



HAL
open science

ÉTUDE DE TECHNOLOGIES AVANCÉES POUR L'OPTIMISATION DES SYSTÈMES DE TRANSMISSION OPTIQUE MULTIPLEXÉS EN LONGUEUR D'ONDE AU DÉBIT DE 40 GBIT/S

Mathieu Lefrançois

► **To cite this version:**

Mathieu Lefrançois. ÉTUDE DE TECHNOLOGIES AVANCÉES POUR L'OPTIMISATION DES SYSTÈMES DE TRANSMISSION OPTIQUE MULTIPLEXÉS EN LONGUEUR D'ONDE AU DÉBIT DE 40 GBIT/S. Physique [physics]. Université Paris Sud - Paris XI, 2007. Français. NNT : . tel-00202576

HAL Id: tel-00202576

<https://pastel.hal.science/tel-00202576>

Submitted on 7 Jan 2008

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.

THÈSE

Présentée le 6 décembre 2007

Pour l'obtention du
DIPLOME DE DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ PARIS-SUD

par

Mathieu LEFRANÇOIS

ÉTUDE DE TECHNOLOGIES AVANCÉES POUR L'OPTIMISATION DES SYSTÈMES DE TRANSMISSION OPTIQUE MULTIPLEXÉS EN LONGUEUR D'ONDE AU DÉBIT DE 40 GBIT/S

Jury :

M. Jean-Michel JONATHAN	Président
<i>Institut d'Optique Graduate School, Palaiseau</i>	
M. Robert FREY	Directeur de thèse
<i>Institut d'Optique Graduate School, Palaiseau</i>	
M. Sébastien BIGO	Examineur
<i>Alcatel-Lucent, Nozay</i>	
M. Yann FRIGNAC	Examineur
<i>Institut National des Télécommunications, Évry</i>	
M. Hervé MAILLOTTE	Rapporteur
<i>Université de Franche Comté, Besançon</i>	
M. Michel JOINDOT	Rapporteur
<i>École Nationale Supérieure des Sciences Appliquées et de Technologie, Lannion</i>	

REMERCIEMENTS

Bon ben ça y est, cela fait donc trois ans que j'ai rejoint l'équipe OTS, d'abord au sein du centre de recherche du groupe Alcatel à Marcoussis, puis d'Alcatel-Lucent sur le site de Villarceaux à Nozay. C'est ainsi que, quelque part au milieu de la campagne essonnoise, j'ai pu contribuer à diverses études amont sur les systèmes de transmission par fibres optiques, dans le cadre d'une convention CIFRE. J'ai pu ainsi découvrir la joie des manip en laboratoire, avec le démêlage des fibres optiques, leurs connections après un nettoyage zélé des connecteurs, le réglage des émetteurs et récepteurs où lâcher un bouton nous donne le droit de tout recommencer, l'observation à longueur de journée de chiffres de taux d'erreurs qui bougent tout le temps et que l'on doit optimiser à l'aide du bouton sus-cité, ou bien encore l'observation de diagrammes de l'œil ou de spectres sur des oscilloscopes et analyseurs de spectre dernier cri ! Sans compter la joie des simulations numériques où il n'est jamais aisé de comprendre et d'interpréter les résultats fruits de plusieurs jours de calcul, et ce pourvu qu'ils soient justes ou que le logiciel n'ait pas bugué ! Voici donc un aperçu, certes rapide et simpliste, du monde de la recherche industrielle dans le domaine des télécommunications par fibres optiques, que j'ai découvert et auquel j'ai contribué. Cela n'aurait pas été possible sans tous les membres de l'équipe avec qui j'ai travaillé pendant tout ce temps, et à qui je voudrais rendre hommage ici.

Je tiens d'abord bien sûr à remercier Sébastien, mon chef de groupe, pour m'avoir accepté au sein de son équipe. Merci également pour tous les conseils que tu m'as prodigués durant ces trois ans, notamment concernant la rédaction des rapports et des publications, et l'extrême rigueur que tu as su apporter lors des corrections. Si Sébastien donne le feu vert pour une publication, on peut être sûr que le texte est proche de la perfection ! Mais Sébastien, comme tout bon membre de notre équipe, savait aussi décrocher du boulot quand cela était nécessaire. Merci donc pour toutes les discussions annexes que nous avons pu avoir, qui nous ont permis notamment de profiter de ton autre domaine d'expertise, j'ai nommé le cinéma. Car Sébastien est un adepte inconditionnel, c'est peu de le dire, des salles obscures, avec des records d'une quarantaine de films visionnés en une semaine à l'occasion d'un festival bien connu se tenant sur la côte d'Azur durant le mois de mai !

Merci aussi à Jean-Pierre, notre chef de projet, qui est également à l'origine de mon recrutement dans l'équipe. Merci pour ton humanité et ta rigueur exemplaires, qui manquent bien souvent aux grands chefs !

Je remercie aussi Robert, mon directeur de thèse académique, qui a bien voulu prendre cette responsabilité au sein du groupe Manolia du laboratoire Charles Fabry de l'Institut d'Optique, autre volet de ma convention CIFRE. Merci aussi pour ta contribution à la relecture de ce présent mémoire.

Spéciale dédicace aux membres de l'étude « Transmissions sur longue distance » au sein de laquelle j'ai travaillé, avec qui j'ai collaboré le plus étroitement au cours de ces trois ans.

Tout d'abord un grand merci à mon responsable d'étude Gabriel, qui excelle par son réalisme et sa rapidité de réflexion et d'action —et aussi de parole— exemplaires ! Merci pour avoir toujours su trouver ce qui manquait pour que l'on s'en sorte au laboratoire ou devant une simulation numérique, et pour ton aptitude à nous remettre dans le droit chemin si d'aventure on faisait fausse route. Cette fugacité est non seulement effective au bureau ou au labo, mais aussi à l'extérieur sur les terrains de sport, où j'ai eu aussi,

durant ces années, le plaisir de découvrir et de pratiquer hebdomadairement l'Ultimate Frisbee, qui est devenu une institution dans l'équipe. Donc merci pour tout Gabriel, et félicitations pour ton mariage !

Je ne dois pas non plus, bien sûr, oublier mes deux techniciens préférés, qui m'ont également rendu d'énormes services pendant ces trois ans.

Merci tout d'abord à Patrice, avec qui j'ai eu le plaisir de partager le bureau pendant deux ans à Marcoussis. Bien qu'à partir de cinq heures tu ne pouvais plus rien faire pour moi, je te remercie sincèrement pour la précieuse aide que tu as su m'apporter au laboratoire. Grâce à toi la boucle a toujours été prête –ou presque– en temps voulu pour les manips, et grâce à tes talents de programmeur Labview, égaliser un spectre est presque devenu chose aisée ! Merci aussi bien sûr pour ton éternelle bonne humeur qui se retrouve dans ton exotisme vietnamien, et pour l'organisation des Fêtes de la Musique du site, qui nous ont permis de découvrir tes talents de guitariste avant YouTube !

Autre personnalité de l'équipe, et non des moindres, j'ai nommé Haïk, qui a amené avec lui sa fougue arménienne dans le labo. Un grand merci à toi aussi pour tes contributions aux manips et pour ton dévouement au laboratoire. Ta connaissance sans faille des différents racks hyperfréquence que tu as mis au point, et de leurs réglages, m'a été très précieuse ! Merci aussi pour tes leçons de soudure de fibres, mais je n'ai pas encore pu acquérir ton coup de main. Je te ferai signe quand j'en réussirai une en moins de 10 tentatives ! Je ne pourrai pas non plus oublier tes talents de tchatcheur qui contribuent à mettre l'ambiance dans l'équipe, et de danseur arménien que j'ai eu le plaisir de découvrir au Palais des Congrès. Et félicitations à toi aussi pour ton mariage et ta jeune paternité !

Merci aussi à Oriol, mon digne catalan de successeur, qui complète le caractère cosmopolite de l'équipe, et à Jérémie. Nous avons également eu l'occasion de collaborer ensemble, merci donc à vous deux pour votre aide en manip et en simu, qui m'a également été précieuse en dépit de –ou grâce à– votre ancienneté moindre. Bon courage Oriol pour ta thèse, tel que tu es parti tu devrais t'en sortir sans problème !

Merci également aux différents stagiaires qui se sont succédés dans l'équipe, et qui ont chacun eux aussi contribué à leur manière à la bonne ambiance qui y régnait. Merci donc à Nadia, Amine, Fabien, et plus particulièrement à Éric, Thibaut et François qui ont contribué à une partie des travaux présentés dans ce mémoire.

Je voulais aussi remercier Jean-Christophe, avec qui j'ai fait mes premiers pas chez Alcatel par mon stage de fin d'études, et Emmanuel. Merci à vous pour les interactions que nous avons eues concernant la compréhension et l'amélioration des simulations et des traitements de données numériques, et pour l'aide que vous m'avez apportée dans ce domaine. Et félicitations également à vous deux pour vos mariages !

Merci aux autres personnes que j'ai côtoyées durant ces années, aussi bien pour le travail que pour le Frisbee ou qu'en conférence, ou à l'occasion d'un pot ou autre. Merci notamment aux membres du groupe Réseaux Reconfigurables, Sophie, Laurence, Thierry, les trois Dominique, Annalisa, Nicolas, et plus particulièrement Christian et Philippe pour le matériel qu'ils m'ont prêté pour ma manip, même si je n'ai pas pu l'utiliser au maximum de ses capacités. Merci aussi aux assistantes Elisabeth et Evelyne pour les services qu'elles ont su nous rendre, tout particulièrement concernant l'organisation des voyages en conférence.

Les conférences, parlons-en justement. Nos métiers de la recherche nous offrent cette chance de pouvoir voyager un peu partout dans le monde pour rencontrer les différents acteurs du domaine. C'est ainsi que j'ai pu visiter Glasgow et effectuer mon baptême du feu de la présentation orale devant une salle comble, puis renouveler cette

expérience à Cannes, à Los Angeles ou encore à Grenoble. Merci de m'avoir offert ces opportunités.

Ces quelques années passées dans le groupe ont également été riches en pots, apéritifs et petits déjs de toutes sortes, que ce soit à l'occasion d'un mariage, d'une naissance, d'un anniversaire, d'un départ, d'une arrivée, d'une mutation, du passage réussi de postdocs lors d'une conférence, d'une distinction d'un membre de l'équipe, d'un début de thèse, d'une fin de thèse et j'en passe. Bref, le moindre prétexte est bon pour squatter le bureau, la salle de réunion ou le laboratoire avec quelques boissons et nourritures raffinées, même s'il ne faut pas oublier de boire de l'eau ! Sans compter les repas au restaurant en compagnie de fins gourmets lors des conférences !

Pour résumer, je crois que j'ai eu, durant ces trois ans, la chance exceptionnelle, jamais garantie de nos jours, de pouvoir travailler dans la joie et la bonne humeur, et ce en dépit des nuages qui peuvent s'accumuler ces temps-ci.

Avant de conclure, je tiens bien sûr aussi à remercier les membres de mon jury de thèse : Sébastien, Robert, et aussi Jean-Michel, qui était déjà dans mon jury de stage, Yann, mon illustre prédécesseur dans l'équipe, ainsi que les rapporteurs Michel et Hervé pour les commentaires et critiques constructives qu'ils m'ont formulés.

Et pour terminer, je tiens à remercier ma famille qui m'a toujours soutenu dans cette aventure, en dépit des distances qui nous séparaient. Merci à mes parents, à mes oncles et tantes et à mon frère Bastien, à qui je souhaite bon vent !

Merci à tous, et bonne lecture !

TABLE DES MATIERES

REMERCIEMENTS.....	3
TABLE DES MATIERES.....	7
TABLE DES SIGLES ET ACRONYMES	13
INTRODUCTION	17
HISTORIQUE DES TELECOMMUNICATIONS OPTIQUES.....	17
ÉTAT DE L'ART AVANT LA THESE	19
CADRE DE LA THESE.....	20
PLAN DU MEMOIRE	21
BIBLIOGRAPHIE DE L'INTRODUCTION.....	22
CHAPITRE I. GENERALITES SUR LES TRANSMISSIONS OPTIQUES	25
I.A LES SYSTEMES DE TRANSMISSION OPTIQUE	25
I.A.1 PROPAGATION GUIDEE PAR FIBRE OPTIQUE.....	25
I.A.1.1 La fibre optique.....	25
I.A.1.2 Transport d'information par voie optique	27
I.A.2 DESCRIPTION DES SYSTEMES DE TRANSMISSION OPTIQUE	28
I.A.2.1 L'émetteur	29
I.A.2.2 Les tronçons de fibres optiques	31
I.A.2.3 Le récepteur	35
I.A.3 LE MULTIPLEXAGE EN LONGUEUR D'ONDE (WDM)	35
I.A.4 LES DIFFERENTS TYPES DE SYSTEMES DE TRANSMISSION OPTIQUE	36
I.A.4.1 Les systèmes longue distance terrestres	36
I.A.4.2 Les systèmes très longue distance sous-marins	37
I.A.4.3 Autres systèmes (plus courts).....	37
I.B EFFETS DE PROPAGATION ET LIMITATIONS DES SYSTEMES DE TRANSMISSION OPTIQUE	37
I.B.1 LES EFFETS DE CROSSTALK	38
I.B.2 L'ACCUMULATION DU BRUIT D'ASE	38
I.B.3 EFFETS DE PROPAGATION LINEAIRES	38
I.B.3.1 L'atténuation de la fibre	39
I.B.3.2 La dispersion chromatique	39
I.B.3.3 La dispersion modale de polarisation	41
I.B.4 EFFETS DE PROPAGATION NON-LINEAIRES	43
I.B.4.1 L'effet Kerr optique.....	43
I.B.4.2 Le bruit de phase non-linéaire (NLPN).....	52
I.B.4.3 Effets Raman et Brillouin.....	53
I.B.5 CONTRAINTES LIEES A L'AUGMENTATION DU DEBIT	54
I.B.5.1 Diminution de la tolérance au bruit	54
I.B.5.2 Diminution de la tolérance à la dispersion.....	55
I.B.5.3 Diminution de la tolérance à la PMD.....	55
I.B.5.4 Évolution de la tolérance aux effets non-linéaires	55
I.B.6 LA GESTION DE DISPERSION	56
I.B.7 RECAPITULATION	57

I.C MODES DE REPRESENTATION, GRANDEURS CARACTERISTIQUES ET CRITERES DE QUALITE D'UN SIGNAL OPTIQUE	58
I.C.1 MODES DE REPRESENTATION	58
I.C.1.1 Représentations directes	58
I.C.1.2 Représentation fréquentielle	60
I.C.2 GRANDEURS CARACTERISTIQUES	60
I.C.2.1 Rapport signal sur bruit optique (OSNR)	60
I.C.2.2 Puissance intégrée et phase non-linéaire	62
I.C.3 CRITERES DE QUALITE	63
I.C.3.1 Le taux d'erreurs binaire (BER)	63
I.C.3.2 Le Facteur Q	63
I.C.3.3 L' Ouverture de l'œil et le facteur Q'	65
I.C.3.4 Sensibilité et pénalités	66
I.C.3.5 Le seuil non-linéaire	67
I.D FORMATS DE MODULATION	68
I.D.1 MODULATION OPTIQUE	68
I.D.1.1 Principe	68
I.D.1.2 Intérêt du choix du format de modulation	69
I.D.2 CODAGES EN INTENSITE (OOK)	69
I.D.2.1 Le format NRZ (Non Return-to-Zero)	69
I.D.2.2 Le format RZ (Return-to-Zero)	70
I.D.2.3 Le format CS-RZ (Carrier Suppressed Return-to-Zero)	71
I.D.2.4 Autres formats OOK	72
I.D.3 CODAGES DIFFERENTIELS EN PHASE (DPSK) [1.24]	73
I.D.3.1 Codage en phase	73
I.D.3.2 Détection différentielle	74
I.D.3.3 Précodage logique	76
I.D.4 CODAGES DUOBINAIRES	77
I.D.4.1 Le format duobinaire (DB)	77
I.D.4.2 La transmission binaire à profil de phase contrôlé (PSBT)	78
I.D.4.3 Étude de la tolérance à la dispersion chromatique résiduelle des formats issus du codage duobinaire et du NRZ	80
I.D.4.4 Le codage par alternance de phase (Alternate-Mark Inversion, AMI)	80
I.E METHODES DE TRAVAIL	80
I.E.1 SIMULATIONS NUMERIQUES	81
I.E.1.1 Simulation de la propagation d'une onde lumineuse le long d'une fibre optique	82
I.E.1.2 Estimation de la qualité du signal	84
I.E.2 EXPERIENCES EN LABORATOIRE	86
I.E.2.1 La boucle à recirculation	86
I.E.2.2 Autres différences majeures par rapport à un système déployé	88
CONCLUSION DU CHAPITRE 1	88
BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 1	89
CHAPITRE II. AUGMENTATION PROGRESSIVE DE LA CAPACITE TOTALE DES SYSTEMES PAR SUBSTITUTION PROGRESSIVE DE CANAUX A 10 GBIT/S PAR DES CANAUX A 40 GBIT/S	93
II.A AUGMENTATION PROGRESSIVE DE LA CAPACITE TOTALE D'UN SYSTEME DE TRANSMISSION OPTIQUE	94
II.A.1 DESCRIPTION DES SYSTEMES EXISTANTS	94
II.A.2 CONTRAINTES LIEES A UNE AUGMENTATION PROGRESSIVE DE CAPACITE D'UN SYSTEME WDM	94
II.B DESCRIPTION DES FORMATS DE MODULATION ETROITS SPECTRALEMENT, COMPATIBLES AVEC LES CONFIGURATIONS DWDM	96

II.B.1 LA PSBT (PHASE-SHAPED BINARY TRANSMISSION)	96
II.B.2 LA DQPSK (DIFFERENTIAL QUATERNARY PHASE-SHIFT KEYING)	97
II.B.2.1 Présentation	97
II.B.2.2 Génération et détection	97
II.B.2.3 Caractéristiques principales	103
II.C ÉTUDE DE LA TOLERANCE AUX EFFETS NON-LINEAIRES DE CES FORMATS DE MODULATION MODULES A 40 GBIT/S DANS LES SYSTEMES WDM DITS « HYBRIDES 10-40 GBIT/S » ET DANS LES SYSTEMES « DWDM A 40 GBIT/S »	105
II.C.1 RESULTATS ISSUS DE SIMULATIONS NUMERIQUES	106
II.C.1.1 Paramètres de simulation	106
II.C.1.2 Résultats numériques avec le format PSBT	109
II.C.1.3 Résultats numériques avec le format DQPSK	110
II.C.1.4 Résultats numériques avec le format DPSK	110
II.C.2 RESULTATS EXPERIMENTAUX	111
II.C.2.1 Montage expérimental	112
II.C.2.2 Résultats expérimentaux avec le format RZ-DQPSK	113
II.C.2.3 Résultats avec la modulation PSBT	115
CONCLUSION DU CHAPITRE II	116
BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE II	117
CHAPITRE III. ÉTUDE NUMERIQUE DES EFFETS NON-LINEAIRES PREDOMINANTS DANS LES SYSTEMES A 40 GBIT/S : LES EFFETS INTRA-CANAU	121
III.A ÉTUDE DU DECOUPLAGE DES EFFETS INTRA-CANAU	122
III.A.1 METHODE NUMERIQUE DE DECOUPLAGE	122
III.A.2 ÉTUDE DES DIFFERENTS EFFETS INTRA-CANAU DANS LE CAS DU FORMAT RZ	124
III.A.2.1 Paramètres de simulation	124
III.A.2.2 Détermination de la longueur de séquence optimale	124
III.A.2.3 Influence de l'i-SPM et de l'i-XPM	125
III.A.2.4 Influence de l'i-FWM	126
III.A.2.5 Conclusion de cette étude	128
III.B ÉTUDE DE FORMATS DE MODULATION AVANCES SPECIFIQUEMENT CONÇUS POUR LEUR RESISTANCE AUX EFFETS INTRA-CANAU	128
III.B.1 UTILISATION DE LA SUR-MODULATION DE PHASE PERIODIQUE	128
III.B.1.1 Sur-modulation de phase carrée	128
III.B.1.2 Sur-modulation de phase sinusoïdale	131
III.B.2 UTILISATION DU CODAGE EN PHASE	133
III.B.3 UTILISATION DE LA TECHNIQUE D'ALTERNANCE DE POLARISATION	133
III.B.3.1 Format RZ à polarisation alternée (APol-RZ)	133
III.B.3.2 Format RZ-DPSK à polarisation alternée (APol-RZ-DPSK)	134
CONCLUSION DU CHAPITRE III	135
BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE III	135
CHAPITRE IV. ÉTUDE NUMERIQUE ET EXPERIMENTALE DE TECHNOLOGIES NOVATRICES SUSCEPTIBLES D'AMELIORER LES PERFORMANCES A 40 GBIT/S	139
IV.A UTILISATION DES SYSTEMES SOUS-MARINS NZDSF AU DEBIT DE 40 GBIT/S	139
IV.A.1 PRESENTATION DES SYSTEMES SOUS-MARINS NZDSF	139
IV.A.1.1 Description	139
IV.A.1.2 Carte de dispersion d'un système NZDSF	140

IV.A.2	ÉTUDE PRELIMINAIRE A 10 GBIT/S.....	141
IV.A.2.1	Étude en configuration mono-canal	141
IV.A.2.2	Influence du NLPN sur la RZ-DPSK en configuration WDM.....	143
IV.A.2.3	Conclusion	144
IV.A.3	ÉTUDE A 40 GBIT/S	144
IV.A.3.1	Influence de la pente de dispersion cumulée sur des signaux modulés à 40 Gbit/s.....	145
IV.A.3.2	Étude numérique de transmissions NZDSF sans pente de dispersion intra-canal.....	146
IV.A.4	CONCLUSION DE L'ETUDE	149
IV.B	ÉTUDE DE TECHNIQUES DE CODAGE AVANCEES POUR LES SYSTEMES A 40 GBIT/S.....	149
IV.B.1	EXPLOITATION DE LA PREDOMINANCE DES EFFETS INTRA-CANAU : MISE EN EVIDENCE DES « EFFETS DE SEQUENCE »	149
IV.B.2	TECHNIQUES DE CODAGE VISANT A ELIMINER LES SEQUENCES LES PLUS PENALISANTES	150
IV.B.2.1	Procédure suivie	150
IV.B.3	RESULTATS ISSUS DES SIMULATIONS NUMERIQUES	151
IV.B.3.1	Simulation avec la séquence de DeBruijn « témoin ».....	151
IV.B.3.2	Traitement de la séquence	152
IV.B.3.3	Résultats de simulation avec la séquence modifiée.....	152
IV.B.3.4	Autres codages et modifications de la séquence	153
IV.B.3.5	Récapitulation	154
IV.B.3.6	Autres configurations.....	155
IV.B.4	CONFIRMATION EXPERIMENTALE	156
IV.B.5	CONCLUSION DE L'ETUDE	157
IV.C	ÉTUDE DE SYSTEMES SOUS-MARINS DE NOUVELLE GENERATION DEPOURVUS DE COMPENSATION DE DISPERSION EN LIGNE, ET EQUIPES D'UN DISPOSITIF DE CONJUGAISON DE PHASE OPTIQUE EN MILIEU DE LIGNE	157
IV.C.1	DESCRIPTION DES SYSTEMES +D/-D.....	158
IV.C.2	ÉTUDE NUMERIQUE DE SYSTEMES SOUS-MARINS +D/OPC.....	159
IV.C.2.1	Présentation des systèmes +D/OPC	159
IV.C.2.2	Résultats issus de simulations numériques	164
IV.C.3	ÉTUDE EXPERIMENTALE	169
IV.C.3.1	Montage expérimental de conjugaison de phase optique	169
IV.C.3.2	Insertion du montage d'OPC dans un système de transmission optique.....	173
IV.C.4	CONCLUSION DE L'ETUDE	176
	CONCLUSION DU CHAPITRE IV	177
	BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE IV	177
	CHAPITRE V. EXPERIENCES DE TRANSMISSION DE GRANDE AMPLEUR ILLUSTRANT LES PERFORMANCES QUE PEUVENT ATTEINDRE LES SYSTEMES A 40 GBIT/S.....	181
V.A	OPTIMISATION D'UN SYSTEME TRES LONGUE DISTANCE A 10 GBIT/S PAR L'UTILISATION DU FORMAT APOL RZ-DPSK A 40 GBIT/S.....	181
V.A.1	MONTAGE EXPERIMENTAL	181
V.A.1.1	Montage à 10 Gbit/s.....	182
V.A.1.2	Montage à 40 Gbit/s.....	183
V.A.2	RESULTATS EXPERIMENTAUX	183
V.A.3	CONCLUSION	184
V.B	TRANSMISSION SUR 4080 KM DE 151 CANAUX MODULES EN RZ-DQPSK A 43 GBIT/S	185
V.B.1	MONTAGE EXPERIMENTAL	185

V.B.2 RESULTATS EXPERIMENTAUX	187
V.B.3 TOLERANCE DE LA RZ-DQPSK AUX DIFFERENTS EFFETS DE PROPAGATION	187
V.B.3.1 Tolérance au bruit optique	188
V.B.3.2 Tolérance au DGD.....	188
V.B.3.3 Tolérance à la dispersion	188
V.B.3.4 Tolérance au filtrage étroit	189
V.B.4 CONCLUSION.....	189
CONCLUSION DU CHAPITRE V	190
BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE V	190
CONCLUSION GENERALE	193
ANNEXE. LISTE DES PRINCIPAUX FORMATS DE MODULATION	197
BIBLIOGRAPHIE DE L'AUTEUR	201
PUBLICATIONS EN JOURNAL.....	201
COMMUNICATIONS EN CONFÉRENCE.....	201
BREVETS	202

TABLE DES SIGLES ET ACRONYMES

Sigle ou acronyme	Désignation en anglais	Désignation en français
APol-RZ	Alternate-Polarization Return-to-Zero	Retour à zéro avec alternance de polarisation
APol-RZ-DPSK	Alternate-Polarization Return-to-Zero Differential Phase-Shift Keying	Codage différentiel en phase avec retour à zéro et alternance de polarisation
AP-RZ	Alternate-Phase Return-to-Zero	Retour à zéro avec alternance de phase
ASE	Amplified Spontaneous Emission	Émission spontanée amplifiée
ASK	Amplitude-Shift Keying	Codage en amplitude
BER	Bit Error Ratio	Taux d'erreurs binaire
CRZ	Chirped Return-to-Zero	Retour à zéro avec dérive de fréquence
CS-RZ	Carrier-Suppressed Return-to-Zero	Retour à zéro avec porteuse supprimée
DB	Duobinary	Duobinaire
DCF	Dispersion Compensating Fiber	Fibre compensatrice de dispersion
DFG	Difference Frequency Generation	Génération de fréquence par différence
DGD	Differential Group Delay	Temps de groupe différentiel
DGE	Dynamic Gain Equalizer	Égaliseur de gain dynamique
DPSK	Differential Phase-Shift Keying	Codage différentiel en phase
DQPSK	Differential Quaternary Phase-Shift Keying	Codage différentiel en phase sur quatre niveaux
DSF	Dispersion-Shifted Fiber	Fibre à dispersion décalée
DWDM	Dense Wavelength Division Multiplexing	Multiplexage en longueur d'onde dense
EAM	Electro-Absorption Modulator	Modulateur à électro-absorption
ECOC	European Conference on Optical Communications	/
EDFA	Erbium-Doped Fiber Amplifier	Amplificateur à fibre dopée Erbium
EO	Eye Opening	Ouverture de l'œil
ER	Extinction Ratio	Taux d'extinction
FEC	Forward Error Correcting code	Code Correcteur d'Erreurs
FWM	Four-Wave Mixing	Mélange à quatre ondes
GVD	Group Velocity Dispersion	Dispersion de vitesse de groupe

Sigle ou acronyme	Désignation en anglais	Désignation en français
i-FWM	Intrachannel Four-Wave Mixing	Mélange à quatre ondes intra-canal
i-SPM	Intrapulse Self-Phase Modulation	Auto-modulation de phase intra-impulsion
i-XPM	Intrachannel Cross-Phase Modulation	Modulation de phase croisée intra-canal
IM-DD	Intensity-Modulated Direct Detection	Détection directe en intensité
ISD	Information Spectral Density	Densité Spectrale d'Information
ITU	International Telecommunications Union	Union Internationale des Télécommunications
JNOG	/	Journées Nationales d'Optique Guidée
LEAF™	Large Effective Area Fiber	/
MZM	Mach-Zehnder Modulator	Modulateur Mach-Zehnder
NF	Noise Figure	Facteur de bruit
NLPN	Nonlinear Phase Noise	Bruit de Phase non-linéaire
NLSE	Nonlinear Schrödinger Equation	Équation de Schrödinger non-linéaire
NLT	Nonlinear Threshold	Seuil non-linéaire
NRZ	Non-Return-to-Zero	Non retour à zéro
NZDSF	Non-Zero Dispersion-Shifted Fiber	Fibre à dispersion décalée non-nulle
OCEAN	Optical Communication Emulator for ALCATEL Networks	/
OFC	Optical Fiber Conference	/
OOK	On/Off Keying	Codage tout ou rien
OPC	Optical Phase Conjugation	Conjugaison de phase optique
OSNR	Optical Signal-to-Noise Ratio	Rapport signal sur bruit optique
PAP-RZ	Pairwise Alternate-Phase Return-to-Zero	Retour à zéro avec alternance de phase par paires
PBS	Polarization Beam Splitter	Séparateur de polarisations
PM	Phase Modulator	Modulateur de phase
PMD	Polarization Mode Dispersion	Dispersion modale de polarisation
PMF	Polarization-Maintaining Fiber	Fibre à maintien de polarisation
PPLN	Periodically-Poled Lithium Niobate	Niobate de lithium périodiquement polarisé
PRBS	Pseudo-Random Binary Sequence	Séquence binaire pseudo-aléatoire

Sigle ou acronyme	Désignation en anglais	Désignation en français
PSBT	Phase-Shaped Binary Transmission	Transmission binaire à profil de phase contrôlé
PSK	Phase-Shift Keying	Codage en phase
QPM	Quasi Phase-Matching	Quasi accord de phase
RIN	Random Intensity Noise	Bruit d'intensité relatif
ROADM	Reconfigurable Optical Add-and-Drop Multiplexer	Multiplexeur optique reconfigurable d'entrée-sortie
RZ	Return-to-Zero	Retour à zéro
RZ-DPSK	Return-to-Zero Differential Phase-Shift Keying	Codage différentiel en phase avec retour à zéro
RZ-DQPSK	Return-to-Zero Differential Quaternary Phase-Shift Keying	Codage différentiel en phase sur quatre niveaux avec retour à zéro
SE	Spectral Efficiency	Efficacité spectrale
SHG	Second Harmonic Generation	Génération de second harmonique
SI-SRS	Self-Induced Stimulated Raman Scattering	Diffusion Raman stimulée auto-induite
SMF	Standard single-Mode Fiber	Fibre standard mono-mode
SNR	Signal-to-Noise Ratio	Rapport signal sur bruit
SOA	Semiconductor Optical Amplifier	Amplificateur optique à semi-conducteur
SPM	Self-Phase Modulation	Auto-modulation de phase
SRS	Stimulated Raman Scattering	Diffusion Raman stimulée
SSFM	Split-Step Fourier Transform Method	Méthode itérative de Fourier à pas séparés
SSMF	Standard Single-Mode Fiber	Fibre standard mono-mode
WDM	Wavelength-Division Multiplexing	Multiplexage en longueur d'onde
WSS	Wavelength-Selective Switch	Commutateur sélectif de longueur d'onde
XPM	Cross-Phase Modulation	Modulation de phase croisée

INTRODUCTION

Depuis toujours, l'homme a cherché à communiquer avec les siens. C'est ainsi que dès la fin du XVIII^e siècle et jusqu'à nos jours, se sont développés, avec l'ère industrielle, des systèmes de plus en plus complexes permettant d'établir des communications entre points de plus en plus éloignés d'une région, d'un pays puis de la planète, et même au-delà. Parmi les premiers systèmes de télécommunication permettant de transmettre des informations sur des distances à l'échelle d'un pays, nous pouvons citer les télégraphes de Chappe, qui fonctionnaient – est-ce un signe ? – par voie optique. Puis sont apparus, au cours du XIX^e siècle, le télégraphe électrique puis le télégraphe sans fil.

Au cours du XX^e siècle, ces techniques se sont perfectionnées et les distances de transmission se sont accrues. Les transmissions par câble et hertziennes se sont alors largement développées, notamment avec l'arrivée des satellites de télécommunication. Peu après, l'idée de transmettre des informations via la propagation de lumière par fibres optiques apparaît. La transmission par fibres optiques a rapidement supplanté la transmission par câbles électriques, notamment en ce qui concerne les longues et très longues distances, à l'échelle d'un continent ou de la traversée d'un océan. Dans ce dernier cas, seule la transmission par satellite reste une alternative crédible à la transmission par fibres optiques.

Les systèmes de transmission par fibres optiques ont donc accompagné la révolution numérique qui a commencé il y a quelques dizaines d'années. Le travail que nous avons effectué au cours de ces trois années et qui sera reporté dans ce mémoire porte précisément sur des études d'amélioration de ces systèmes de télécommunication, afin qu'ils puissent encore pour longtemps soutenir la croissance numérique.

Historique des télécommunications optiques

L'idée de transmettre des données, notamment numériques, sur de grandes distances en utilisant les fibres optiques date de 1966. Néanmoins, la réalisation pratique de fibres optiques à très faibles pertes n'a eu lieu que progressivement, partant d'une atténuation du signal optique de 1000 dB/km (atténuation d'un facteur 10^{100} sur 1 km) en 1960 puis de 20 dB/km en 1975 pour atteindre la valeur encore valable actuellement d'environ 0.2 dB/km en 1984. Grâce à leurs très faibles pertes en ligne, les fibres optiques sont très compétitives pour les transmissions longue distance par rapport à d'autres technologies possibles comme les câbles coaxiaux.

C'est ainsi qu'au cours du temps, les performances des systèmes de transmission par fibres optiques, qui sont liées notamment à leur capacité, c'est-à-dire à la quantité d'information qu'ils peuvent transmettre par seconde, et à la distance maximale que les signaux optiques peuvent atteindre sans être régénérés par des systèmes électroniques, ont augmenté de manière exponentielle suivant une loi de Moore. La Figure 1 décrit l'évolution, de 1970 à 2003, de la performance des systèmes de transmission sur fibres optiques mesurée via leur produit capacité d'information transmise \times distance de transmission [1]. On constate une multiplication par 10 tous les quatre ans de ce produit pour les systèmes optiques ! Cette croissance a été assurée grâce à différentes technologies clés que nous allons énumérer.

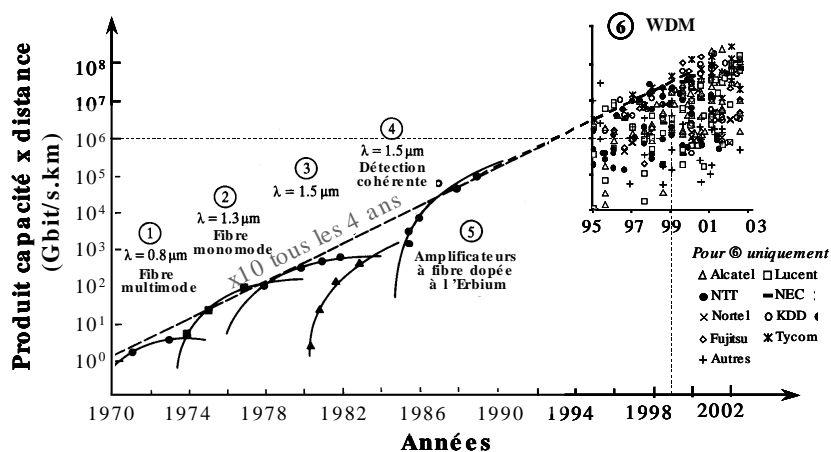


Figure 1 : évolution du produit capacité \times distance des systèmes de transmission optiques au cours des dernière décennies, et technologies associées.

Les premiers systèmes de transmission optiques étaient constitués de fibres optiques comprenant plusieurs modes de propagation (fibres multimodes), dont les signaux optiques modulaient une porteuse de longueur d'onde proche de 800 nm à un débit compris entre 50 et 100 Mbit/s ①. Vient ensuite la mise au point de fibres monomodes et la conception de lasers à semi-conducteur émettant à 1300 nm, longueur d'onde à laquelle la distorsion du signal optique due à la dispersion chromatique des fibres optiques standard est la plus faible. Les systèmes ainsi conçus pouvaient transmettre des débits de l'ordre de 1 Gbit/s, mais les distances atteignables étaient limitées par l'atténuation des fibres, de l'ordre de 0.5 dB/km à cette longueur d'onde ②. Par conséquent, une fenêtre de transmission où les pertes sont plus faibles (à 0.2 dB/km) a ensuite été exploitée, autour de la longueur d'onde de 1550 nm, menant à des transmissions de capacité d'environ 2 Gbit/s ③,④. L'accumulation des distorsions que subit un signal optique se propageant dans une fibre standard à ces longueurs d'onde du fait de la dispersion chromatique est contournée grâce à la conception de fibres à dispersion décalée. Ces fibres ont une dispersion quasi nulle à ces longueurs d'onde. Ensuite, une période a été consacrée à l'étude de systèmes mettant en œuvre la technique de détection cohérente ④, qui permettait de retrouver grâce à une oscillateur local en réception l'intensité et la phase du signal optique et conduisait à des sensibilités de réception améliorées. Cette technique a par la suite été abandonnée au profit de systèmes utilisant une détection directe, mais elle est récemment revenue au goût du jour.

Une nouvelle génération de systèmes est alors apparue grâce aux amplificateurs à fibre dopée Erbium (EDFA pour Erbium Doped Fiber Amplifier) permettant une amplification du signal tout optique et remplaçant les répéteurs optoélectroniques alors employés ⑤. Ceux-ci ont permis la réalisation vers 1993 d'expériences de transmission à des débits de 10 Gbit/s sur des distances de 9000 km. Ces débits sont obtenus par modulation de l'intensité de la lumière autour d'une seule longueur d'onde porteuse. Nous parlerons alors de transmission mono-canal.

Ensuite, la technologie dite du multiplexage en longueur d'onde (WDM pour Wavelength Division Multiplexing) qui consiste à coupler dans une même fibre optique un grand nombre de canaux modulés autour de plusieurs longueurs d'onde porteuses a vu le jour ⑥. Celle-ci est rendue possible grâce à la large bande passante des fibres optiques et EDFA autour de 1550 nm. Elle permet de démultiplier la capacité totale des systèmes en additionnant les capacités de chaque canal. La partie ⑥ de la Figure 1 détaille les

expériences de transmissions réalisées sur la base de la technologie WDM entre 1995 et 2003. Les principaux acteurs de ces démonstrations de transmission sont Alcatel, Lucent, (qui ont fusionné en Alcatel-Lucent fin 2006), AT&T (*American Telephone and Telegraph*), NTT (*Nippon Telegraph and Telephone*), NEC (*Nippon Electric Company*), KDD (*Knowledge Data Discovery*), Nortel, Fujitsu et Tyco.

Pour réaliser ces transmissions WDM, d'autres techniques ont en parallèle contribué à l'augmentation de ce produit capacité \times distance. Nous avons la gestion de dispersion, qui permet une utilisation de fibres optiques dont la dispersion chromatique n'est pas nulle à la longueur d'onde des signaux modulés. Sont aussi apparus les codes correcteurs d'erreur permettant une augmentation significative de la marge tolérable de dégradation des signaux, la modulation en phase qui supplante la modulation en intensité, puis la détection cohérente « nouvelle génération ». Ces techniques sont apparues parallèlement à une tendance à l'augmentation du débit de modulation par canal.

État de l'art avant la thèse

La Figure 2 montre l'évolution de la performance des principales expériences effectuées au cours de la dernière décennie.

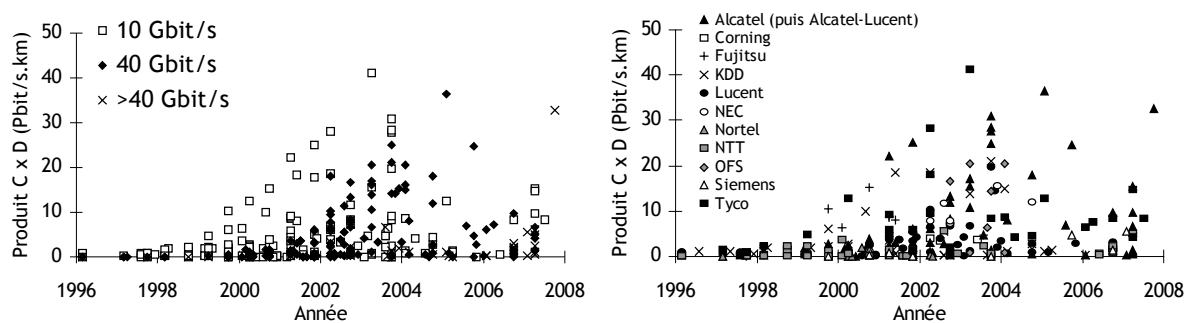


Figure 2 : Évolution du produit Capacité \times Distance au cours de la dernière décennie, triés en fonction du débit par canal correspondant (10 Gbit/s, 40 Gbit/s ou supérieur) à gauche, et en fonction de l'acteur de l'expérience correspondante (à droite)

Le travail de thèse, qui est rapporté dans ce mémoire, a commencé en 2004. À cette date, la modulation du signal optique en phase a fait ses preuves. C'est cette technique qui a permis l'établissement des plus grands produits capacité \times distance à ce jour, à 10 Gbit/s par canal [2] (3.7 Tbit/s sur 11000 km) comme à 40 Gbit/s par canal [3] (6 Tbit/s sur 6000 km). La Figure 3 illustre la diversité de ces expériences, en y reportant la capacité correspondante en fonction de la distance atteinte. Nous observons de très fortes disparités entre les différentes expériences, et même entre les expériences ayant mené aux records sus-cités.

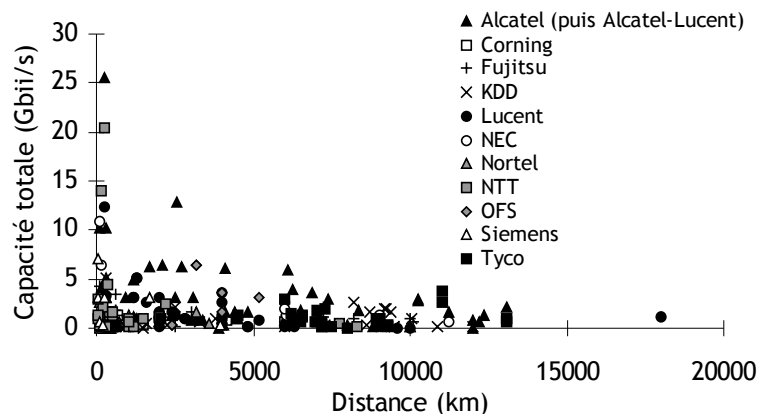


Figure 3 : Capacité en fonction de la distance pour les différentes expériences reportées en Figure 2

Mais ces différentes expériences ont, pour la quasi-totalité, été effectuées en laboratoire selon un protocole bien déterminé. Les systèmes déployés actuellement en service ne nécessitent pas encore une performance aussi élevée, mais leur évolution suit la même courbe que celle des expériences avec un certain décalage temporel. Pour la plupart, les signaux des systèmes déployés sont modulés en intensité au moyen d'un format simple, et au débit de 10 Gbit/s par canal (certains sont encore à 2.5 Gbit/s).

Cadre de la thèse

Le travail rapporté dans ce mémoire consiste en une étude poussée de la modulation à 40 Gbit/s, afin notamment de préparer la migration des systèmes déployés vers ce débit.

Comme nous l'avons évoqué, les systèmes WDM actuellement en service fonctionnent au débit de 10 Gbit/s par canal et suffisent encore pour convoier tout le trafic numérique. Cependant, en raison de l'arrivée sur le marché de nouvelles technologies nécessitant plus de débit (accès haut-débit, TV numérique haute définition,...) et de nouveaux clients potentiels, en particulier issus des pays émergents, la demande en débit continuera à croître au cours des prochaines années. Pour éviter que les systèmes actuels n'arrivent à saturation, des moyens doivent être mis en oeuvre pour augmenter la capacité totale d'information que ces systèmes doivent pouvoir transporter sur des distances les plus grandes possibles.

Il existe plusieurs manières de procéder pour augmenter cette capacité :

- *Augmentation du débit par canal*

Grâce aux progrès de l'électronique, il est possible d'augmenter le débit de modulation des longueurs d'onde porteuses au-delà de 10 Gbit/s. Selon les protocoles actuellement utilisés (SDH,...) il est d'usage, lors de l'augmentation du débit, de le multiplier par un facteur 4. En conséquence, le débit succédant logiquement à 10 Gbit/s sera 40 Gbit/s. C'est le débit étudié dans ce travail. Les premiers composants à 40 Gbit/s commencent d'ailleurs à se vendre. Suivant le protocole Ethernet, de plus en plus utilisé dans les transmissions sur fibre optique, l'augmentation du débit doit être d'un facteur 10, ce qui implique que des études du débit de 100 Gbit/s sont aussi réalisées. L'étude de ces débits n'entre cependant pas dans le cadre de ce travail de thèse.

Cela dit, une telle augmentation de débit n'est pas suffisante pour induire systématiquement une augmentation de capacité des systèmes WDM. Il faut, pour cela, que l'augmentation du débit soit accompagnée d'une augmentation de la densité spectrale d'information du signal, c'est-à-dire de la quantité d'information transmise dans une bande spectrale donnée.

- *Augmentation de la densité spectrale d'information du signal*

Cela consiste à rapprocher, dans le domaine spectral, les canaux les uns des autres relativement au débit, pour transporter plus d'informations dans une même bande spectrale. Cette opération permet l'augmentation de la capacité d'un système, qu'elle soit accompagnée d'une augmentation du débit ou non.

- *Augmentation de la bande passante des systèmes*

Une autre possibilité pour augmenter la capacité d'un système est d'augmenter sa bande passante optique, notamment celle des amplificateurs. Mais cette technique est limitée fondamentalement par les pertes de la fibre optique même. Elle ne sera pas abordée dans ce mémoire.

L'objet de ce travail de thèse est donc d'étudier et de tester divers moyens pouvant être mis en œuvre pour obtenir un fonctionnement optimal des systèmes de transmission optique à un débit de 40 Gbit/s par canal. Il est pour cela possible de concevoir directement de nouveaux systèmes optimisés pour un fonctionnement à ce débit, mais il est aussi envisageable de continuer à utiliser les systèmes actuellement en service et fonctionnels à 10 Gbit/s en les modifiant au niveau de l'émetteur et du récepteur pour qu'ils puissent être compatibles avec 40 Gbit/s tout en offrant une capacité plus élevée. Cette solution a l'avantage de limiter les coûts de développement et d'installation de nouveaux systèmes. Elle peut aussi permettre une augmentation progressive de la capacité totale du système en remplaçant progressivement chaque canal à 10 Gbit/s par un canal à 40 Gbit/s (au rythme des besoins en capacité).

Plan du mémoire

Ce mémoire est divisé en cinq chapitres.

Le premier chapitre consiste en une présentation générale des transmissions optiques et des notions principales qui seront abordées tout au long du mémoire.

Le deuxième chapitre est consacré aux solutions permettant la substitution progressive de canaux à 10 Gbit/s par des canaux à 40 Gbit/s dans les systèmes existants. Nous y présentons une étude des techniques de modulation de l'information binaire compatibles avec une telle démarche, ainsi que des effets de propagation se produisant dans de telles configurations très contraignantes. Deux cas de figure ont été plus particulièrement étudiés : un canal 40 Gbit/s entouré de canaux à 10 Gbit/s, et un canal 40 Gbit/s entouré d'autres canaux identiques à 40 Gbit/s sur la même grille spectrale (ce qui se produira lorsque tous les canaux à 10 Gbit/s auront été remplacés par des canaux à 40 Gbit/s).

Le troisième chapitre est plus particulièrement consacré aux effets de propagation non-linéaires devenant prédominants au débit de 40 Gbit/s, les effets dits intra-canaux.

Nous nous intéressons dans le quatrième chapitre aux systèmes prévus directement pour une modulation à 40 Gbit/s au niveau de tous ses canaux, qu'ils soient issus de

systèmes à 10 Gbit/s ou directement conçus pour 40 Gbit/s. Nous présentons également trois différentes techniques susceptibles d'améliorer les performances de ces systèmes, notamment en exploitant à bon escient les effets intra-canaux.

Enfin nous terminerons cette étude des technologies avancées pour l'optimisation des systèmes à 40 Gbit/s en décrivant dans le cinquième chapitre deux expériences de transmission réalisées dans nos laboratoires et illustrant les performances que peuvent atteindre ces systèmes, dans une configuration terrestre et dans une configuration sous-marine.

Bibliographie de l'introduction

- [1] E. Desurvire, « Erbium-doped fiber amplifiers, principles and applications », *Wiley Inter-Science*, 1994
- [2] J.-X. Cai, D. G. Foursa, C. R. Davidson, Y. Cai, G. Domagala, H. Li, L. Liu, W. W. Patterson, A. N. Pilipetskii, M. Nissov and Neal S. Bergano, « A DWDM demonstration of 3.72Tb/s over 11,000km using 373 RZ-DPSK channels at 10Gb/s », in proc. *OFC'03*, PD22, Atlanta, Georgia, March 23-28
- [3] G. Charlet, E. Corbel, J. Lazaro, A. Klekamp, R. Dischler, P. Tran, W. Idler, H. Mardoyan, A. Konczykowska, F. Jorge, S. Bigo, « WDM Transmission at 6Tbit/s Capacity Over Transatlantic Distance, Using 42.7-Gbit/s Differential Phase-Shift Keying Without Pulse Carver », *IEEE J. Lightwave Technol.*, Vol. 23, n°1, pp. 104-107, Jan. 2005

CHAPITRE I. GENERALITES SUR LES TRANSMISSIONS OPTIQUES

Cette thèse porte sur des études de l'aspect physique des télécommunications par fibre optique et des systèmes de transmission d'informations par fibre optique. Avant de commencer la description des travaux de la thèse proprement dits, un chapitre consacré à la description des aspects théoriques et physiques relatifs aux télécommunications par fibre optique peut s'avérer nécessaire pour la bonne compréhension de la suite de ce mémoire.

Au cours de ce chapitre, nous allons dans un premier temps effectuer des rappels d'optique guidée et d'optique non-linéaire. Puis nous allons décrire les systèmes de transmission optique qui seront étudiés tout au long de la thèse. Nous décrirons ensuite les différents effets physiques auxquels seront confrontés les signaux optiques lors de leur propagation à travers ces systèmes. La partie suivante sera consacrée à une description de différents critères dont le rôle est de chiffrer la qualité d'un signal optique, que nous avons largement utilisés. Ensuite nous aborderons la description et les caractéristiques des formats de modulation d'un signal optique, en nous focalisant sur l'état de l'art de ce domaine au moment où le travail de thèse a débuté. Enfin, étant donné que nous avons effectué, à l'occasion des différents travaux qui seront reportés dans ce mémoire, à la fois des simulations numériques et des expériences en laboratoire, nous aborderons les notions essentielles concernant ces deux méthodes de travail.

I.A Les systèmes de transmission optique

I.A.1 Propagation guidée par fibre optique

I.A.1.1 La fibre optique

Dans le domaine des télécommunications, la fibre optique peut être considérée comme un vecteur physique pouvant transporter, via un signal optique, des données numériques d'un point à un autre de la planète.

Une fibre optique est un guide d'ondes. Son principe consiste à confiner une onde lumineuse (appartenant généralement au proche infra-rouge) à l'intérieur d'une zone, le cœur, dont l'indice de réfraction est plus élevé que celui de la zone qui l'entoure, la gaine. Les fibres optiques sont principalement constituées de silice, dopée au moyen de différents composés chimiques pour contrôler notamment le profil d'indice variant avec le rayon. La Figure I.1 montre un schéma d'une fibre optique.

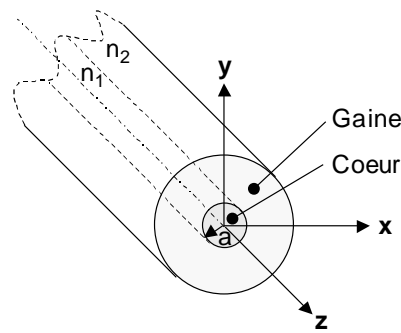


Figure I.1 : schéma d'une fibre optique à saut d'indice avec un cœur de rayon a et d'indice n_1 et une gaine d'indice n_2 .

La silice est un milieu local, et non magnétique. La réponse de ce milieu à une onde lumineuse se traduit par la polarisation de celui-ci, notée \vec{P} , qui est fonction de l'excitation par le champ électrique \vec{E} . L'expression de la polarisation fait intervenir les différentes réactions des électrons et des noyaux liés dans la structure cristallographique de la silice constituant la fibre. On peut l'exprimer en fonction du champ électrique incident \vec{E} , par ([1.1] p. 17) :

$$\vec{P}(t) = \varepsilon_0 \left(\chi_1 \vec{E}(t) + \chi_3 \vec{E}(t)^3 \right)$$

Équation I.1

où ε_0 est la permittivité du vide et χ_n la susceptibilité électrique d'ordre n du matériau. Celui-ci, la silice, est un milieu centro-symétrique, ce qui implique que les susceptibilités d'ordre pair y sont nulles.

On décompose souvent cette polarisation en une partie linéaire \vec{P}_L , correspondant à la réponse impliquant la susceptibilité du premier ordre, et une partie non-linéaire \vec{P}_{NL} dont le premier terme non nul provient ici de la susceptibilité du troisième ordre. Cette contribution non-linéaire est très faible devant la contribution linéaire, mais peut fortement influencer la propagation des signaux dans les transmissions par fibres optiques, comme nous aurons largement l'occasion de le voir dans ce mémoire.

Compte-tenu de la géométrie du guide, il est intéressant de distinguer l'amplitude du champ optique dans la partie transverse du guide (plan (x,y) sur la Figure I.1) de la partie longitudinale considérée comme la direction de propagation (z sur la Figure I.1). Cette distinction peut s'exprimer formellement comme suit :

$$E(r,t) = A(z,t).F(x,y).e^{i(\beta_0 z - \omega_0 t)} + c.c.$$

Équation I.2

où r est lié à x et y par $r = \sqrt{x^2 + y^2}$, F est la fonction transverse d'amplitude du champ électrique normalisée, A la fonction d'enveloppe qui décrit l'évolution de l'amplitude du signal optique au cours de sa propagation, et β_0 la partie indépendante de la pulsation de la constante de propagation suivant z . Outre les équations de Maxwell et les relations constitutives qui gouvernent la propagation des ondes dans un matériau, la géométrie des variations d'indices impose une certaine forme d'onde se propageant dans le guide. Cette forme d'onde ou mode est forcée par la continuité du champ électromagnétique qui doit

être assurée au niveau des discontinuités des caractéristiques du matériau. Ainsi le choix de la géométrie du guide conduit à une propagation de modes particuliers donnés par l'expression de la fonction $F(x,y)$ de l'Équation I.2 et de la constante de propagation suivant z , $\beta(\omega)$. Dans une certaine gamme de longueurs d'onde, il est possible de propager un seul mode d'onde dans la fibre optique en prenant un rayon de cœur de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde de l'onde incidente et des indices de cœur et de gaine assez proches. Dans ces conditions on parle de fibre monomode, qui est la fibre exclusivement utilisée aujourd'hui dans les transmissions optiques sur longue distance. Ce type de fibre a généralement un rayon de cœur de l'ordre de $5 \mu\text{m}$, un diamètre de gaine d'environ $125 \mu\text{m}$, et un écart relatif d'indice $(n_1-n_2)/n_1$ d'environ 10^{-3} . Dans la suite du mémoire, toutes les fibres étudiées seront des fibres monomodes et l'étude des effets de propagation ne portera que sur ce type de fibres. Le mode unique se propageant alors, solution de l'équation de propagation linéaire et des propriétés géométriques du guide, a un profil transverse dans le cœur, donné par la première fonction de Bessel que l'on remplace souvent par une expression gaussienne approchée mais plus simple ([1.1] p. 38) :

$$F(x, y) = e^{-\frac{x^2+y^2}{w^2}}$$

Équation I.3

w étant choisi pour approcher au mieux la fonction de Bessel et est donc lié au rayon de cœur, aux indices des différentes couches concentriques de la fibre et à la longueur d'onde du signal.

I.A. 1.2 Transport d'information par voie optique

L'idée de la transmission d'informations par fibre optique est d'utiliser la lumière pour transporter des informations numériques. Ces informations sont codées initialement sous la forme d'un signal électrique binaire qui évolue temporellement à une certaine cadence, appelée *fréquence d'information*. La fréquence d'information d'un signal numérique binaire caractérise le nombre maximal de transitions entre ses deux états que peut observer le signal en une seconde. Elle est égale au débit binaire B , qui caractérise le nombre de bits transmis par ce signal en une seconde.

Pour effectuer la conversion du signal électrique en signal optique, il suffit de moduler une onde porteuse optique à partir du signal électrique binaire comportant l'information numérique à transmettre. Cette modulation s'effectue selon un *format de modulation* choisi, c'est à dire selon une manière choisie pour coder optiquement l'information binaire en jouant sur l'amplitude et/ou la phase de l'onde porteuse.

Un grand avantage de la porteuse optique par rapport à une porteuse radiofréquence est sa fréquence très élevée, de l'ordre de 190 THz , à comparer à celles des ondes radiofréquence qui n'excèdent pas les quelques GHz. Ainsi la fréquence d'information à laquelle est modulée une porteuse optique peut être naturellement beaucoup plus élevée que celle à laquelle peut être modulée une porteuse radio. La fréquence d'information d'une porteuse optique peut atteindre facilement plusieurs dizaines, voire dépasser la centaine de GHz.

Les variations temporelles des caractéristiques du signal optique consécutives à sa modulation se traduisent par une certaine largeur de son spectre, dans le domaine fréquentiel. La Figure I.2 montre l'évolution typique d'un signal optique modulé dans le domaine temporel, et la traduction dans le domaine fréquentiel de cette évolution.

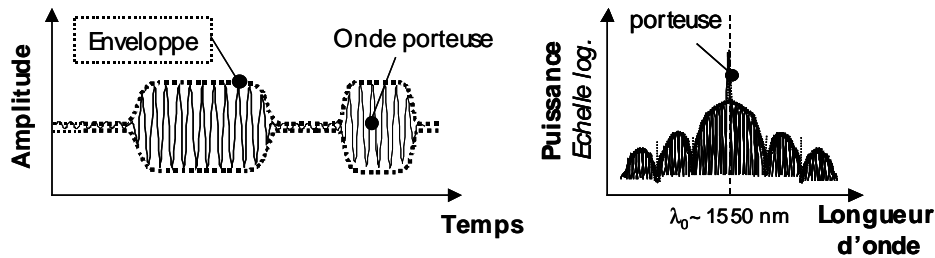


Figure 1.2 : onde lumineuse modulée en amplitude (à gauche : séquence temporelle, à droite : spectre)

L'évolution temporelle (et le spectre) d'un signal optique modulé est notamment fonction du débit binaire du signal à moduler. Dans les systèmes décrits dans ce mémoire, le débit binaire est typiquement de 10 Gbit/s ou de 40 Gbit/s. Le temps alloué à 1 bit dans la séquence binaire est appelé temps-bit. Il est égal à l'inverse de la fréquence d'information : 100 ps pour un débit de 10 Gbit/s, soit une fréquence d'information de 10 GHz, et 25 ps pour un débit de 40 Gbit/s.

Le motif élémentaire de la modulation d'un signal optique est appelé *symbole*. Dans le cas d'une modulation binaire simple, le signal optique comporte des symboles de deux types : un qui code le bit « 1 », et l'autre qui code le bit « 0 ». Le temps alloué à chaque symbole, le temps-symbole, est alors égal au temps-bit, et la fréquence d'information du signal optique est égale à la fréquence d'information du signal électrique initial. Mais nous verrons que ce n'est pas toujours le cas, notamment si des formats de modulation multi-niveaux sont utilisées. Le débit du signal optique, qui caractérise le nombre de symboles modulés par seconde, peut alors être différent du débit binaire, il sera alors exprimé en *baud*. Ainsi, par exemple, si un signal binaire à 40 Gbit/s est modulé optiquement par le biais d'une modulation sur quatre niveaux, le signal optique ne transmettra que 20 Gsymboles/s. Son débit sera alors de 20 Gbaud, et sa fréquence d'information de 20 GHz. Nous y reviendrons lorsque nous aborderons les formats de modulation concernés.

I.A.2 Description des systèmes de transmission optique

La Figure 1.3 montre le schéma de principe d'un système de transmission par fibres optiques, ou système de transmission optique. Tous les systèmes se composent d'un bloc émetteur, d'une série de tronçons de fibres optiques séparés par des amplificateurs, et d'un bloc récepteur. Le rôle d'un tel système est tout d'abord, au niveau de l'émetteur, d'émettre un signal optique continu et de le moduler en fonction des données binaires et du format choisi. Ensuite, il a bien sûr pour autre objectif de faire propager ce signal optique sur une distance donnée, par le biais d'une ligne optique formée de fibres optiques et d'amplificateurs, de telle sorte que le signal soit le moins affecté possible par les différents effets de propagation auxquels il est confronté. Enfin, au niveau du récepteur, ce signal optique est détecté après la transmission pour être reconverti en signal binaire électrique.

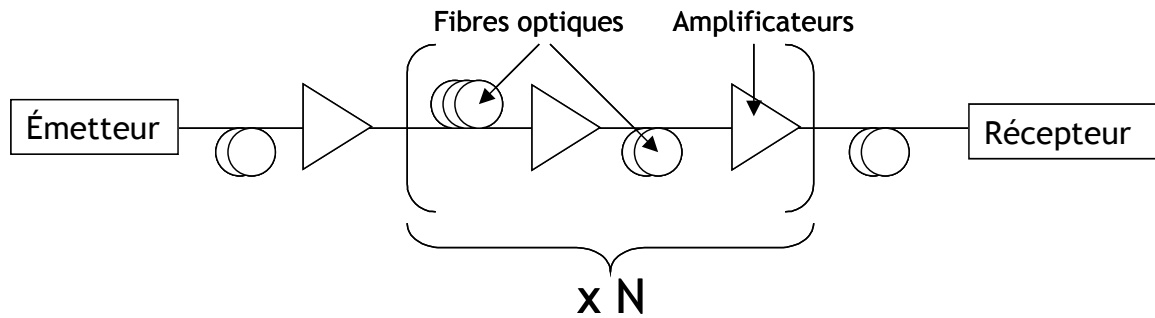


Figure I.3 : schéma de principe d'un système de transmission optique

Nous allons décrire ici les trois parties d'un système de transmission optique.

I.A.2.1 L'émetteur

Dans les systèmes que nous allons étudier, l'émetteur est tout d'abord constitué d'un laser (généralement une diode laser) émettant en continu à une certaine longueur d'onde et à une certaine puissance. La puissance d'un signal lumineux s'exprime en mW, mais dans l'usage elle sera la plupart du temps exprimée en décibels-milliwatts (dBm), échelle en décibels dotée d'une référence absolue à 1 mW.

$$P_{dBm} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{P_{mW}}{1 \text{ mW}} \right)$$

Équation I.4

Dans la plupart des systèmes, ce signal émis en continu est ensuite modulé en fonction des données à transmettre, du débit et du format de modulation choisis, comme nous l'avons vu précédemment. Mais il est aussi possible de moduler directement le signal optique au niveau de sa source, en agissant sur le courant de pompe de la diode laser. Nous allons décrire ici ces différentes méthodes de modulation d'un signal optique.

I.A.2.1.1 Modulation directe

C'est la méthode de modulation la plus simple : elle consiste à moduler directement le courant de pompe de la diode laser, ce qui va se répercuter sur la puissance du signal lumineux émis. Mais une telle modulation du courant de pompe induit aussi un *chirp* du signal [1.2], c'est-à-dire une modulation parasite de la phase du signal optique en fonction de la puissance du signal de pompe. Ce *chirp* fera notamment que le signal optique réagira différemment à la dispersion chromatique lors de sa propagation.

De plus, la modulation directe ne permet que d'effectuer une modulation du signal optique via son intensité. Les modulateurs externes permettent un choix plus varié de formats de modulation.

I.A.2.1.2 Modulation externe

Pour éviter un chirp trop important et pour pouvoir utiliser des formats de modulation plus variés, il est préférable d'utiliser un modulateur externe. En ce qui concerne les modulateurs d'amplitude, il en existe principalement de deux sortes : les modulateurs à électro-absorption (EAM pour Electro-Absorption Modulator) et les modulateurs Mach-Zehnder (MZM pour Mach-Zehnder Modulator). Il existe aussi des modulateurs de phase (PM pour Phase Modulator).

- *Le modulateur à électro-absorption (EAM)*

L'EAM est un composant optique basé sur des matériaux semi-conducteurs, dont la fonction de transfert en intensité dépend de la tension qui leur est appliquée. Elle est maximale lorsque de faibles tensions y sont appliquées, et minimale et à peu près constante à partir d'une certaine valeur de cette tension [1.3]. Un gros inconvénient des EAM est que leur fonction de transfert en intensité dépend fortement de la longueur d'onde du signal optique. De plus ils présentent également un *chirp* non négligeable [1.3]. C'est pourquoi ils n'ont pas été étudiés au cours de ce travail de thèse.

- *Le modulateur Mach-Zehnder (MZM)*

Le modulateur Mach-Zehnder est un interféromètre à deux ondes, constitué de deux bras recevant chacun la moitié de la puissance lumineuse initiale. Au niveau de ses bras, un déphasage relatif entre les deux signaux est appliqué, au moyen d'une ou de deux cellules électro-optiques disposées chacune dans un bras. Ce déphasage est converti en variation d'intensité du signal optique par l'interférence entre les signaux déphasés issus des deux bras. La Figure I.4, partie gauche, montre un schéma d'un MZM.

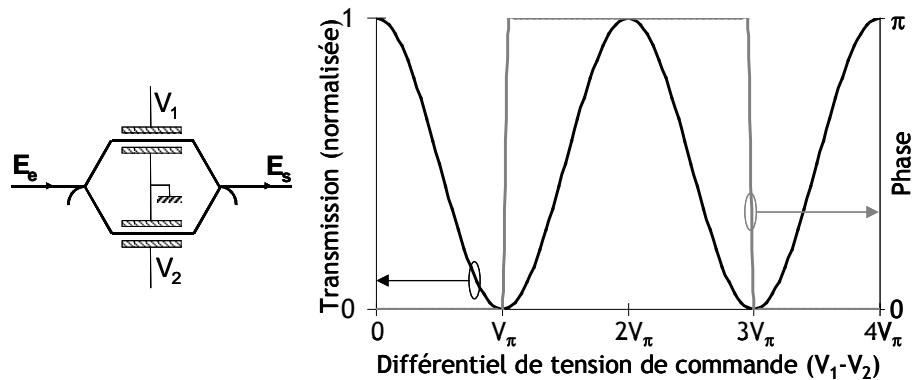


Figure I.4 : schéma de principe d'un modulateur Mach-Zehnder (à gauche) et sa fonction de transfert en intensité et en phase (à droite) en configuration « push-pull »

Le MZM est caractérisé par sa fonction de transfert décrite, dans sa forme idéale, par l'Équation I.5 [1.3].

$$E_s = E_e \cos\left(\pi \frac{(V_1 - V_2)}{2.V_\pi}\right) \cdot e^{-i\left(\pi \frac{(V_1 + V_2)}{2.V_\pi}\right)}$$

Équation I.5 : fonction de transfert en amplitude d'un modulateur Mach-Zehnder

E_e représente le champ électrique du signal optique d'entrée, continu car provenant directement de la source laser. E_s représente le champ électrique du signal de sortie, susceptible de présenter une modulation d'amplitude ou de phase. V_1 et V_2 sont les tensions de commande des cellules électro-optiques, appliquées à chacun des bras du MZM. Un MZM est caractérisé par sa tension V_π , qui représente la tension, ou le différentiel de tension, à appliquer sur le MZM pour obtenir un déphasage de π entre les deux bras. V_π vaut typiquement environ 5 V.

Nous avons considéré ici, pour simplifier, que la fonction de transfert présente un maximum lorsque le différentiel de tension appliqué est nul. Cependant ce n'est pas toujours le cas. Suivant le modèle de modulateur, sa température, et la voie de sortie du modulateur considérée, les maxima de la fonction de transfert peuvent correspondre à d'autres valeurs de tension. Dans la suite du mémoire, si rien n'est précisé, nous ferons

implicitement l'hypothèse qu'une tension appliquée nulle correspond à un maximum de la fonction de transfert en intensité du modulateur Mach-Zehnder. La fonction de transfert en intensité du modulateur MZM est sinusoïdale de demi-période V_π , telle que représentée dans la partie droite de la Figure I.4.

Dans le cas général, cette fonction de transfert comporte un terme de phase. Ce terme peut être assimilé à du *chirp*. Toutefois, si l'on prend $V_1 = -V_2$ ce *chirp* est nul. On parle dans ce cas d'une configuration « push-pull », c'est-à-dire que l'on agit sur les deux bras du modulateur de façon opposée. Dans ce cas la fonction de transfert en amplitude est alternativement positive et négative. Lorsqu'elle est négative, cela n'apparaît pas dans la fonction de transfert en intensité, mais le changement de signe peut être assimilé à un déphasage du signal de π . La fonction de transfert en phase d'un MZM en configuration « push-pull » est aussi représentée sur la partie droite de la Figure I.4.

Pour effectuer une modulation électro-optique par Mach-Zehnder, le signal électrique d'entrée est dans un premier temps amplifié au moyen d'un amplificateur hyperfréquence qui en donne généralement une amplitude égale à V_π ou $2V_\pi$ suivant le format à générer. Ce signal électrique d'entrée est appliqué au MZM autour d'une tension moyenne dite *tension de biais*, ou *biais* V_b (*bias* en anglais). Le biais est un paramètre déterminant, au même titre que l'amplitude du signal électrique, qui influence fortement les caractéristiques du signal modulé.

Tous les signaux optiques modulés qui ont été étudiés au cours de ce travail de thèse, que ce soit numériquement au expérimentalement, ont été obtenus au moyen de ces modulateurs Mach-Zehnder.

- *Les modulateurs en phase (PM)*

Les modulateurs directs en phase consistent simplement en une cellule électro-optique comme celles présentes sur les bras du MZM. Un déphasage proportionnel à la tension appliquée au modulateur est alors induit. Ils ne feront l'objet d'aucune étude expérimentale au cours de cette thèse, mais des formats qui sont générés grâce à eux seront étudiés numériquement au Chapitre 3.

I.A.2.2 Les tronçons de fibres optiques

I.A.2.2.1 Les fibres optiques

Une fois le signal optique émis par la source et modulé suivant le format choisi, il est introduit dans la première fibre optique du système et peut ainsi commencer, sous cette forme, une propagation sur une distance pouvant aller de quelques centaines de kilomètres pour les systèmes métropolitains à plus de 10000 kilomètres pour les systèmes sous-marins les plus longs.

Comme tout milieu physique, une fibre optique est un milieu absorbant et diffusant. De plus ses caractéristiques d'absorption et de diffusion sont fonction de la longueur d'onde du signal optique qui s'y propage. La Figure I.5 montre le profil de pertes typique des fibres optiques [1.4].

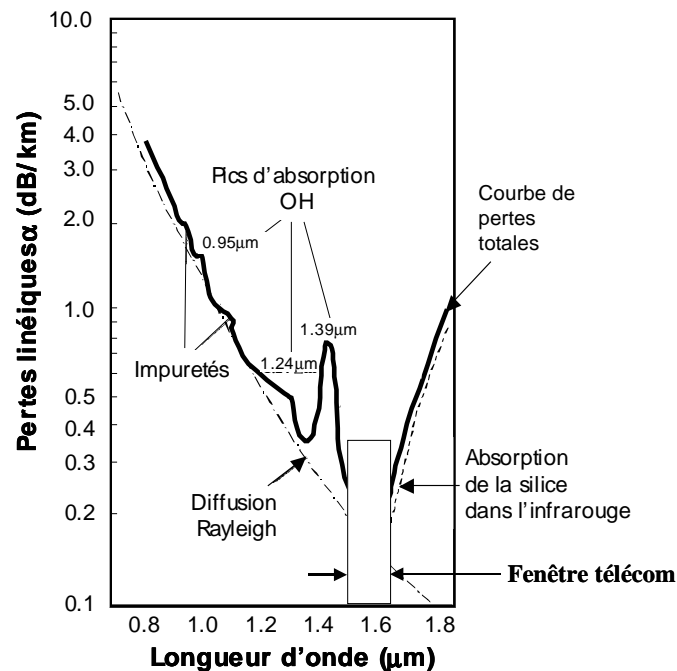


Figure I.5 : pertes linéiques d'une fibre optique en fonction de la longueur d'onde

Un minimum est observé autour de 1550 nm. A cette longueur d'onde, les pertes de la fibre peuvent atteindre des valeurs inférieures à 0.2 dB/km pour les meilleures fibres, ce qui correspond à une perte de puissance de 4 % par kilomètre parcouru, ou encore une division de la puissance par 2 après propagation sur 15 km. À titre de comparaison, les atténuations des câbles électriques sont de l'ordre de 100 à 1000 dB/km pour des signaux de fréquences porteuses inférieures à 100 MHz. Les télécommunications par fibre optique permettent donc de gagner au moins un facteur 1000 en termes de pertes de puissance après propagation sur une distance donnée par rapport aux télécommunications par câble électrique, tout en permettant la propagation d'une porteuse de fréquence au moins un million de fois plus élevée.

Lorsque l'on s'éloigne de cette longueur d'onde optimale de 1550 nm, l'absorption de la fibre augmente, mais reste proche de 0.2 dB/km dans une certaine plage de longueurs d'onde, s'étalant grosso-modo de 1530 nm à 1610 nm, ce qui correspond à une largeur spectrale de 10 THz. Cette plage de longueurs d'onde correspondant à une atténuation minimale sera nommée *fenêtre télécom*. Les longueurs d'onde des sources laser utilisées dans les systèmes de transmission optique appartiennent à cette bande spectrale. Dans les systèmes multiplexés en longueur d'onde, que nous détaillerons au §I.A.3, la fenêtre télécom est exploitée de manière optimale, compte tenu des limitations de bande passante inhérentes aux amplificateurs utilisés, pour transmettre le maximum d'information grâce à plusieurs canaux correspondant chacun à une longueur d'onde porteuse, appartenant à cette fenêtre, différente, et transportant chacun des signaux binaires qui leur sont propres. L'utilisation d'une bande plus large est malgré tout possible. Elle peut même atteindre 50 THz si le pic d'absorption à 1390 nm, visible sur la Figure I.5 est supprimé.

I.A.2.2.2 Les amplificateurs

Bien que l'atténuation des fibres optiques soit très faible, un signal qui s'y propage ne peut pas être détecté après, au grand maximum, quelques centaines de kilomètres de

propagation. Pour pallier cela des répéteurs, essentiellement formés d'amplificateurs, doivent être placés périodiquement le long de la ligne optique pour redonner de l'énergie au signal pour qu'il puisse être détecté de manière optimale.

Les premiers systèmes de transmission par fibre optique étaient constitués, nous l'avons vu, de répéteurs électroniques. Le signal optique y était alors converti en signal électrique au moyen d'un détecteur, puis amplifié électriquement et reconverti en signal optique, pour se propager à nouveau sur une distance donnée. Ce schéma était assez complexe et limitait considérablement les performances de ces systèmes. Sont alors apparus les amplificateurs optiques, dans lesquels le signal optique est amplifié directement grâce à des effets physiques dépendant de la nature de l'amplificateur. On distingue principalement trois types d'amplificateurs optiques : les amplificateurs à fibre dopée Erbium (EDFA pour Erbium-Doped Fiber Amplifiers), les amplificateurs Raman, et les amplificateurs à semi-conducteur (SOA pour Semiconductor Optical Amplifiers).

- *Les amplificateurs à fibre dopée Erbium (EDFA) [1.5].*

Ces amplificateurs sont très répandus dans les systèmes actuellement en service, et ils sont encore largement étudiés dans le domaine de la recherche. Les EDFA ont permis, lorsqu'ils sont apparus, d'augmenter de manière significative la capacité des systèmes de transmission optique. Leur principe repose sur l'émission stimulée : les ions Erbium Er^{3+} , introduits dans la fibre dopée, sont excités au moyen d'un signal de pompe continu, à 980 nm ou 1480 nm, et ainsi se retrouvent à un niveau d'énergie supérieur, dépendant de la longueur d'onde de la pompe. Après une première désexcitation thermique vers un niveau intermédiaire, l'ion Erbium peut revenir à son état fondamental de deux manières différentes : par le biais de l'émission spontanée ou par le biais de l'émission stimulée. S'il se désexcite par émission spontanée, il émet un photon d'énergie correspondant à la différence d'énergie entre les deux niveaux. S'il se désexcite par émission stimulée, celle-ci doit tout d'abord être induite par un photon provenant d'un signal optique incident, en l'occurrence le signal optique que l'on cherche à amplifier. Ce photon interagit avec cet ion Erbium excité, qui de ce fait se désexcite en émettant un photon identique à celui du signal incident, et qui contribue à l'amplification du signal. L'ion Erbium est particulièrement adapté pour effectuer cette opération d'amplification par émission stimulée, car les différences d'énergie entre ses états quantiques sont comparables aux valeurs d'énergie correspondant aux longueurs d'onde de la fenêtre télécom.

La Figure I.6 illustre le principe de fonctionnement et un schéma d'un EDFA.

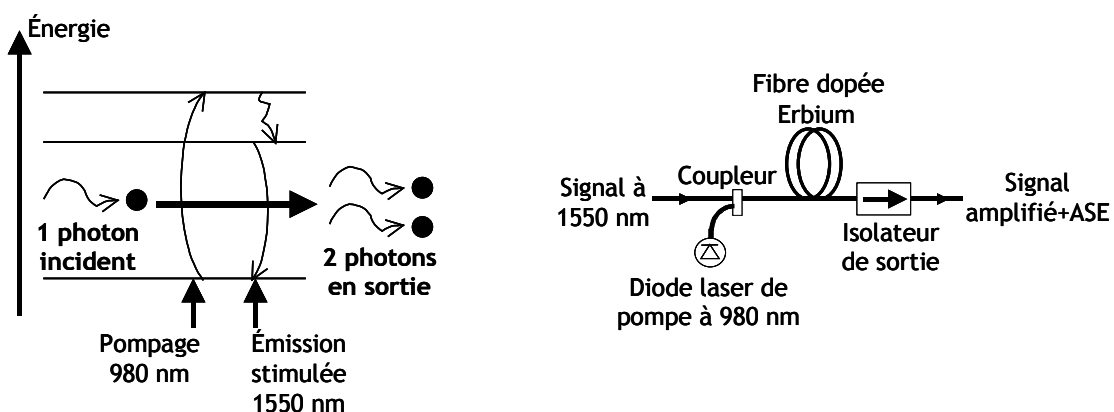


Figure I.6 : principe de fonctionnement et schéma d'un amplificateur à fibre dopée Erbium

Au niveau d'un EDFA, le signal optique est amplifié grâce à l'émission stimulée induite par les photons du signal sur les ions Erbium. Mais les ions Erbium génèrent aussi de la puissance optique par le biais de l'émission spontanée. Celle-ci est émise aléatoirement,

et a fortiori n'est absolument pas corrélée avec le signal incident. C'est donc une source de bruit optique. De plus ce bruit, une fois généré, se propage aussi avec le signal amplifié dans les fibres situées après l'amplificateur et sera amplifié, tout comme le signal, dans les amplificateurs qui suivront dans la ligne et qui généreront aussi leur propre contribution à ce bruit d'émission spontanée. Cette contribution parasite due à l'émission spontanée des EDFA qui augmente au cours de la propagation est appelée bruit d'émission spontanée amplifiée, ou *bruit d'ASE* (Amplified Spontaneous Emission). C'est l'une des limitations fondamentales auxquelles sont confrontés les systèmes de transmission optique, qui prédomine lorsque le signal optique est de faible puissance. Nous en reparlerons dans les paragraphes suivants.

- *Les amplificateurs Raman*

Le principe d'un amplificateur Raman est radicalement différent. Comme son nom l'indique, il repose sur la diffusion Raman stimulée (Stimulated Raman scattering, SRS), opérant des transferts d'énergie des basses longueurs d'onde vers des longueurs d'onde plus élevées. La SRS, que nous nommerons par la suite effet Raman sera présenté avec plus de détails au §I.B.4.3.2, en tant qu'effet indésirable au sein d'un signal optique. L'amplification Raman permet quant à elle d'exploiter à bon escient cet effet.

Contrairement aux EDFA nécessitant des fibres dopées spécialement conçues pour cela, l'amplification Raman peut avoir lieu dans n'importe quelle fibre, et en particulier directement dans la fibre de ligne. Il suffit pour cela de coupler le signal à un ou plusieurs signaux de pompe, co-propagatifs et/ou contra-propagatifs à des longueurs d'onde plus faibles que celles du signal, et convenablement choisies pour que s'opèrent des transferts d'énergie de la pompe vers le signal de manière optimale [1.6]. A la différence des EDFA qui amplifient périodiquement le signal mais de manière discrète, les amplificateurs Raman permettent une amplification du signal continue dans la fibre de ligne. La Figure 1.7 montre les profils de puissance le long d'une ligne optique équipée d'amplificateurs EDFA ou Raman. Nous pouvons constater que l'amplification Raman permet de mieux répartir la puissance optique le long de la ligne.

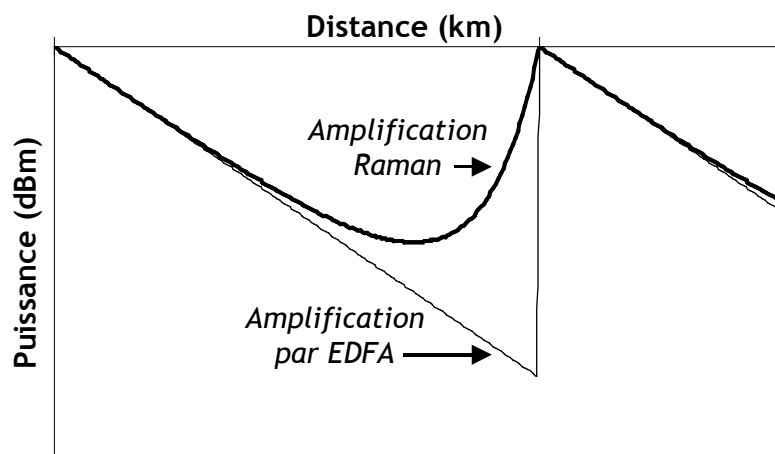


Figure 1.7 : profils de puissance le long d'une ligne optique amplifiée soit par des EDFA, soit par l'effet Raman

Une amplification Raman s'accompagne également d'une génération de bruit d'ASE, ainsi que d'un bruit dû au transfert depuis la pompe vers le signal amplifié des fluctuations de puissance intrinsèques à la pompe, ou *RIN* (Relative Intensity Noise) [1.7].

- **Les amplificateurs à semi-conducteur (SOA)**

Les SOA sont des amplificateurs optiques conçus sur le principe de la diode laser. Ils agissent par le biais de l'émission stimulée au sein d'un semi-conducteur. Toutefois les technologies associées aux SOA ne sont pas encore suffisamment matures pour permettre à un SOA de se substituer à un EDFA, en particulier dans les systèmes longue distance et large bande, et à haut-débit. Ils sont plus utilisés dans les systèmes métropolitains, ou pour des opérations de routage ou de régénération optique [1.8].

I.A.2.3 Le récepteur

Après propagation le long d'une série de tronçons de fibres optiques et d'amplificateurs, le signal arrive au niveau du récepteur. Le rôle de celui-ci est de récupérer la séquence binaire sous forme électrique. Le récepteur est équipé notamment d'un détecteur constitué d'une ou plusieurs photodiodes permettant la conversion du signal optique en signal électrique. Les photodiodes peuvent parfois être précédées d'un démodulateur servant à récupérer l'information binaire lorsqu'elle est stockée dans la phase du signal optique. Ceci sera détaillé dans le paragraphe I.D. Après détection, le signal électrique alimente une bascule de décision, qui génère un signal binaire « 1 » si le signal électrique détecté est supérieur à une certaine valeur appelée *seuil de décision*, et « 0 » s'il y est inférieur.

En plus du système de détection proprement dit, le récepteur doit être équipé d'un système de récupération d'horloge. Le principe de la récupération d'horloge consiste à extraire un signal d'horloge à partir du signal détecté, qui servira à créer un repère temporel nécessaire à la reconstruction du signal électrique [1.9].

I.A.3 Le multiplexage en longueur d'onde (WDM)

Comme nous l'avons vu en introduction, le multiplexage en longueur d'onde (WDM pour Wavelength Division Multiplexing) a permis une augmentation significative de la capacité des systèmes de transmission optique. Le principe du multiplexage en longueur d'onde consiste à moduler en parallèle plusieurs sources laser émettant à différentes longueurs d'onde plus ou moins rapprochées, et à les faire propager simultanément dans la fibre optique. Pour ce faire, les signaux optiques modulés sur chaque longueur d'onde porteuse sont multiplexés au moyen de dispositifs à matrice de fibre, les AWG (Arrayed-Waveguide Gratings). Les filtres entrelaceurs, ou *interleavers*, peuvent être utilisés en complément pour multiplexer alternativement dans le domaine spectral, des canaux provenant de deux ou plusieurs fibres. Le signal WDM, aussi appelé *multiplex*, ainsi généré est injecté dans la fibre optique de ligne. Chaque signal optique modulé à sa longueur d'onde propre est appelée *canal* du multiplex. Les longueurs d'onde des canaux sont standardisées par l'Union Internationale des Télécommunications (ITU). Elles sont définies sur une grille régulière en fréquence, appelée *grille ITU*, correspondant aux fréquences multiples de 100 GHz ou de 50 GHz appartenant à la fenêtre télécom.

Au niveau du récepteur, les canaux sont démultiplexés au moyen de composants similaires, et chacun est détecté indépendamment des autres.

Un système WDM est caractérisé par sa *densité spectrale d'information* (ISD pour Information Spectral Density) ou *efficacité spectrale* (SE pour Spectral Efficiency). Elle représente la quantité d'information transportée dans une bande spectrale donnée. C'est un paramètre sans dimension mais il est souvent exprimé en bit/s/Hz, et parfois en pourcentage. Par exemple un système WDM composé de canaux modulés à 40 Gbit/s et espacés de 100 GHz a une densité spectrale d'information de 0.4 bit/s/Hz. Plus généralement, la densité spectrale d'information est déterminée par le rapport du débit

total du système prenant en compte tous les canaux (soit le nombre de canaux multiplié par le débit par canal si tous les canaux sont modulés au même débit) sur la largeur spectrale totale du multiplex.

Avec les systèmes WDM nous voyons tout de suite l'intérêt des amplificateurs optiques. Avec un amplificateur optique, le signal multiplexé en longueur d'onde est amplifié en une seule fois par un amplificateur optique, alors que si un amplificateur électrique devait être utilisé, il aurait fallu démultiplexer le signal, détecter un à un tous les canaux, amplifier un à un chaque signal électrique ainsi détecté, reconvertir chaque signal électrique en signal optique et remultiplexer ensemble tous ces signaux optiques. Cela dit les amplificateurs optiques ne peuvent opérer que dans une bande passante certes large, mais limitée à environ 30 nm. Ainsi des sous-bandes de la fenêtre télécom ont été définies, correspondant aux bandes passantes typiques des EDFA. Les principales sous-bandes qui seront utilisées sont la *bande C*, qui se situe environ entre 1530 nm et 1565 nm, et la *bande L*, située environ entre 1565 nm et 1600 nm, avec des variations de quelques nm suivant les modèles d'amplificateurs. Dans le cas d'une transmission WDM large bande comportant des canaux en bande C et en bande L, un système de multiplexage/démultiplexage large bande est donc nécessaire au niveau des amplificateurs pour séparer les bandes C et L et les amplifier chacune par l'EDFA adapté.

I.A.4 Les différents types de systèmes de transmission optique

Les systèmes de transmission optique ont tous pour point commun de permettre la propagation d'un signal optique à travers une série de fibres optiques. Mais suivant l'environnement dans lequel ils sont déployés et les contraintes qui y sont consécutives, et suivant l'application pour laquelle ils sont destinés, ils peuvent présenter des disparités assez fortes les uns par rapport aux autres. Nous allons lister ici les principaux types de systèmes de transmission optique.

I.A.4.1 Les systèmes longue distance terrestres

Les systèmes de transmission optique terrestres sur longue distance (de 500 km à ~3000 km) sont conçus pour transmettre des informations par fibres optiques à l'intérieur d'un même continent. Ils sont susceptibles de former un réseau par eux-mêmes pour couvrir une certaine surface, et ainsi de comporter des ramifications.

Les tronçons de ces systèmes sont généralement longs d'environ 80 à 100 km, et sont le plus souvent composés de fibres standard monomodes (SMF ou SSMF pour Standard Single-Mode Fiber) ou de fibres LEAFTM (Large Effective Area Fiber). Les tronçons sont séparés par des EDFA dits « double étage », c'est-à-dire que l'amplification est réalisée en deux fois. Entre les deux étages est introduite une fibre compensatrice de dispersion (DCF pour Dispersion Compensating Fiber) dont nous montrerons l'utilité au §I.B.6. L'amplification double étage permet d'une part de répartir le gain, d'environ 20 dB, correspondant aux pertes du tronçon, sur deux EDFA, et d'autre part de réduire la génération d'ASE supplémentaire qui serait induite par les pertes (assez élevées) de la DCF. À noter que les DCF, qui ne sont jamais très longues (de quelques km à 20 km au maximum) sont enroulées dans des bobines au sein du local abritant les amplificateurs, et ne sont donc pas prises en compte dans l'évaluation de la longueur totale d'un système terrestre. Il peut arriver que les tronçons d'un système terrestre ne soient pas tous de même longueur, en raison d'éventuelles contraintes liées au terrain.

Les systèmes terrestres présentent également des nœuds au niveau desquels sont insérés des dispositifs de routage électrique ou optique des canaux WDM, comme les commutateurs sélectifs de longueur d'onde, les WSS (Wavelength Selective Switches), ou les multiplexeurs reconfigurables, les ROADMs (Reconfigurable Optical Add-and-Drop

Multiplexers). Ces dispositifs de routage permettent d'aiguiller tel canal sur telle branche du réseau et d'en injecter d'autres provenant d'autres branches. Ils sont généralement aussi placés dans les mêmes locaux que les EDFA, et souvent entre les deux étages de ceux-ci également.

I.A.4.2 Les systèmes très longue distance sous-marins

Les systèmes très longue distance sous-marins sont conçus pour relier par des câbles optiques deux continents, en effectuant la traversée d'un océan. Leur longueur est donc très élevée (de 6000 km pour les systèmes transatlantiques jusqu'à 13000 km pour les plus longs systèmes transpacifiques) et sont généralement « point-à-point », c'est-à-dire qu'ils sont destinés à relier un point à un autre uniquement, ou sont très peu ramifiés. Étant donné que, dans les systèmes sous-marins, le coût du répéteur se répercute moins sur le coût total du système (incluant notamment le coût du câblage et de la pose du câble au fond de l'océan) que dans les systèmes terrestres, les tronçons des systèmes sous-marins, également séparés par des EDFA, sont généralement plus courts que ceux des systèmes terrestres (de 45 à 60 km typiquement [1.10]), bien que leur longueur tende à augmenter [1.11]. Dans la plupart des systèmes actuellement en service, la fibre de ligne est une fibre à dispersion décalée non-nulle négative (fibre NZDSF- pour negative Non-Zero Dispersion-Shifted Fiber) [1.10]. De plus, dans les systèmes sous-marins, il n'y a pas de compensation de dispersion en ligne systématique après chaque tronçon, comme dans les systèmes terrestres. Un tronçon de longueur très similaire aux tronçons de ligne, placé après un certain nombre de tronçons de ligne (de 5 à 10 suivant les systèmes mais toujours identique dans le système), et dans lequel se trouve une fibre compensatrice de dispersion à la place de la fibre de ligne est spécifiquement alloué à cela. Cette fibre compensatrice est une fibre à dispersion positive, comparable à la SMF des systèmes terrestres. Dans les systèmes sous-marins, cette fibre fait partie intégrante du câble optique, et sa longueur est bien sûr prise en compte dans l'évaluation de la longueur totale du système. Les EDFA utilisés sont à simple étage, et leur gain est de l'ordre de la dizaine de dB.

I.A.4.3 Autres systèmes (plus courts)

Il existe d'autres types de systèmes de transmission optique, notamment lorsque les distances mises en jeu sont plus courtes. Dans le domaine terrestre il existe par exemple les systèmes métropolitains, à l'échelle d'une ville. Ils ont notamment pour rôle de relier les réseaux d'accès aux réseaux longue distance.

Dans le domaine sous-marin, il existe aussi les systèmes sans répéteurs, conçus pour relier de petites îles au continent, qui n'excèdent pas quelques centaines de kilomètres de longueur. La particularité de ces systèmes est qu'ils ne présentent pas de composants électroniques, donc d'amplificateurs, immergés. Il s'en suit des contraintes différentes au niveau de leur conception, notamment en terme de puissance du signal.

Ces systèmes n'ont pas été étudiés au cours de ce travail de thèse. Nous nous sommes focalisés sur les systèmes terrestres et sous-marins longue distance.

I.B Effets de propagation et limitations des systèmes de transmission optique

Nous venons de décrire les principaux composants qui permettent de faire fonctionner un système de transmission optique, ainsi que les principales caractéristiques de ces systèmes. Nous allons décrire ici les différents effets physiques que subissent les

impulsions lumineuses au cours d'une propagation dans ce type de système, ainsi que les conséquences de ces effets.

I.B.1 Les effets de crosstalk

Les effets de crosstalk sont une limitation propre aux systèmes WDM. Le *crosstalk* linéaire, ou *diaphotie* linéaire, consiste en un chevauchement des spectres de chaque canal d'un signal WDM lorsque ceux-ci sont trop rapprochés les uns des autres dans l'espace des fréquences. La diaphotie linéaire n'est pas à proprement parler un effet de propagation, mais elle est tout de même pénalisante au niveau de la détection lorsqu'il s'agit de filtrer un canal en vue de le détecter. Ceci est illustré en Figure I.8.

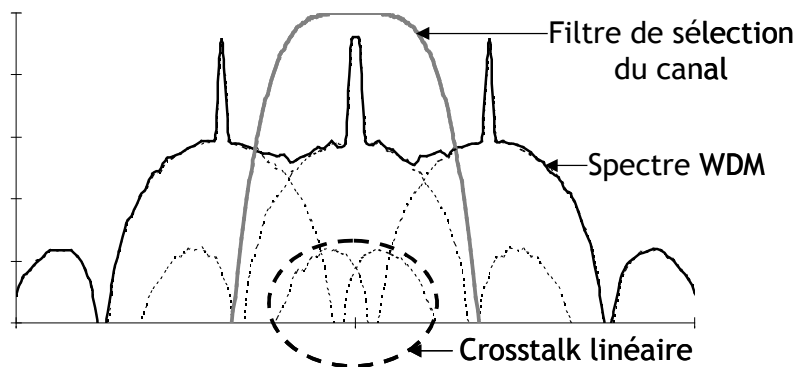


Figure I.8 : illustration de l'effet de crosstalk linéaire

Une grande partie des spectres des canaux voisins est incluse dans la bande passante du filtre de sélection du canal central. L'information contenue dans le canal central va donc se mélanger avec celle contenue dans la partie des spectres des canaux voisins sélectionnée par le filtre, qui va donc s'en trouver dégradée.

I.B.2 L'accumulation du bruit d'ASE

Nous avons vu au paragraphe précédent que chaque EDFA d'un système de transmission optique créait un bruit dit d'ASE, dû à l'émission spontanée qui se joignait au signal, et qui s'accumulait au fur et à mesure de la propagation par passage dans chaque amplificateur. La quantité de bruit optique généré est proportionnelle au nombre de tronçons « fibre + amplificateur » du système, du moins s'ils sont identiques. Elle contribue à limiter la distance que peut atteindre un signal optique modulé pour être détecté : plus la quantité de bruit sera importante, plus le signal sera « noyé » dans ce bruit et plus il sera difficile de le détecter. Plus il y aura donc d'erreurs de transmission. Cette « pureté » requise pour détecter correctement un signal bruité est quantifiée par le *rapport signal sur bruit optique* (OSNR pour Optical Signal-to-Noise Ratio), qui exprime le rapport de la puissance du signal sur la puissance de bruit dans une bande spectrale donnée, et dont nous détaillerons le calcul au §I.C.2.1. La limitation d'un système par le bruit est d'autant plus importante que les puissances du signal mises en jeu sont faibles.

I.B.3 Effets de propagation linéaires

Les effets de propagation linéaires sont consécutifs à une réponse linéaire du matériau de la fibre à l'excitation électromagnétique induite par le signal, via la susceptibilité χ_1 . Nous en dénombrons trois principaux : l'atténuation, la dispersion chromatique et la dispersion modale de polarisation.

I.B.3.1 L'atténuation de la fibre

Comme nous l'avons vu au §I.A.2.2.1, la fibre optique est caractérisée par son atténuation linéique, qui est certes très faible notamment par rapport à celle des câbles électriques, mais qui en reste une caractéristique fondamentale, particulièrement importante pour des propagations sur longue distance. L'atténuation d'une fibre est caractérisée par son paramètre d'absorption linéique α , que l'on exprime en km^{-1} ou, plus usuellement, en dB/km . Au cours de la propagation, la puissance du signal diminue exponentiellement au fur et à mesure de la propagation, comme indiqué sur la Figure I.9, selon la loi :

$$P(z) = P_0 \cdot e^{-\alpha z}$$

Équation I.6

avec P_0 la puissance injectée dans la fibre. Le paramètre α est défini par :

$$\alpha_{\text{km}^{-1}} = \ln\left(\frac{P(z=1\text{km})}{P_0}\right) \quad \text{ou par} \quad \alpha_{\text{dB/km}} = 10 \cdot \log_{10}\left(\frac{P(z=1\text{km})}{P_0}\right)$$

Équation I.7

Les deux valeurs sont reliées entre elles par :

$$\alpha_{\text{km}^{-1}} = \alpha_{\text{dB/km}} \times \frac{\ln(10)}{10} \approx 0.23 \cdot \alpha_{\text{dB/km}}$$

Équation I.8

Au minimum d'absorption de la silice, vers 1550 nm, la valeur de α peut descendre jusqu'à 0.185 dB/km pour les meilleures fibres, comme nous l'avons vu au §I.A.2.2.1.

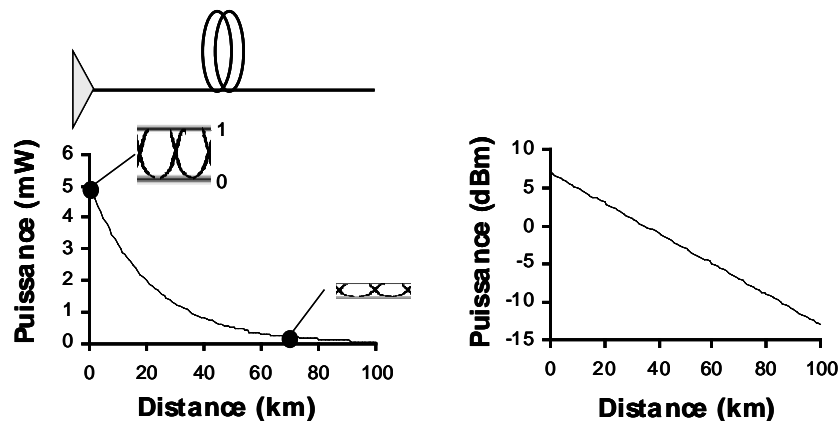


Figure I.9 : profil de puissance d'un signal optique se propageant dans une fibre présentant des pertes de 0.2 dB/km . A gauche : en échelle linéaire (mW), à droite : en échelle logarithmique (dBm)

I.B.3.2 La dispersion chromatique

La *dispersion chromatique* d'une fibre optique, comme de tout milieu transparent, caractérise la dépendance de son indice de réfraction, et donc de la constante de

propagation du signal β , à la longueur d'onde ou à la fréquence du signal optique qui s'y propage.

Etant donné qu'une onde lumineuse modulée est dotée d'une certaine largeur spectrale non nulle, certaines composantes spectrales de ce signal modulé vont se propager plus vite que d'autres par le biais de la dispersion chromatique. Cela induit une déformation temporelle du signal. De plus il est intéressant de noter que, dans les systèmes multiplexés en longueur d'onde, la dispersion chromatique fait que la « vitesse moyenne » de propagation d'un canal, correspondant à la vitesse de propagation de sa porteuse, est propre à chaque canal. C'est bien sûr exactement le même effet physique qui est en jeu, mais avec des conséquences différentes. Les méthodes de gestion de dispersion que nous détaillerons par la suite permettent une exploitation à bon escient de ce phénomène.

Interprétons maintenant mathématiquement la dispersion chromatique. En considérant un développement en séries de Taylor de la constante de propagation β en fonction de la pulsation du signal ω , nous obtenons la formule suivante :

$$\beta(\omega) = n(\omega) \frac{\omega}{c} = \beta_0 + \beta_1(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2} \beta_2(\omega - \omega_0)^2 + \frac{1}{6} \beta_3(\omega - \omega_0)^3 + \dots$$

Équation I.9

avec n l'indice de réfraction, ω_0 la pulsation centrale de l'onde lumineuse modulée et

$$\beta_i = \left(\frac{\partial^i \beta}{\partial \omega^i} \right)_{\omega=\omega_0} .$$

La variation au premier ordre β_1 de la constante de propagation en fonction de la pulsation autour de la pulsation centrale ω_0 , correspond à l'inverse de la vitesse de déplacement de l'enveloppe du signal, la vitesse de groupe : $v_g = 1/\beta_1$. La dérivée suivante β_2 est responsable de l'élargissement temporel des impulsions. Elle correspond à la dispersion de la vitesse de groupe (GVD pour Group Velocity dispersion) et est exprimée en $s^2.m^{-1}$.

Mais pour travailler avec des grandeurs qui concernent directement les problématiques des télécommunications optiques, il est d'usage d'utiliser directement, à la place de la constante de propagation β et de ses dérivées, la grandeur appelée *dispersion chromatique*, notée D , et ses dérivées. La dispersion chromatique est la dérivée de l'inverse de la vitesse de groupe par rapport à la longueur d'onde. Elle vaut :

$$D = \frac{\partial \beta_1}{\partial \lambda} = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2$$

Équation I.10

Dans un souci de simplification, dans la suite du manuscrit, si rien n'est précisé, lorsque le terme *dispersion* sera employé, il fera implicitement référence à la dispersion chromatique.

En utilisant les unités de base du système international, D s'exprimerait en s/m^2 . Cependant, dans un souci de clarté, la valeur de la dispersion chromatique d'une fibre s'exprime toujours en ps/nm/km. Ainsi sa valeur est explicite, D quantifie directement l'écart temporel en ps entre deux signaux de longueurs d'onde séparées de 1 nm et introduits simultanément dans une fibre optique, que l'on observerait après une propagation de 1 km dans la fibre dispersive en question.

Tout au long du manuscrit, nous parlerons souvent de *dispersion chromatique cumulée*, notée D_{cum} , ou *dispersion cumulée*, dans le même souci de simplification. Il s'agit du cumul de dispersion engendré après une propagation sur une distance donnée L . D_{cum} correspond à l'intégration sur la distance de propagation L de la dispersion chromatique d'une ou de plusieurs fibres optiques :

$$D_{cum}(L) = \int_0^L D(z) dz$$

Équation I.11

Elle se mesure en ps/nm. Si la propagation a lieu dans une seule fibre de longueur L et de dispersion D , la dispersion cumulée D_{cum} est tout simplement égale à $L.D$.

Un autre paramètre caractéristique d'une fibre optique est la pente de dispersion chromatique, notée D' . Comme son nom l'indique, elle représente la variation de la dispersion chromatique en fonction de la longueur d'onde. Elle se calcule par :

$$D' = \frac{\partial D}{\partial \lambda} = \frac{4\pi c}{\lambda^3} \left(\beta_2 + \frac{\pi c}{\lambda} \beta_3 \right)$$

Équation I.12

D' est exprimée en ps/nm²/km.

La dispersion chromatique, comme sa pente, peut être assimilée à un déphasage entre les différentes composantes spectrales d'un signal. Il est donc à noter qu'un signal optique affecté uniquement par la dispersion chromatique ou ses dérivées a le même spectre en intensité que le signal non affecté par la dispersion. Les déformations qu'il subit dans le domaine temporel sont la conséquence directe de ce déphasage spectral.

La dispersion chromatique d'une fibre SMF est de 17 ps/nm/km à 1550 nm, et sa pente est de 0.057 ps/nm²/km. Une DCF utilisée dans les systèmes terrestres composés de SMF, conçue pour compenser la dispersion et la pente de dispersion de la SMF, a quant à elle une valeur de dispersion chromatique d'environ -80 ps/nm/km, et une pente de dispersion qui suit à peu près le même rapport que celui des valeurs de dispersion, soit environ -0.27 ps/nm²/km pour cet exemple.

La dispersion chromatique d'une fibre de ligne sous-marine est généralement de -2 à -3 ps/nm/km à 1550 nm, avec une pente pouvant varier de 0.06 à 0.12 ps/nm²/km.

I.B.3.3 La dispersion modale de polarisation

La *dispersion modale de polarisation*, ou PMD (Polarization Mode Dispersion) est consécutive à la biréfringence de la fibre, c'est-à-dire à la dépendance de son indice de réfraction à la polarisation du signal. Avant de parler de la PMD proprement dite, il est nécessaire d'introduire la notion de *temps de groupe différentiel*, ou DGD (Differential Group Delay). Le DGD quantifie l'écart temporel mesuré entre les composantes de polarisation du signal sur chaque axe propre de la fibre, après propagation sur une distance donnée. Un schéma de principe du DGD est présenté Figure I.10.

Cependant, sur les fibres optiques standard, les effets de biréfringence, et donc les axes propres des fibres, sont fonction d'une multitude de paramètres extérieurs plus ou moins aléatoires, notamment les différentes contraintes mécaniques et thermiques appliquées à la fibre, qui sont différentes tout le long de la fibre, et potentiellement variables avec le temps. Le DGD ne peut pas être caractérisé de manière déterministe, comme cela est présenté en Figure I.10, sur une fibre standard.

Par contre il existe des fibres dites à maintien de polarisation, ou PMF (Polarization Maintaining Fibers) qui ont une dissymétrie intrinsèque relativement forte et volontairement induite lors de leur fabrication. De ce fait elles ont des axes propres connus et indépendants des conditions extérieures, et leur biréfringence est uniforme le long de la fibre et constante. Un signal polarisé envoyé dans une PMF sur un de ses axes propres conservera sa polarisation après propagation. Son DGD sera alors nul. Les PMF sont surtout employées au niveau de l'émetteur, notamment entre la source et le modulateur qui est sensible à la polarisation du signal. Mais elles ne sont jamais employées en tant que fibre de ligne, car cela représenterait d'une part un surcoût très important, et d'autre part, de très fortes pénalités dues au DGD si d'aventure le maintien de la polarisation n'était plus assuré à un endroit donné.

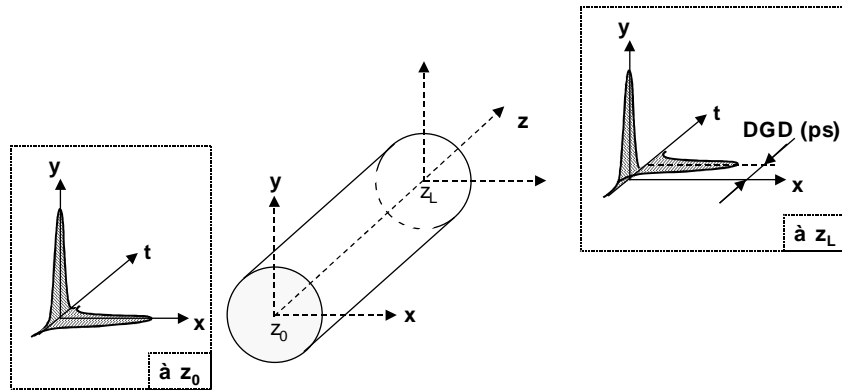


Figure 1.10 : schéma de principe du DGD, ou temps de groupe différentiel, dû à la biréfringence de la fibre, pour une impulsion présentant des composantes sur les deux axes propres de la fibre

C'est donc le caractère aléatoire de la réponse en polarisation des fibres standard qui nous amène à introduire la notion de PMD. La PMD est une moyenne temporelle des différents DGD qui ont été mesurés sur une fibre optique pendant un laps de temps donné, souvent assez long (typiquement 6 mois pour tenir compte des variations naturelles de DGD, mais qui peut être réduit en introduisant artificiellement des contraintes influant sur le DGD).

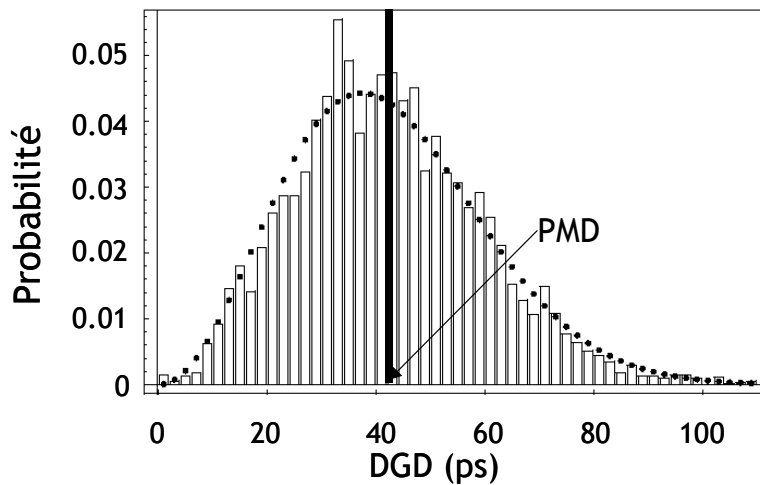


Figure 1.11 : distribution statistique du DGD mesurée pour une fibre de 43 ps de PMD sur une période de 6 mois

La Figure I.11 montre les résultats d'une campagne de mesure de DGD pendant une période de 6 mois sur une fibre dont la PMD a été évaluée à 43 ps [1.12]. Le DGD suit approximativement une distribution statistique de Maxwell [1.12], de laquelle on peut facilement tirer la moyenne, qui donne la PMD.

Dans le cas d'une fibre PMF, la PMD est égale au DGD de la fibre, et évolue linéairement avec la longueur de la fibre. Dans le cas d'une fibre standard, du fait du caractère statistique de la PMD, celle-ci évolue seulement comme la racine carrée de la longueur de la fibre. Pour une fibre donnée, on caractérise alors sa PMD par une valeur qui se mesure en $\text{ps}/\sqrt{\text{km}}$. Les meilleures PMD qui ont été obtenues pour les fibres standard sont inférieures à $0.1 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$.

Dans une distribution statistique telle que celle représentée Figure I.11, les valeurs de DGD les plus pénalisantes sont bien sûr les plus élevées (au-delà de 100 ps pour cet exemple). Elles apparaissent très rarement, mais suffisamment tout de même pour rendre le système indisponible pendant un certain temps à cause de trop fortes pénalités dues au DGD. Les opérateurs spécifient généralement un taux d'indisponibilité du système de 10^{-5} . Les fibres sont alors conçues de sorte que leur PMD soit compatible avec ce taux d'indisponibilité, notamment lorsque le débit atteint voire dépasse 40 Gbit/s.

I.B.4 Effets de propagation non-linéaires

Les effets de propagation linéaires sont indépendants de la puissance optique mise en jeu. Mais lorsque cette puissance augmente, la réponse non-linéaire du matériau via la susceptibilité χ_3 devient significative et donne lieu à de nouveaux effets de propagation, les effets non-linéaires. Ceux-ci sont souvent très pénalisants et très difficiles, voire impossibles, à compenser.

I.B.4.1 L'effet Kerr optique

Les effets non-linéaires subis par le signal optique au cours de sa propagation proviennent majoritairement de l'effet Kerr. Cet effet consiste en une variation de l'indice de réfraction du matériau en fonction de l'intensité du signal optique. L'indice de réfraction d'un milieu optique affecté par l'effet Kerr est déterminé de la manière suivante :

$$n = n_0 + n_2 I$$

Équation I.13

avec n_0 l'indice de réfraction en l'absence de signal optique, n_2 le coefficient Kerr et I l'intensité du signal. Le coefficient Kerr se mesure en m^2/W . Sa valeur typique dans la silice est d'environ $2.5 \cdot 10^{-20} \text{ m}^2/\text{W}$, et elle varie peu en fonction du type de fibre.

Un autre paramètre déterminant quant à l'impact de l'effet Kerr sur le signal optique est l'aire effective de la fibre A_{eff} . L'aire effective est définie par ([1.1] p. 44):

$$A_{\text{eff}} = \frac{\left(\iint |F(x, y)|^2 dx dy \right)^2}{\iint |F(x, y)|^4 dx dy}$$

Équation I.14

où $F(x, y)$ est la fonction transverse d'amplitude du champ électrique définie au §I.A.1.1. L'aire effective représente le confinement du signal dans une section de la fibre. Plus l'aire effective d'une fibre est faible, plus l'intensité du signal est élevée, et donc plus

l'effet Kerr se manifeste facilement. A la différence du coefficient Kerr, l'aire effective peut varier énormément d'une fibre à l'autre. C'est donc un paramètre crucial pour déterminer la quantité d'effets non-linéaires générés dans une fibre. L'aire effective d'une fibre optique peut varier de $30 \mu\text{m}^2$ pour certaines fibres compensatrices de dispersion à plus de $110 \mu\text{m}^2$ pour les meilleures fibres de ligne sous-marines. La SMF a une aire effective de $80 \mu\text{m}^2$.

Ces différents coefficients caractérisant l'impact de l'effet Kerr dans une fibre optique peuvent être regroupés en un coefficient γ , le coefficient non-linéaire de la fibre, que l'on retrouve dans l'équation de Schrödinger non-linéaire utilisée pour modéliser la propagation non-linéaire dans la fibre (voir §I.B.4.1.1) :

$$\gamma = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{n_2}{A_{\text{eff}}}$$

Équation I.15

Il se mesure en $\text{W}^{-1} \cdot \text{km}^{-1}$. λ est la longueur d'onde du signal, soit environ 1550 nm pour un signal optique de la fenêtre télécom. Une fibre SMF a un coefficient non-linéaire de $1.27 \text{W}^{-1} \cdot \text{km}^{-1}$.

I.B.4.1.1 L'Équation de Schrödinger non-linéaire

La propagation d'un signal optique en présence d'effets non-linéaires le long d'une fibre optique est régie par l'Équation de Schrödinger Non-Linéaire, ou NLSE pour Nonlinear Schrödinger Equation ([1.1] p. 50) :

$$i \frac{\partial A}{\partial z} + \frac{i}{2} \alpha A - \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A}{\partial T^2} - \frac{i}{6} \beta_3 \frac{\partial^3 A}{\partial T^3} + \gamma |A|^2 A = 0$$

Équation I.16 : équation de Schrödinger non-linéaire

A représente l'enveloppe de modulation du signal optique, et $T = t - \beta_1 z$. L'équation se compose de plusieurs termes, chacun modélisant un effet de propagation particulier. À noter tout de même que tous les effets de propagation n'y sont pas pris en compte, notamment ceux liés à la polarisation du signal et aux effets non-linéaires autres que l'effet Kerr. Cependant ils sont malgré tout modélisables et peuvent être calculés si besoin.

Le terme $\frac{i}{2} \alpha A$ de l'équation correspond à l'atténuation de la fibre, et les termes $\frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A}{\partial T^2}$ et $\frac{i}{6} \beta_3 \frac{\partial^3 A}{\partial T^3}$ correspondent respectivement à la dispersion de vitesse de groupe et à sa dérivée. Le terme $\gamma |A|^2 A$ correspond à l'impact de l'effet Kerr.

L'effet Kerr optique agit ainsi sur le signal optique avec des conséquences qui dépendent de la manière dont il a été généré, notamment en configuration WDM. Nous allons énumérer ici les différents effets non-linéaires consécutifs à l'effet Kerr, que pourra subir un signal optique.

I.B.4.1.2 L'automodulation de phase (SPM)

L'automodulation de phase, ou SPM pour Self-Phase Modulation, est une conséquence de l'effet Kerr sur un signal optique lorsqu'il est produit par ce même signal. La Figure I.12 illustre l'effet de la SPM. Une impulsion lumineuse induit une modification

d'indice dans le milieu de propagation, qui se traduit par une modification de la phase du signal. Le déphasage ainsi généré sera nommé *phase non-linéaire*, ϕ_{NL} . Ses variations, au niveau des fronts de l'impulsion, induisent une variation de la fréquence du signal. Ce décalage en fréquence peut ensuite se traduire en une variation d'intensité par le biais de la dispersion chromatique. La Figure I.13 montre l'allure d'un signal impacté par la SPM. Cet effet a pour conséquence principale des fluctuations d'amplitude au niveau des fronts des impulsions. Mais nous verrons au §I.B.4.1.5 que cet effet peut être subdivisé en d'autres effets non-linéaires, les effets dits *intra-canaux*.

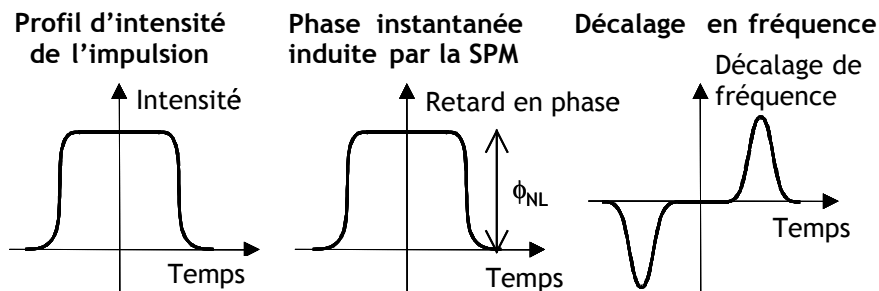


Figure I.12 : illustration de l'effet d'automodulation de phase

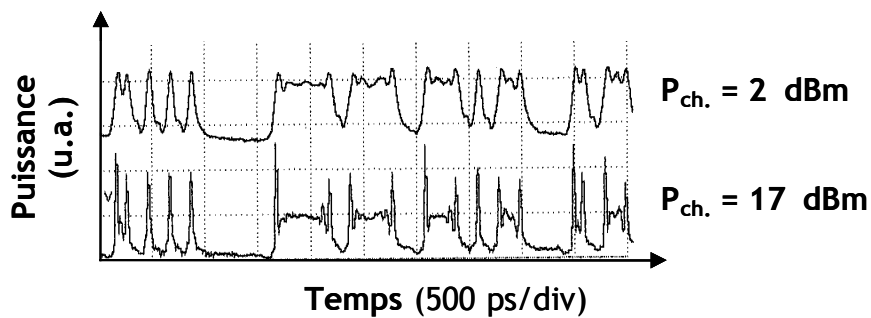


Figure I.13 : illustration de l'impact de la SPM sur un signal optique

Nous allons maintenant quantifier la phase non-linéaire induite par la SPM. Pour cela nous allons utiliser l'amplitude normalisée U du champ électrique du signal optique A ([1.1] p. 64):

$$A = \sqrt{P_0} e^{-\frac{\alpha}{2}z} U$$

Équation I.17

où $T=t-\beta_1z$ et P_0 est la puissance $P(z,T)$ à $z=0$. La contribution des effets non-linéaires dans la NLSE peut alors s'écrire en considérant cette fonction $U(z,T)$ ([1.1] p. 98):

$$\frac{\partial U}{\partial z} = i\gamma P_0 e^{-\alpha z} |U|^2 U$$

Équation I.18

Cette équation peut être résolue comme suit :

$$U(z) = U(0) e^{-i\Phi_{NL}(z)}$$

Équation I.19

où ϕ_{NL} est le déphasage appliqué consécutif à la SPM, soit la phase non-linéaire que nous avons introduite ci-dessus. La phase non-linéaire vaut :

$$\Phi_{NL}(L) = \frac{2\pi}{\lambda} \int_0^L \frac{n_2}{A_{eff}} P_0 e^{-\alpha z} dz$$

Équation I.20 : phase non-linéaire

Cette grandeur peut être utilisée pour caractériser la quantité d'effets non-linéaires présents dans une liaison optique. Ce point sera abordé ultérieurement dans ce mémoire, notamment au §I.C.2.2.2

Notons que la SPM se produit au sein même d'un signal optique, donc elle peut se manifester lors d'une transmission mono-canal.

I.B.4.1.3 La modulation de phase croisée (XPM)

Nous allons maintenant passer en revue les effets non-linéaires dits « croisés » résultant de l'interaction non-linéaire entre les différents canaux d'un signal WDM, qui ne se manifestent donc qu'en transmission WDM.

La *modulation de phase croisée*, ou XPM pour Cross-Phase Modulation est aussi une conséquence d'un déphasage induit par l'effet Kerr. Cependant, contrairement à la SPM, la XPM est la conséquence sur un canal optique WDM d'un déphasage induit par la présence d'un signal optique issu d'un canal voisin.

Dans le cas où, pour simplifier, deux canaux, de pulsations respectives ω_1 et ω_2 , se propagent simultanément dans une fibre optique, la composante du troisième ordre de la polarisation du matériau s'écrit ([1.1] p. 261):

$$P_{NL} = \frac{1}{2} \left[P_{NL}(\omega_1) e^{-i\omega_1 t} + P_{NL}(\omega_2) e^{-i\omega_2 t} + P_{NL}(2\omega_1 - \omega_2) e^{-i(2\omega_1 - \omega_2)t} + P_{NL}(2\omega_2 - \omega_1) e^{-i(2\omega_2 - \omega_1)t} + c.c \right]$$

Équation I.21

Les composantes à ω_1 et ω_2 , que nous étudions ici, s'écrivent :

$$P_{NL}(\omega_i) = \frac{3}{4} \epsilon_0 \chi_3 \left(|A_i|^2 + 2|A_j|^2 \right) A_i$$

Équation I.22

où i et j valent ici 1 et 2, ou 2 et 1. Le terme $|A_i|^2$ correspond à la SPM, que nous avons évoquée ci-dessus. Le terme $2|A_j|^2$ correspond à une modulation de phase induite par l'autre signal, et est responsable de la XPM. Le facteur 2, lié à la dégénérescence de la susceptibilité électrique correspondante, montre que la contribution de la XPM au déphasage non-linéaire est deux fois plus importante que celle de la SPM, à intensité égale.

Les composantes aux pulsations $2\omega_1 - \omega_2$ et $2\omega_2 - \omega_1$ correspondent à un mélange à quatre ondes dégénéré, que nous allons étudier dans le prochain paragraphe.

Les conséquences du déphasage introduit par la XPM sur un canal optique se manifestent, comme pour la SPM, par des fluctuations d'intensité induites par la dispersion chromatique. Du fait qu'elle soit générée par une autre onde lumineuse qui ne présente pas la même modulation temporelle qu'elle, l'onde subissant la XPM peut alors subir une certaine gigue temporelle consécutive aux variations d'indice induites par XPM, qui dépend

de la modulation de l'onde créant la XPM. La Figure I.14 montre un exemple de déformations temporelles consécutives à la XPM pour différents décalages temporels entre le canal générant la XPM et le canal impacté par la XPM [1.5].

La XPM peut aussi se manifester entre deux canaux polarisés orthogonalement, mais dans ce cas son impact est trois fois plus faible [1.13].

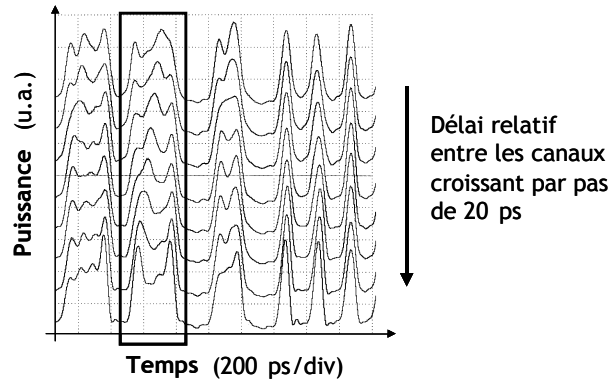


Figure I.14 : exemple de déformations de la séquence temporelle dues à la XPM en fonction du décalage temporel des séquences de données initiales.

I.B.4.1.4 Le mélange à quatre ondes (FWM)

Le *mélange à quatre ondes*, ou FWM pour Four-Wave Mixing, est une autre conséquence des effets non-linéaires Kerr se produisant entre différentes composantes d'un signal WDM. Elle consiste non plus en un déphasage du signal, mais en une interaction non-linéaire entre trois ondes de pulsations ω_i , ω_j et ω_k qui consiste à créer une nouvelle onde à la pulsation $\omega_{ijk} = \omega_i + \omega_j - \omega_k$. Cette onde est appelée *produit d'intermodulation*. La polarisation non-linéaire conduisant à une génération de ce produit d'intermodulation par FWM s'écrit :

$$P_{NL}(\omega_i + \omega_j - \omega_k) = \frac{3}{4} \epsilon_0 \chi_3 A_i A_j A_k^*$$

Équation I.23

où l'étoile représente le complexe conjugué. Le mélange à quatre ondes est dit dégénéré si ω_i et ω_j sont identiques. Si ω_k est identique à une autre pulsation du mélange, alors nous avons affaire à de la XPM, voire à de la SPM si les trois pulsations sont identiques.

Le produit d'intermodulation entre ces trois ondes conduit à la formation d'une quatrième onde à ω_{ijk} dont la puissance, après propagation dans une fibre optique sur une distance L est donnée par [1.14] :

$$P(L, \omega_{ijk}) = \left(\frac{D_{ijk}}{3} \right)^2 \cdot \phi_{NL}^2 \eta \cdot (P_0 e^{-\alpha L})$$

Équation I.24

D_{ijk} est un facteur lié à la dégénérescence, valant 6 si le produit d'intermodulation n'est pas dégénéré, et 3 s'il l'est. ϕ_{NL} est la phase non-linéaire telle que définie à l'Équation I.20, P_0 est la puissance moyenne de chaque canal à l'entrée de la fibre optique, supposée ici identique pour tous les canaux, et α représente les pertes de la fibre. Le paramètre η caractérise l'efficacité du mélange à quatre ondes en considérant que tous les signaux optiques pris en compte présentent la même polarisation. L'efficacité du mélange à quatre ondes est définie par [1.14]:

$$\eta = \frac{\alpha^2}{\alpha^2 + \Delta\beta^2} \left[1 + \frac{4e^{-\alpha L} \sin^2(\Delta\beta.L/2)}{(1 - e^{-\alpha L})^2} \right]$$

Équation I.25

Elle dépend des pertes de la fibre, de la distance de propagation et d'une autre grandeur $\Delta\beta$, le désaccord de phase, exprimé par :

$$\Delta\beta = \beta_i + \beta_j - \beta_k - \beta_{ijk} = \frac{\lambda_k^2}{c} (\omega_i - \omega_k) (\omega_j - \omega_k) \left[D(\lambda_k) + \frac{\lambda_k^2}{2\pi c} \left(\frac{\omega_i + \omega_j - \omega_k}{2} - \omega_k \right) \frac{dD}{d\lambda}(\lambda_k) \right]$$

Équation I.26

où β_p représente la constante de propagation de l'onde de pulsation ω_p et D représente la dispersion moyenne des ondes considérées. Pour obtenir cette expression nous avons fait l'hypothèse que les constantes de propagation et leurs variations avec la pulsation ne sont liées qu'aux effets de propagation linéaires. Une évaluation plus fine du désaccord de phase doit prendre en compte les variations d'indice dues à la SPM et à la XPM. Pour pouvoir interagir de façon constructive et donner un produit d'intermodulation à la pulsation ω_{ijk} , les différentes ondes concernées doivent, en plus de la relation entre leurs pulsations, présenter un accord de phase entre elles. Celui-ci est parfaitement réalisé lorsque $\Delta\beta$ est nul.

Ces formulations de l'efficacité du mélange à quatre ondes nous permettent de mettre en valeur l'influence, en plus de la puissance initiale des ondes, de la dispersion chromatique de la fibre et de l'espacement entre les canaux. Pour les systèmes WDM, l'ensemble des canaux vont interagir entre eux pour donner de multiples produits d'intermodulation. Rappelons-nous que les champs des canaux WDM ne sont pas continus, car modulés en fonction de l'information à transmettre. Pour avoir mélange à quatre ondes, il faut donc qu'à un moment donné, les trois canaux susceptibles de générer du FWM soient dans un état haut d'amplitude, ce qui rajoute une condition sur les données. De plus, l'explication formelle présentée ici ne tient pas compte des modérations de l'efficacité du mélange par le changement d'état relatif des polarisations des composantes entrant en jeu. On voit néanmoins dans cette expression de l'accord de phase que l'on peut jouer sur l'espacement entre canaux et sur la dispersion chromatique pour réduire le FWM. Dans les systèmes WDM où les canaux sont régulièrement espacés, les produits d'intermodulation coïncident en longueurs d'onde avec des canaux déjà existants. Il en résulte, pour ces canaux, une fluctuation d'amplitude qui dégrade la qualité du transport d'information. Un espacement irrégulier peut alors être utile pour limiter ces dégradations. Celui-ci est cependant difficile à mettre en œuvre compte-tenu de la compatibilité avec les composants de multiplexage qui, eux, sont conçus pour des espacement spectraux réguliers, mais aussi, dans un souci d'augmentation de la densité spectrale d'information. On préfère utiliser un espacement spectral régulier entre canaux et fixer une dispersion chromatique de fibre importante, que l'on compensera ensuite. C'est pour cette raison que les fibres à dispersion décalée (DSF pour Dispersion-Shifted Fiber) ayant une dispersion nulle aux longueurs d'onde proches de 1550 nm, ont été abandonnées lorsque les systèmes de transmission WDM sont apparus. Outre ces fluctuations d'amplitude causés par les produits d'intermodulation dont la fréquence coïncide avec celle des canaux, le FWM est à l'origine d'une perte de puissance moyenne des canaux, une partie se retrouvant dans les produits d'intermodulation inutiles pour la réception de l'information.

La Figure I.15 montre une illustration spectrale du mélange à quatre ondes ayant eu lieu sur une propagation de 25 km de fibre DSF, dans le cas de fréquences porteuses irrégulièrement espacées en longueur d'onde [1.5]. En fin de propagation nous pouvons apercevoir tous les produits d'intermodulation, provenant de toutes les combinaisons possibles des trois fréquences initiales.

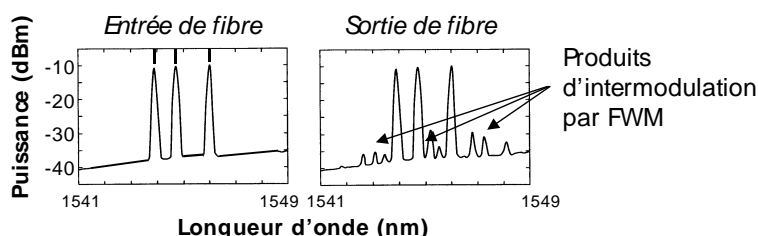


Figure I.15 : exemple de génération de produits d'intermodulation par FWM de trois longueurs d'onde porteuses inégalement espacées en fréquence lors d'une propagation sur 25 km de DSF

I.B.4.1.5 Les effets non-linéaires intra-canaux

Depuis quelques années, de plus en plus de travaux de recherche portent sur un nouveau type d'effets non-linéaires, toujours dérivés de l'effet Kerr, et plus précisément de la SPM, qui sont les effets intra-canaux. Comme leur nom l'indique, ce sont le résultat d'interactions non-linéaires entre différents symboles d'un même canal [1.15]. L'importance de ces effets augmente lorsque le débit du signal augmente, et notamment lorsqu'il atteint les 40 Gbit/s. C'est la raison pour laquelle ces effets intra-canaux feront l'objet à part entière du Chapitre 3 de ce mémoire.

Avant de les étudier en détail au Chapitre 3, nous allons les présenter ici, comme nous l'avons fait pour les effets croisés.

Les effets non-linéaires intra-canaux sont donc des interactions non-linéaires entre des signaux lumineux provenant des différentes impulsions d'un signal optique qui se chevauchent les unes sur les autres par le biais de la dispersion chromatique, comme illustré en Figure I.16. En considérant mathématiquement un canal pour chaque temps-bit, il est possible de diviser les effets intra-canaux en trois effets principaux, de la même façon que nous avons divisé les effets non-linéaires croisés en SPM, XPM et FWM.

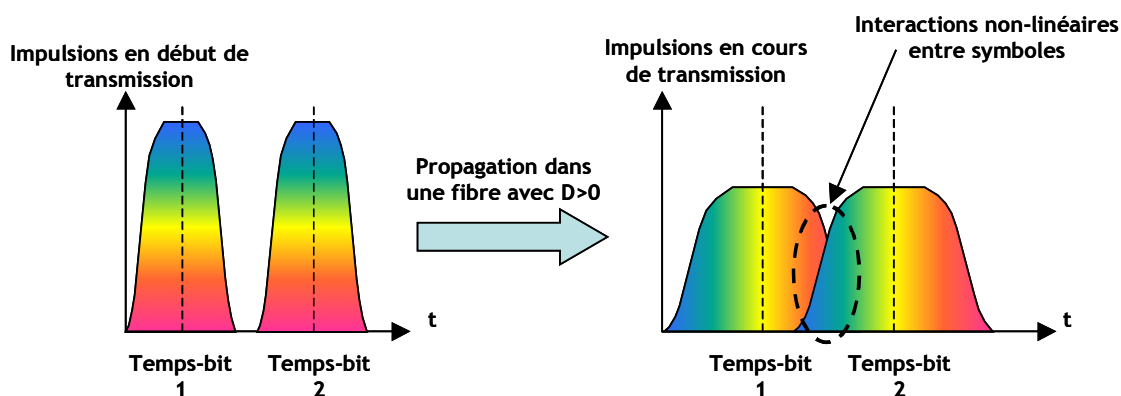


Figure I.16 : principe des effets non-linéaires intra-canaux

Les non-linéarités intra-canal peuvent être décomposés en différents effets répertoriés ici :

- *L'automodulation de phase intra-impulsion (intrapulse SPM ou i-SPM)*

C'est simplement l'effet Kerr induit par une impulsion d'un signal optique sur elle-même. À 40 Gbit/s, son impact est généralement faible devant celui des autres effets intra-canaux, mais à 10 Gbit/s et aux débits inférieurs, c'est pour ainsi dire le seul effet intra-canal significatif, correspondant alors à la SPM décrite au §I.B.4.1.2.

- *L'automodulation de phase croisée intra-canal (intrachannel XPM, i-XPM) :*

C'est le déphasage induit par l'effet Kerr généré par une impulsion du signal sur une impulsion voisine. La dispersion associée à cette modulation de phase provoque un retard d'une impulsion par rapport à l'autre, qui peut avoir pour conséquence une gigue temporelle du signal.

La Figure I.17 illustre le phénomène de i-XPM lors d'une propagation dans une fibre de ligne à dispersion positive, puis après la compensation de la dispersion par une fibre à dispersion négative.

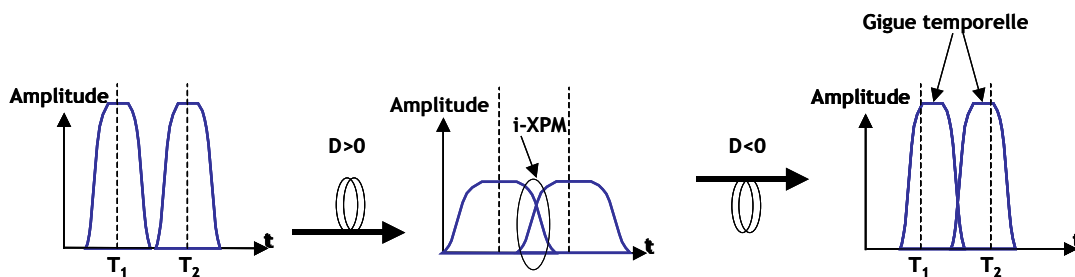


Figure I.17 : illustration de la modulation de phase croisée intra-canal et de la gigue temporelle associée

La modulation de phase croisée n'est optimale que pour un certain degré de recouvrement des impulsions, tel que montré dans [1.16]. Lorsque les impulsions ne se chevauchent pas, ou lorsqu'elles se chevauchent beaucoup, l'i-XPM est très peu pénalisante. La dégradation induite par l'i-XPM est maximale lorsque la largeur à mi-hauteur des deux impulsions consécutives en question est égale à environ 1.15 fois le temps-bit [1.16]. Ceci aura son importance au moment du choix de la fibre de ligne du système de transmission optique.

- *Le mélange à quatre ondes intra-canal (intrachannel FWM, i-FWM)*

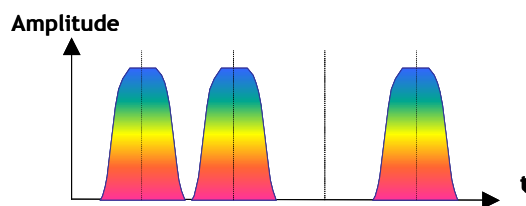


Figure I.18 : séquence optique « 1101 »

C'est le résultat d'une interaction non-linéaire entre trois ondes différentes issues de trois impulsions fortement dispersées, qui en génère une quatrième par conversion non-

linéaire. Pour illustrer l'i-FWM, prenons l'exemple d'un signal optique modulant la séquence « 1101 » selon le format RZ, où un « 1 » est codé par une impulsion lumineuse et un « 0 » par l'absence de signal, tel qu'illustré Figure I.18.

Par le biais de la dispersion chromatique, ces trois impulsions vont s'étaler et se chevaucher les unes sur les autres, comme montré en Figure I.19. Nous voyons sur cette figure qu'au niveau du 3^e temps-bit, initialement dépourvu de puissance optique, trois ondes de fréquences différentes provenant des trois impulsions sont présentes. Ces trois ondes peuvent alors interagir par FWM sous certaines conditions [1.17].

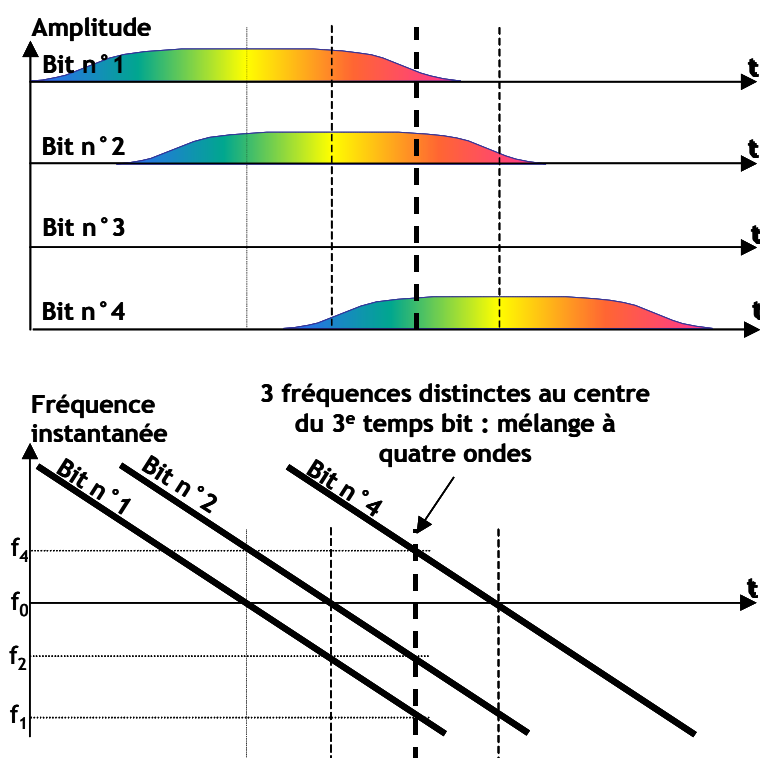


Figure I.19 : effet de la dispersion sur le signal optique de la Figure I.18

Le résultat de ce mélange à quatre ondes intra-canal peut ressembler à ce qui est montré en Figure I.20 après compensation de la dispersion. Nous observons des fluctuations d'amplitude au niveau des impulsions initialement existantes, mais aussi une impulsion qui a été générée au niveau du temps-bit qui en était initialement dépourvu, créant ainsi ce que l'on nommera une *impulsion fantôme*.

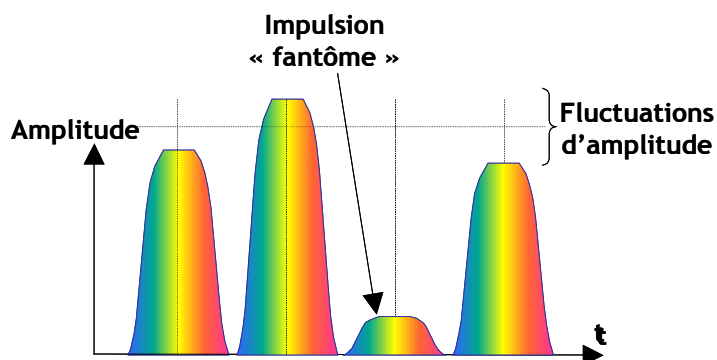


Figure I.20 : résultat de l'i-FWM sur le signal optique de la Figure I.18

L'i-FWM obéit, comme le FWM entre canaux, à des conditions d'accord de phase. Des études théoriques [1.17] montrent que ces conditions ne sont réalisées qu'au centre des temps-bits. De plus, elles ne sont réalisées que pour des triplets du type $A_m A_n A_{m+n-j}^*$, j étant le numéro du bit au sein duquel est générée l'énergie par i-FWM et A_p étant l'amplitude du bit numéro p , qui doit bien évidemment ne pas être trop faible pour générer de l'i-FWM. Ainsi, dans l'exemple présenté ci-dessus, de l'i-FWM sur le 3^e bit peut bien être généré par les contributions de A_1 , A_4 , et $A_{1+4-3}^* = A_2^*$, qui présentent toutes une puissance optique élevée.

I.B.4.2 Le bruit de phase non-linéaire (NLPN)

Nous avons parlé jusque là des interactions non-linéaires entre différentes composantes du signal optique seul. Nous allons introduire ici un nouvel effet non-linéaire prenant en compte la puissance optique du bruit d'ASE : le bruit de phase non-linéaire, ou NLPN pour Nonlinear Phase Noise, qui peut constituer une limitation majeure au codage en phase [1.18].

Pour illustrer le bruit de phase non-linéaire, le mieux est d'utiliser la représentation complexe, ou constellation, d'un signal optique modulé en phase à 0 ou à π . En l'absence de bruit d'ASE mais en présence d'effets Kerr, les valeurs de phase, initialement de 0 et de π , vont évoluer d'une valeur égale à la phase non-linéaire, comme illustré Figure I.21.

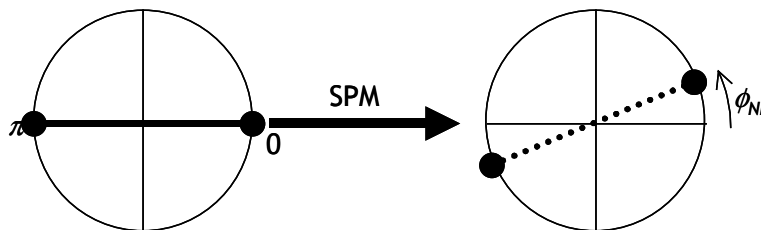


Figure I.21 : effet de la SPM sur un signal modulé en phase et dépourvu d'ASE, représenté dans le plan complexe

Lorsque du bruit d'ASE est rajouté au signal, chacun des deux symboles se voit affecté d'une fluctuation aléatoire d'amplitude et de phase, ce qui fait que les « taches » correspondant aux symboles vont s'agrandir, mais de manière isotrope dans le plan complexe. Ceci est illustré sur la constellation gauche de la Figure I.22. Ces « taches » combinant puissance du signal et ASE vont bien sûr subir de la même façon la SPM au cours de leur propagation. Or comme la puissance du symbole varie maintenant aléatoirement autour d'une valeur moyenne du fait de l'ASE, la phase non-linéaire associée variera aussi comme la puissance du symbole. Il en résulte une forme d'hélice pour les symboles, que l'on peut voir sur la constellation droite de la Figure I.22.

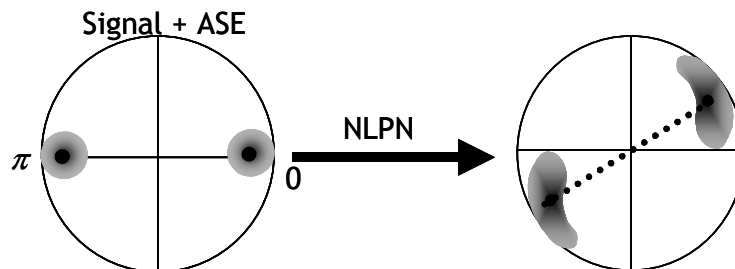


Figure I.22 : effet du bruit de phase non-linéaire sur un signal bruité

Cet effet pourra s'avérer pénalisant pour les formats modulés en phase, et en particulier si une détection différentielle est utilisée, c'est-à-dire lorsque l'information est codée dans la différence de phase entre deux bits consécutifs : du fait du NLPN, cette

différence de phase ne sera plus parfaitement égale à 0 ou à π , ce qui pourra s'avérer pénalisant.

I.B.4.3 Effets Raman et Brillouin

Les effets Raman et Brillouin sont, comme l'effet Kerr, d'autres effets non-linéaires susceptibles d'agir sur le signal optique lorsque sa puissance dépasse une certaine valeur à l'injection dans la fibre. Ils proviennent d'interactions entre les photons du signal optique et les noyaux atomiques du matériau de la fibre. Ces deux phénomènes non-linéaires interviennent dans les systèmes de transmission optique sous des conditions différentes.

I.B.4.3.1 Effet Brillouin

L'effet Brillouin consiste en une génération de modes de vibration acoustiques dans le matériau de propagation, qui viennent en retour influencer le signal optique ([1.1] p. 19). L'effet Brillouin n'est cependant pas le plus pénalisant pour nos systèmes, car il se manifeste préférentiellement en présence d'un signal continu. Un signal modulé, notamment à 40 Gbit/s, n'est quasiment pas affecté par l'effet Brillouin.

I.B.4.3.2 La diffusion Raman stimulée auto-induite (SI-SRS)

La diffusion Raman stimulée, qui sera nommée effet Raman dans ce mémoire, provient également des vibrations moléculaires induites par la présence du signal optique ([1.1] p. 19). La grande différence avec l'effet Brillouin provient de la réponse spectrale du phénomène, qui fait intervenir ici des fréquences de vibration optiques. La Figure I.23 montre un exemple de gain Raman fourni par une pompe à $1 \mu\text{m}$ en fonction l'écart en fréquence par rapport à cette pompe ([1.1] p. 300). Ce gain est maximal pour un écart de 12 THz (soit un écart de longueur d'onde entre la pompe et le signal d'environ 100 nm) et il s'étend sur presque 10 THz.

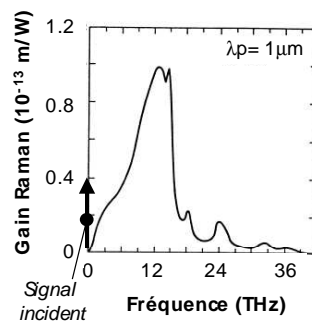


Figure I.23 : exemple de profil de gain Raman en fonction de l'écart en fréquence de la pompe et du signal mesuré dans une fibre en silice pour une longueur d'onde de pompe à $1 \mu\text{m}$.

L'interaction non-linéaire par effet Raman a donc lieu entre des signaux dont l'écart en fréquence est de quelques dixièmes à quelques dizaines de THz. Pour des canaux dont le débit est supérieur à 100 Gbit/s, l'effet Raman commence à être perceptible à l'intérieur même du spectre des canaux. Il est alors nommé effet Raman intra-canal. Néanmoins, et c'est aujourd'hui le cas le plus courant dans les systèmes WDM, l'effet Raman intervient majoritairement par l'interaction non-linéaire entre deux ou plusieurs canaux. Chaque canal est susceptible de fournir de la puissance à des canaux de plus grande longueur d'onde selon un gain Raman tel que celui présenté en Figure I.23. La puissance moyenne des canaux le long d'une fibre optique ne va donc pas dépendre uniquement des pertes de la fibre, mais aussi du transfert d'énergie provoqué par l'effet Raman auto-induit. La Figure I.24 donne un exemple de l'impact de l'effet Raman sur un spectre de canaux multiplexés en longueur d'onde de puissance moyenne identique pour

chaque canal en début de transmission [1.19]. Après 100 km de propagation, les canaux ont une puissance qui varie linéairement sur une échelle logarithmique sur tout le multiplex. Les canaux de courte longueur d'onde transfèrent de la puissance aux canaux de grande longueur d'onde, générant ainsi ce que l'on nommera un « tilt » Raman.

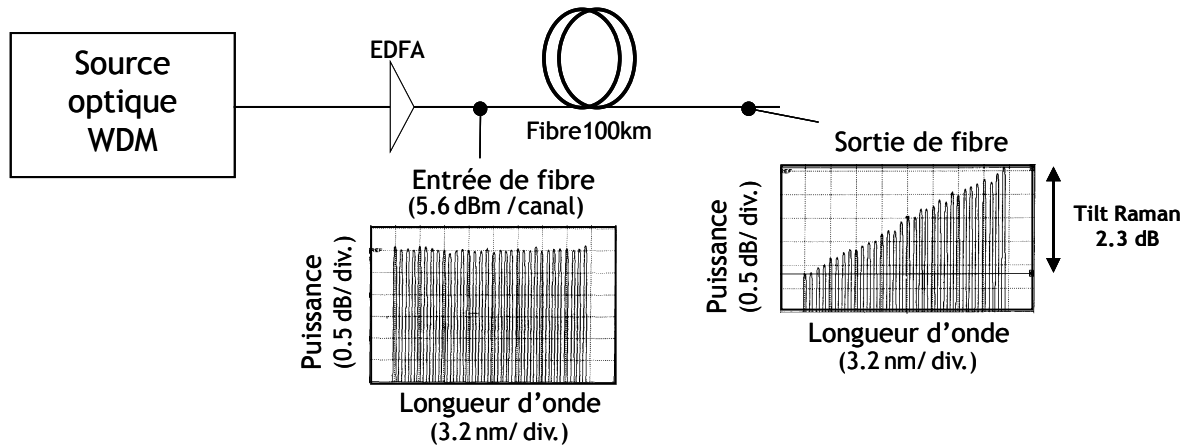


Figure I.24 : impact de l'effet Raman auto-induit sur le spectre d'un ensemble de canaux WDM

Cette manifestation de l'effet Raman au sein d'un ensemble de canaux d'un système WDM est souvent appelé *effet Raman auto-induit* (ou SI-SRS pour Self-Induced Stimulated Raman Scattering), car ce sont les canaux porteurs de l'information qui interagissent par effet Raman. Néanmoins, comme nous l'avons vu précédemment au §I.A.2.2.2, cet effet peut être exploité de telle manière à amplifier les signaux optiques, en injectant dans la fibre de ligne un signal de pompe de longueur d'onde inférieure d'environ 100 nm à celles des canaux du multiplex.

Cependant, dans les systèmes que nous allons étudier, l'effet Raman n'est pas non plus le plus pénalisant, le « tilt » induit par cet effet pouvant facilement être compensé au niveau des amplificateurs. C'est pourquoi, lors des simulations numériques, il ne sera pas non plus pris en compte.

I.B.5 Contraintes liées à l'augmentation du débit

Le but de ce travail de thèse est d'étudier les effets de propagation d'un signal optique lorsqu'il est modulé à 40 Gbit/s, et notamment lorsqu'un tel signal se propage dans un système initialement prévu pour transporter 10 Gbit/s.

Les effets de propagation que subit un signal dépendent bien sûr de son débit optique, ou plus exactement de sa fréquence d'information optique, ne serait-ce que parce que les temps de transition entre ses symboles et la largeur de son spectre en sont directement fonction. Nous allons donner ici une liste des principales contraintes pour un signal optique consécutives à l'augmentation de son débit, notamment d'un facteur 4 (de 10 Gbit/s à 40 Gbit/s).

I.B.5.1 Diminution de la tolérance au bruit

Lorsque le débit binaire augmente, le spectre d'un signal modulé s'élargit d'autant, et de manière homothétique. Pour détecter ce signal, la bande passante des filtres optique et électrique nécessaires au niveau du récepteur doit donc également augmenter d'autant. Or cela a pour conséquence de récupérer autant de bruit d'ASE en plus au niveau du récepteur, et donc d'avoir une puissance de bruit intégrée au niveau du récepteur autant de fois plus élevée, 4 fois par exemple, si le débit a été multiplié par 4. Il en résulte que

dans ce cas, l'OSNR au niveau du récepteur devra être 4 fois plus élevé (ou augmenté de 6 dB) pour que la qualité de la détection ne soit pas affectée par l'augmentation du débit.

La tolérance d'un signal optique au bruit est inversement proportionnelle à sa fréquence d'information optique.

I.B.5.2 Diminution de la tolérance à la dispersion

Un signal modulé tolère une certaine valeur de dispersion chromatique cumulée avant d'être significativement dégradé temporellement. Cette valeur dépend de la manière dont les différents symboles du signal s'étalent temporellement par le biais de la dispersion et interfèrent entre eux.

Lorsque la fréquence d'information optique augmente d'un facteur 4, les symboles du signal sont 4 fois plus proches les uns des autres. Pour se chevaucher de la même façon par la dispersion, il leur suffit alors d'un étalement temporel 4 fois moindre. De plus, au cours de cette même augmentation de débit, le spectre du signal s'élargit de manière homothétique d'un facteur 4 également. Une même valeur de dispersion chromatique fera donc que les impulsions vont s'élargir 4 fois plus vite. Comme elles sont aussi 4 fois plus rapprochées les unes des autres, elles seront au final 16 fois plus sensibles à la dispersion chromatique.

La tolérance d'un signal optique à la dispersion chromatique cumulée est inversement proportionnelle au carré de sa fréquence d'information optique.

I.B.5.3 Diminution de la tolérance à la PMD

La PMD (comme le DGD) est consécutive à un élargissement temporel des symboles dû à la biréfringence de la fibre. Comme dans le cas de la dispersion, si le débit augmente, les symboles se rapprochent les uns des autres. Donc plus le débit augmente, plus le signal est affecté par l'élargissement de ses symboles. Mais contrairement à la dispersion, la PMD n'est pas fonction de la largeur spectrale du signal, bien qu'elle soit directement dépendante du débit.

La tolérance d'un signal optique à la PMD ou au DGD est inversement proportionnelle à sa fréquence d'information optique.

I.B.5.4 Évolution de la tolérance aux effets non-linéaires

Nous avons vu que lorsque le débit augmentait, les effets de dispersion étaient exaltés. Ceci a deux conséquences sur le comportement d'un signal vis-à-vis des effets non-linéaires lorsque son débit augmente.

Premièrement, du fait que les effets de dispersion augmentent de manière quadratique avec le débit, les impulsions auront d'autant plus tendance à se chevaucher, et donc à interagir non-linéairement entre elles, générant ainsi plus facilement des effets non-linéaires intra-canaux.

Deuxièmement, du fait de la diminution du temps-bit, le temps pendant lequel deux impulsions de deux canaux différents interagissent entre elles (soit le temps que l'une « dépasse » l'autre) va diminuer d'autant. Elles auront donc moins le temps de générer des effets non-linéaires croisés de type XPM ou FWM.

Grâce à ces deux tendances concordantes, l'impact des effets intra-canaux augmente et l'impact des effets croisés diminue lorsque la fréquence d'information optique augmente.

Nous verrons qu'en règle générale les effets intra-canaux sont prépondérants à 40 Gbit/s, mais que certains systèmes à densité spectrale d'information élevée génèrent toujours des effets croisés importants même à 40 Gbit/s.

Le bruit de phase non-linéaire se comporte comme les effets non-linéaires croisés : plus la fréquence d'information, ou plus la dispersion, augmente, moins il se manifeste.

L'effet Brillouin se manifeste d'autant moins que la fréquence d'information est élevée, et l'effet Raman en est indépendant, sauf dans le cas de l'effet Raman intra-canal qui se manifeste pour des fréquences d'information supérieures à 100 GHz.

I.B.6 La Gestion de Dispersion

Nous avons vu que les effets de dispersion chromatique et certains effets non-linéaires étaient étroitement liés les uns aux autres.

Etant donné que, pour assurer une transmission la meilleure possible, il n'est pas recommandé, en particulier dans une configuration WDM, d'utiliser des fibres à dispersion nulle, il est nécessaire de compenser la dispersion accumulée dans les fibres de ligne le long de la transmission par des fibres spécifiquement allouées à cela, comme les DCF. Or plutôt que de compenser en une seule fois la dispersion accumulée dans tout le système au niveau du récepteur, il peut être envisagé de répartir la compensation de dispersion tout le long du système afin de minimiser les interactions entre la dispersion et les effets non-linéaires le long de la ligne. C'est le principe de la gestion de dispersion. Pour visualiser la répartition de la dispersion cumulée le long de la ligne du système de transmission optique, on utilise un graphe appelé *carte de dispersion* du système. Ce graphe, dont un exemple est donné en Figure I.25, représente la dispersion cumulée en fonction de la distance de propagation dans le système. C'est souvent, comme dans cet exemple, une fonction en dents de scie. Dans ce cas, vu que la carte de dispersion ne présente qu'un seul motif périodique, nous parlerons d'une carte de dispersion « simple période ».

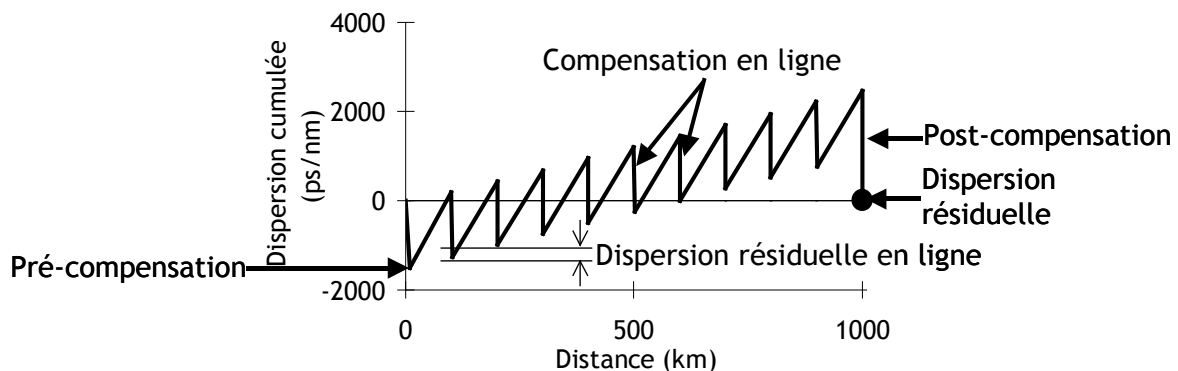


Figure I.25 : exemple de carte de dispersion « simple période » d'un système de transmission optique

Une gestion de dispersion simple période, telle que représentée ci-dessus, repose sur trois degrés de liberté :

- *La pré-compensation*

C'est la valeur de dispersion cumulée du système à l'entrée de son premier tronçon. Pour atteindre une valeur de pré-compensation donnée, il suffit de placer une première fibre de compensation de dispersion juste après l'émetteur, par exemple au niveau de l'amplificateur situé à l'entrée du premier tronçon de la ligne.

- *La compensation en ligne*

C'est la valeur de dispersion cumulée qui est compensée à la fin de chaque tronçon, souvent opérée entre les deux étages d'un EDFA dans un système terrestre. Dans le cas d'une gestion de dispersion « simple période » telle que présentée en Figure 1.25, la compensation en ligne est identique pour tous les tronçons, sauf le dernier. Elle peut s'exprimer en ps/nm ou en pourcentage de la dispersion cumulée dans le tronçon. Dans cet exemple, elle vaut 80 %. La dispersion accumulée dans chaque tronçon n'est alors pas entièrement compensée, et la dispersion cumulée tend globalement à croître le long de la ligne. Nous parlons dans ce cas d'une carte de dispersion « montante ». La différence entre la valeur de la dispersion cumulée après la compensation en ligne d'un tronçon et la valeur de la dispersion cumulée au début du tronçon correspondant est appelée la *dispersion résiduelle en ligne*. Ce paramètre peut se substituer à la compensation en ligne pour caractériser la gestion de dispersion d'un système.

- *La post-compensation*

C'est la valeur de la compensation en ligne du dernier tronçon. La post-compensation a pour rôle de donner à la dispersion cumulée à la fin de la ligne une valeur finale, appelée *dispersion résiduelle*. La dispersion résiduelle est dans la plupart des cas bien plus faible que la valeur maximale de la dispersion cumulée le long de la ligne (et ce d'autant plus que le débit est élevé), mais elle n'est pas nécessairement nulle. Elle contribue à l'optimisation du système au même titre que la pré-compensation et la compensation en ligne.

Ces trois degrés de liberté peuvent permettre une amélioration significative de la tolérance du système considéré aux effets non-linéaires [1.2], pour seulement le prix de petites contraintes supplémentaires.

Une carte de dispersion optimisée, pour laquelle l'impact des effets non-linéaires est minimisé, est telle que globalement le long de la ligne, il y a autant d'effets non-linéaires qui se sont cumulés lorsque la dispersion cumulée était négative, que lorsqu'elle était positive. Des relations semi-empiriques ont été établies entre ces différents paramètres de gestion de dispersion, pouvant permettre dans certains cas d'obtenir rapidement par le calcul leurs valeurs optimales pour tel ou tel système [1.2], [1.20], [1.21].

I.B.7 Récapitulation

Nous avons évoqué ici les deux limitations majeures à la distance que peut parcourir un signal optique dans un système de transmission optique pour être détectable par le récepteur après transmission. La première limitation est causée par le bruit d'ASE qui devient d'autant plus limitant que la puissance du signal injectée est faible. La seconde est causée par les effets non-linéaires, qui eux se manifestent lorsque la puissance injectée dans la fibre est élevée. Nous voyons tout de suite qu'un compromis est bien sûr nécessaire pour déterminer la puissance du signal qu'il faut introduire dans la fibre.

De plus ces effets se cumulent linéairement avec le nombre de tronçons fibres-amplificateurs du système. Donc lorsque la distance augmente, la puissance minimale tolérable augmente du fait de l'augmentation de la quantité d'ASE, et la puissance maximale diminue du fait de l'augmentation de la quantité d'effets non-linéaires. La distance pour laquelle ces deux valeurs de puissance se rejoignent correspond alors à la distance maximale atteignable par un signal se propageant dans ce système.

I.C Modes de représentation, grandeurs caractéristiques et critères de qualité d'un signal optique

Pour étudier un signal optique en cours ou à la fin de sa propagation, il est nécessaire de pouvoir le représenter de la manière la plus adéquate possible qui permette d'en détecter d'éventuels défauts. Il faut aussi pour cela connaître les effets qu'il subit, principalement le bruit et les effets linéaires et non-linéaires cumulés, et donc définir des grandeurs qui caractérisent ces effets. Nous allons énumérer ici une série de méthodes permettant de représenter un signal optique et de détecter ses défauts, ainsi que des grandeurs caractéristiques des effets auxquels sera soumis le signal optique, et des critères utilisés pour quantifier son état.

I.C.1 Modes de représentation

Un signal optique peut être représenté de plusieurs manières, dans le domaine temporel ou dans le domaine fréquentiel, chacune ayant ses avantages et ses inconvénients. Nous énumérons ici les différents modes de représentation possibles d'un signal optique.

I.C.1.1 Représentations directes

I.C.1.1.1 Trace temporelle et diagramme de l'œil

La première manière de caractériser un signal optique est évidemment de visualiser sa trace temporelle au moyen d'un oscilloscope. Nous pouvons ainsi avoir un aperçu d'un extrait de l'intensité de la séquence binaire codée et des éventuelles déformations qu'elle a subies. La Figure 1.26 montre un exemple de traces temporelles obtenues expérimentalement pour un signal optique modulé selon le format NRZ, correspondant à la copie conforme en optique de la séquence binaire électrique.

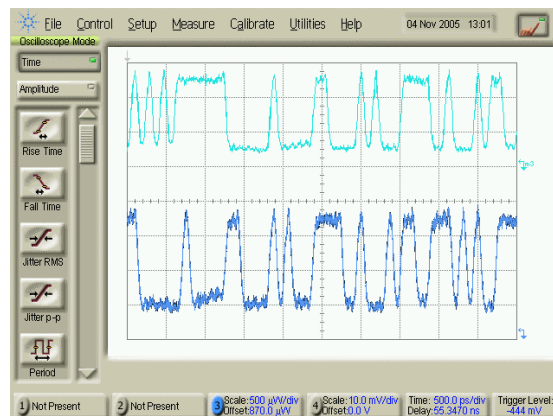


Figure 1.26 : exemple de traces temporelles d'un signal NRZ

Un autre mode de représentation temporelle d'un signal optique est le diagramme de l'œil. Le diagramme de l'œil consiste en une superposition de l'ensemble des symboles de la séquence temporelle sur une fenêtre de largeur égale à un ou quelques temps-bits. Il est obtenu à partir d'un oscilloscope synchronisé sur la fréquence d'horloge du signal. Ainsi le diagramme de l'œil permet d'avoir un aperçu rapide et global de la qualité du signal, notamment en permettant de visualiser simultanément tous les états qu'il peut prendre et toutes les transitions entre ces différents états. Le diagramme de l'œil permet donc de juger de l'état de pureté ou de dégradation du signal, et même de le quantifier au moyen

de mesures d'ouverture de l'œil décrites au §I.C.3.3. La Figure I.27 montre un exemple de diagramme de l'œil obtenu par simulation pour un signal NRZ. Le signal est d'autant meilleure qualité que l'aire de la zone délimitée par les niveaux « 0 » et « 1 », et par les traces de transition, nommée l'« œil », est grande. Nous en reparlerons au §I.C.3.3.

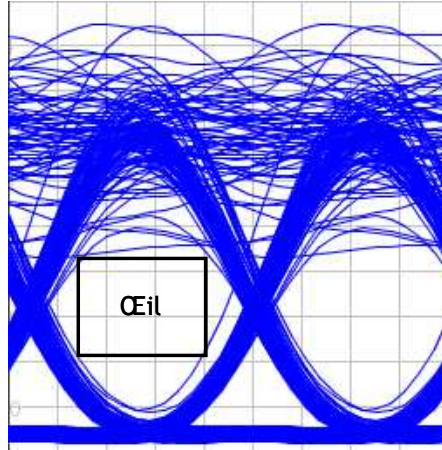


Figure I.27 : exemple de diagramme de l'œil d'un signal NRZ

I.C.1.1.2 Représentation complexe, constellation

Les représentations temporelles mentionnées ci-dessus ont un inconvénient majeur : dans le cas général, elles ne représentent que l'intensité du signal et pas sa phase. En simulation il est malgré tout facile de la calculer et de la représenter, mais expérimentalement cela nécessite l'utilisation d'analyseurs de spectres complexes très coûteux, et de traitements numériques.

Si toutefois l'information de phase est connue, il est alors possible de la représenter temporellement comme l'amplitude ou l'intensité. Mais cela ouvre aussi la possibilité de représenter le signal dans le plan complexe (partie réelle en abscisse et partie imaginaire en ordonnée). Le diagramme obtenu est appelé *constellation*. Une constellation permet de visualiser en amplitude et en phase les différents symboles codés ainsi que les transitions qui les relient entre eux. On peut aussi ne visualiser que les symboles, sans les transitions. La constellation peut permettre, tout comme le diagramme de l'œil, de repérer certains effets par leur signature caractéristique. En revanche le paramètre temps n'y apparaît pas explicitement.

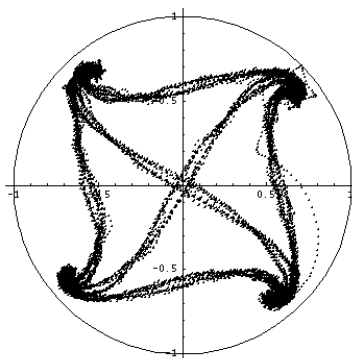


Figure I.28 : exemple de constellation avec transitions d'un signal DQPSK

Les constellations sont particulièrement adaptées à la visualisation des formats codés en phase, ou codés sur plus de deux niveaux en amplitude ou en phase. La Figure I.28 montre un exemple de constellation incluant les transitions, d'un format modulé sur quatre niveaux de phase, la DQPSK (Differential Quaternary Phase-Shift Keying), que nous

aborderons très largement dans ce mémoire. Cette constellation a été obtenue au moyen d'une simulation numérique.

I.C.1.2 Représentation fréquentielle

Le dernier mode de représentation d'un signal est bien sûr son spectre, qui est sa représentation dans le domaine fréquentiel. Il est obtenu soit à partir d'un analyseur de spectre optique, soit numériquement à partir de la transformée de Fourier de la séquence temporelle.

Le spectre d'un signal modulé permet de le caractériser dans le domaine fréquentiel, mais aussi de visualiser son niveau de bruit et donc de déterminer son OSNR. De plus, contrairement aux représentations temporelles citées plus haut qui n'autorisent la visualisation que d'un seul canal (même si on pouvait y visualiser des effets de crosstalk ou des effets non-linéaires croisés consécutifs à la présence d'autres canaux), la représentation fréquentielle peut permettre une visualisation globale d'un signal WDM.

I.C.2 Grandeurs caractéristiques

I.C.2.1 Rapport signal sur bruit optique (OSNR)

Nous avons vu au §I.B.2 que le signal est d'autant meilleure qualité que la quantité de bruit d'ASE (P_{ASE}) est faible devant la puissance du signal P_{signal} . Cette « pureté » du signal optique est caractérisée par son rapport signal sur bruit optique (ou OSNR pour Optical Signal-to-Noise Ratio) défini, pour un signal ne présentant qu'un seul état de polarisation, par :

$$OSNR_{Bref} = \frac{P_{signal}}{P_{ASE}} = \frac{P_{signal}}{2 \cdot N_{ASE} \cdot B_{ref}}$$

Équation I.27

où N_{ASE} définit la densité spectrale de bruit, et B_{ref} la bande spectrale de référence dans laquelle est considéré le bruit, qui y sera supposé blanc. Le facteur 2 provient du fait que le bruit d'ASE n'est pas polarisé, et donc qu'il se répartit aléatoirement sur la polarisation du signal et sur la polarisation orthogonale. Une valeur d'OSNR doit toujours être accompagnée de la bande spectrale de référence dans laquelle est considéré le bruit. Elle est usuellement de 12.5 GHz, soit 0.1 nm pour des signaux appartenant à la fenêtre télécom.

La valeur de la densité spectrale de bruit est déterminée par les caractéristiques des amplificateurs qui sont répartis tout le long de la ligne de transmission, notamment de leur gain et de leur facteur de bruit. Le facteur de bruit (Noise Figure, NF) est défini par le rapport des rapports signal sur bruit électrique (SNR, Signal-to-Noise Ratio, mesurés après détection) d'entrée et de sortie :

$$NF = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}}$$

Équation I.28

Le facteur de bruit d'un amplificateur est relié à la densité spectrale de bruit par [1.5]:

$$NF = \frac{1}{G} \left(\frac{2N_{ASE}}{h\nu} + 1 \right) \approx \frac{2N_{ASE}}{Gh\nu}$$

Équation I.29

avec G le gain de l'amplificateur, h la constante de Planck et ν la fréquence d'un photon du signal.

En utilisant la valeur approchée du NF définie à l'Équation I.29, nous pouvons exprimer l'OSNR en sortie d'un amplificateur par :

$$OSNR_{Bref} = \frac{P_{out}}{NF \cdot G \cdot h\nu \cdot B_{ref}} = \frac{P_{in}}{NF \cdot h\nu \cdot B_{ref}}$$

Équation I.30

Lorsqu'un signal déjà bruité est amplifié par un nouvel EDFA, celui-ci lui rajoute sa propre contribution au bruit, donnant un OSNR en sa sortie tel que :

$$\frac{1}{OSNR_{out}} = \frac{1}{OSNR_{in}} + NF \frac{h\nu \cdot B_{ref}}{P_{in}}$$

Équation I.31

Si le signal subit une série d'amplifications identiques tout au long de la ligne (même puissance d'entrée des amplificateurs identiques, ayant un gain et un NF identiques), l'inverse de l'OSNR en sortie de chaque amplificateur est augmenté de la quantité $NF \frac{h\nu \cdot B_{ref}}{P_{in}}$, d'après l'Équation I.31. Selon cette formule, l'OSNR en sortie de la ligne optique après passage dans N_{amplis} amplificateurs identiques vaudra donc :

$$OSNR_{Bref} = \frac{P_{in}}{N_{amplis} \cdot NF \cdot h\nu \cdot B_{ref}}$$

Équation I.32

Par souci de commodité, il est d'usage d'employer cette formule dans sa forme logarithmique. L'OSNR est alors exprimé en décibels dans la bande spectrale considérée.

La version logarithmique de l'Équation I.32 est la suivante :

$$OSNR_{(dB/Bref)} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{in}}{h\nu \cdot B_{ref}} \right) - NF_{(dB)} - 10 \log_{10} (N_{amplis})$$

Équation I.33

Cette formule est couramment utilisée en considérant B_{ref} égale à 12.5 GHz, soit 0.1 nm, avec une puissance d'entrée exprimée en dBm. Moyennant ces hypothèses, l'Équation I.33 se réécrit sous la forme suivante, très souvent employée :

$$OSNR_{(dB/0.1nm)} = 58 + P_{in(dBm)} - NF_{(dB)} - 10 \log_{10} (N_{amplis})$$

Équation I.34

L'OSNR caractérise donc la puissance du signal rapportée à la quantité de bruit cumulé le long de la ligne optique. C'est un facteur fondamental qui sert notamment à

déterminer la puissance minimale qu'un système peut tolérer avant d'être limité par le bruit.

I.C.2.2 Puissance intégrée et phase non-linéaire

Ici nous nous intéressons au cas où de fortes puissances sont en jeu, lorsque les effets non-linéaires deviennent prédominants par rapport au bruit.

I.C.2.2.1 La puissance intégrée

Comme dans le cas du bruit, les effets non-linéaires s'accumulent linéairement avec le nombre de tronçons de fibres dans lesquels le signal se propage, s'ils sont identiques. Comme l'impact des effets non-linéaires est proportionnel à l'intensité ou à la puissance d'un signal, le premier critère que l'on peut définir pour caractériser le cumul d'effets non-linéaires est la puissance intégrée P_{int} . Elle correspond à la puissance du signal qui donnerait la même quantité d'effets non-linéaires que le système entier, mais après propagation sur un seul tronçon dudit système. La puissance intégrée est simplement égale au nombre de tronçons du système multiplié par la puissance d'un canal :

$$P_{int} = N_{tronçons} \cdot P_{in}$$

Équation I.35

Ce critère est bien adapté pour un système donné, dans le cas où tous ses tronçons sont identiques. Mais il est difficilement « portable » d'un système à un autre : une même puissance intégrée dans deux systèmes différents ne correspondra pas forcément à la même quantité d'effets non-linéaires accumulés dans chaque système.

I.C.2.2.2 La phase non-linéaire

Nous allons pour cela introduire un critère plus universel, la phase non-linéaire Φ_{NL} , dont nous avons déjà parlé au §I.B.4.1.2. La phase non-linéaire correspond au déphasage introduit par la SPM, et peut donc caractériser la quantité d'effets non-linéaires mis en jeu dans le système. Nous rappelons son expression :

$$\Phi_{NL} = \int_0^L \frac{2\pi}{\lambda} \frac{n_2(z)}{A_{eff}(z)} P(z) dz$$

Équation I.36

Lorsque la propagation a lieu sur un seul tronçon de fibre, cette formule peut être simplifiée en :

$$\Phi_{NL} = \gamma \cdot P_{in} \cdot L_{eff}$$

Équation I.37

avec γ le coefficient non-linéaire de la fibre, P_{in} la puissance par canal injectée dans la fibre et L_{eff} la longueur effective de la fibre, calculée à partir de la valeur moyenne de la puissance le long de la fibre. Pour une fibre de longueur L , elle est définie par :

$$L_{eff} = \frac{1}{P_{in}} \int_0^L P(z) dz = \frac{1 - e^{-\alpha L}}{\alpha}$$

Équation I.38

avec bien sûr α exprimé en km^{-1} et non en dB/km. Si le tronçon est suffisamment long, cette longueur effective tend vers $1/\alpha$, qui est de l'ordre de 20 km pour des fibres de ligne standard.

La phase non-linéaire permet ainsi de quantifier les effets non-linéaires cumulés dans n'importe quel type de systèmes, y compris ceux dont les tronçons ne sont pas identiques, et de comparer la quantité d'effets non-linéaires qui sont générés dans des systèmes différents. En utilisant la phase non-linéaire, il est aussi possible de calculer une puissance intégrée « universelle », par exemple ramenée à 1 tronçon de 100 km de fibre SMF en calculant la puissance qui donnerait la même phase non-linéaire que le système à caractériser, dans ce tronçon de référence. La phase non-linéaire se mesure usuellement en radians, en π -radians (radians normalisés par rapport à π) ou en dB par rapport à une référence choisie.

I.C.3 Critères de qualité

I.C.3.1 Le taux d'erreurs binaire (BER)

Comme nous transmettons des données numériques, c'est-à-dire une succession de « 0 » et de « 1 », le critère le plus intuitif quant à la caractérisation de la qualité du signal transmis est le taux d'erreurs binaire, ou BER (Bit Error Ratio). Du fait du bruit et des effets de propagation, le signal se déforme et il peut arriver qu'un « 1 » soit détecté en lieu et place d'un « 0 » ou réciproquement, si le signal à détecter passe de l'autre côté du seuil de décision. Le BER est le rapport du nombre d'erreurs de transmission, c'est-à-dire du nombre de fois où un « 1 » a été détecté à la place d'un « 0 » ou vice-versa, sur le nombre total de bits transmis.

$$BER = \frac{\text{nombre d'erreurs détectées}}{\text{nombre de bits transmis}}$$

Équation I.39

Un système est généralement considéré *sans erreur* si ce BER est inférieur à une valeur d'au plus 10^{-9} , voire de 10^{-12} ou 10^{-15} suivant les systèmes.

Cependant il existe des algorithmes appelés *codes correcteurs d'erreurs*, ou FEC (Forward Error Correcting codes), qui sont basés sur une redondance de l'information transmise [1.22]. Pour cela des bits supplémentaires, calculés en fonction des bits initiaux de la séquence, sont ajoutés à la séquence binaire initiale. Après la transmission, le FEC effectue un recouplement entre ces bits ajoutés et les bits d'information détectés, et en déduit d'éventuelles erreurs de transmission qu'il peut corriger. Pour ne pas diminuer la quantité d'information transmise lorsqu'un FEC est utilisé, le débit binaire de la séquence codée doit être légèrement augmenté, pour compenser l'ajout des bits permettant au FEC de fonctionner.

Les FEC actuellement utilisés sont capables de ramener le taux d'erreurs de la transmission après correction à une valeur inférieure à 10^{-12} pour un taux d'erreurs avant correction de $4 \cdot 10^{-3}$ au plus, et cela en augmentant le débit d'à peine 7 % (soit 10.7 Gbit/s pour un débit initial de 10 Gbit/s ou 43 Gbit/s pour un débit initial de 40 Gbit/s) !

I.C.3.2 Le Facteur Q

Le facteur Q, ou facteur de qualité, est un autre critère de qualité d'un signal optique. Il est obtenu à partir des statistiques de bruit (moyennes et écarts-types) des niveaux « 1 » et « 0 » du signal à détecter. Le facteur Q est défini par :

$$Q = \frac{I_1 - I_0}{\sigma_1 + \sigma_0}$$

Équation I.40

où I_1 et I_0 désignent les valeurs moyennes des niveaux « 1 » et « 0 » du signal, et σ_1 et σ_0 désignent leurs écarts-types respectifs. Ces grandeurs sont représentées sur la Figure I.29.

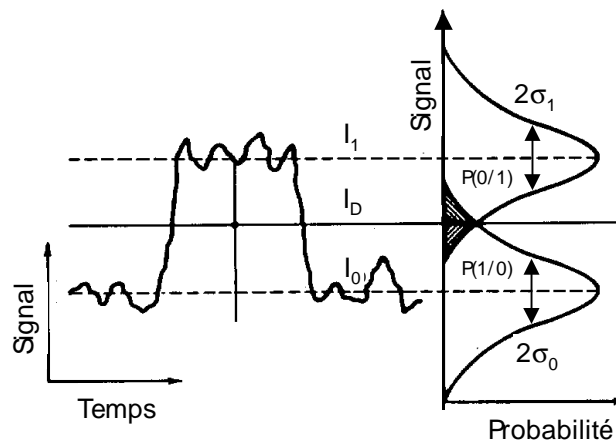


Figure I.29 : à gauche : trace temporelle du signal avec les niveaux moyens « 1 » et « 0 » (respectivement I_1 et I_0), et le seuil de décision optimal (I_D). A droite : distributions des deux niveaux et écarts-types associés.

Dans le cas de statistiques de bruit gaussiennes, le BER est assez simplement relié au facteur Q par la formule :

$$\text{BER} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\frac{Q}{\sqrt{2}} \right] \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \frac{e^{-\frac{Q^2}{2}}}{Q}$$

Équation I.41

où erfc désigne la fonction d'erreur complémentaire, soit $\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{+\infty} e^{-y^2} dy$.

Le facteur Q est usuellement exprimé en dB en utilisant la formule suivante :

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

Équation I.42

Notons que ce facteur Q en dB est en fait la version décibel du carré du facteur Q tel que défini par l'Équation I.40. Par abus de langage, le facteur Q en dB tel qu'il sera exprimé tout au long de ce mémoire correspondra en fait au facteur Q^2 en dB.

Il importe de connaître quelques correspondances entre des valeurs typiques de BER et de facteur Q^2 (qui sera donc nommé facteur Q) en dB. La Table I.1 en fait un récapitulatif.

Désignation	BER	Q(dB)
BER maximal pour un système considéré « sans erreur »	10^{-9}	15.6
BER typique avant correction pour les systèmes en début de vie	10^{-5}	12.5
BER limite de fonctionnement des codes correcteurs d'erreurs	$4 \cdot 10^{-3}$	8.5

Table I.1 : correspondances entre des valeurs typiques de BER et de facteur Q

Le facteur Q tel que défini par l'Équation I.40 est, nous venons de le voir, lié au BER par l'Équation I.41 dans le cas de statistiques gaussiennes. Or nous verrons par la suite que la distribution typique de bruit d'un système optique n'est pas gaussienne et que cela peut poser des difficultés pour expliquer tel ou tel phénomène physique. Cependant, par souci de clarté et de lisibilité, nous présenterons tous nos résultats numériques et expérimentaux provenant de calculs ou de mesures de BER au moyen du facteur Q calculé par la fonction réciproque de celle de l'Équation I.41, même s'il n'y correspond pas rigoureusement.

I.C.3.3 L' Ouverture de l'œil et le facteur Q'

Ici nous nous intéressons aux déformations géométriques du signal qui vont se répercuter sur le diagramme de l'œil, sans tenir compte du bruit. L'Ouverture de l'œil (ou EO pour Eye Opening) mesure l'écart, relativement à la puissance moyenne, entre les puissances des traces correspondant au niveau « 1 » et celles correspondant au niveau « 0 ». Plus celles-ci sont espacées l'une de l'autre, plus l'« œil » comme défini au SI.C.1.1.1 sera clairement défini et donc plus il sera « ouvert ». L'Ouverture de l'œil est définie par :

$$OE = \frac{P_1 - P_0}{2\langle P \rangle}$$

Équation I.43

où P_1 , P_0 et $\langle P \rangle$ représentent respectivement la puissance du niveau « 1 », du niveau « 0 » et la puissance moyenne du signal. C'est une grandeur normalisée entre 0 et 1.

À noter qu'il est possible de déterminer les valeurs P_1 et P_0 de deux façons différentes : en prenant leur valeur moyenne respective sur toutes les traces formant le niveau correspondant sur le diagramme de l'œil, ou bien en prenant en compte les pires traces « 1 » et « 0 ».

Une autre méthode similaire consiste à utiliser le facteur Q'. Il permet d'une part d'effectuer des mesures d'ouverture de l'œil sans tenir compte du bruit, comme avec l'EO, mais il est aussi directement proportionnel au facteur Q avec l'OSNR intervenant dans le coefficient de proportionnalité. Plus de détails concernant le facteur Q' pourront être trouvés dans [1.3].

Le facteur Q' est défini par

$$Q' = \frac{\sqrt{P_1} - \sqrt{P_0}}{\sqrt{2\langle P \rangle}}$$

Équation I.44

Le facteur Q' est facilement relié au facteur Q par la formule suivante, dans la mesure où, au niveau de la détection, le bruit de battement entre le signal et l'ASE est prédominant devant le battement ASE-ASE :

$$Q = Q' \sqrt{\frac{\langle P \rangle}{2N_{ASE} B_e}} = Q' \sqrt{OSNR \frac{B_{ref}}{B_e}}$$

Équation I.45

avec N_{ASE} la densité spectrale de bruit d'ASE, B_e la bande spectrale électrique du récepteur et B_{ref} la bande spectrale de référence dans laquelle est considéré l'OSNR.

Mais le facteur Q' , comme l'ouverture de l'œil, présente certaines limitations, à savoir une sur-estimation de la performance lorsque c'est la moyenne des puissances qui est prise en compte pour le calcul de P_1 et de P_0 , et une sous-estimation lorsque c'est le pire cas qui est pris en compte.

Ces méthodes de mesure d'ouverture de l'œil sont aussi en général plus adaptées aux BER élevés (10^{-3} ou 10^{-4}) caractérisant un signal de qualité très moyenne, qu'aux BER très faibles autour de 10^{-9} , caractérisant des signaux de bonne qualité, où elles sous-estiment quasi-systématiquement leur performance. Dans ce cas, une mesure d'ouverture de l'œil sur-estimerait l'importance des quelques traces aberrantes dans le diagramme de l'œil se produisant très rarement dans la séquence, alors que ces traces passeraient quasiment inaperçues lors d'un calcul du facteur Q avec le bruit.

C'est pourquoi ces méthodes n'ont pas été utilisées dans ce mémoire. De plus elles sont beaucoup plus adaptées aux simulations numériques pour pouvoir être appliquées sur un œil sans bruit. Mais il est vrai qu'elles présentent l'avantage de nécessiter un temps de calcul très court, notamment par rapport aux méthodes d'évaluation du BER qui seront utilisées par la suite.

I.C.3.4 Sensibilité et pénalités

Il apparaît évident que le BER ou le facteur Q d'un signal se propageant dans un système de transmission optique est étroitement lié à son OSNR. Dans le cas où un système est limité par le bruit, c'est-à-dire pour des puissances de signal relativement faibles, plus l'OSNR du signal est élevé, plus son BER est faible ou plus le facteur Q est élevé, et meilleure est sa qualité. La sensibilité d'un signal optique à un BER donné est précisément l'OSNR requis par le signal pour atteindre ce BER. Elle est fonction des différents effets de propagation qu'a subis le signal, mais elle dépend aussi du format de modulation considéré et du filtrage optique du signal, et ce même sans s'être propagé dans la fibre, c'est-à-dire en configuration *back-to-back*, lorsque l'émetteur est directement relié au récepteur. La sensibilité *en back-to-back* est l'une des caractéristiques fondamentales d'un format de modulation.

Si l'OSNR d'un signal optique modulé selon un format donné augmente de 1 dB, sa sensibilité en *back-to-back* sera telle que, dans la plupart des cas, le facteur Q^2 correspondant augmentera lui aussi de 1 dB. D'où l'intérêt de l'utilisation de ce critère.

Après propagation du signal sur une distance donnée, celui-ci aura subi des déformations dues à la dispersion, à la PMD ou aux effets non-linéaires, qui vont contribuer à la fermeture de l'œil. Pour le même OSNR que celui mesuré en *back-to-back*, le BER se sera bien sûr dégradé par rapport à cette configuration. La pénalité de transmission quantifie cette dégradation. On peut calculer une pénalité de transmission de deux manières différentes :

- *La pénalité en OSNR*

C'est la différence d'OSNR (lorsqu'il est mesuré en dB) requise entre les deux configurations, pour que l'on obtienne le même BER dans les deux cas.

- *La pénalité en facteur Q*

En se plaçant à OSNR constant, c'est la différence entre les facteurs Q, en dB, obtenue entre les deux configurations.

Dans la plupart des cas, ces deux calculs de pénalités donnent des résultats très similaires.

I.C.3.5 Le seuil non-linéaire

Le *seuil non-linéaire* (ou NLT pour Nonlinear Threshold) correspond à la puissance à partir de laquelle un signal commence à être significativement dégradé par les effets non-linéaires. Il peut être désigné par une puissance, correspondant alors à un système donné, mais il peut aussi être désigné par une puissance intégrée ou par une phase non-linéaire. Le seuil non-linéaire d'un système peut également être défini de plusieurs façons :

- *À partir d'une courbe expérimentale*

C'est la méthode la plus intuitive. Pour un système donné, après une distance donnée, la courbe $Q=f(P_{in})$ d'un signal optique est incurvée vers le bas. Pour les faibles puissances, le facteur Q augmente de manière linéaire avec la puissance, ce qui correspond à la limitation des performances par le bruit, puis le facteur Q passe par un maximum puis diminue rapidement à cause des effets non-linéaires. Le seuil non-linéaire peut alors être défini comme ce maximum. Le NLT ainsi déterminé est aussi appelé *puissance nominale*. La Figure I.30 montre un exemple de courbe de mesure expérimentale du facteur Q de laquelle est déduit le seuil non-linéaire.

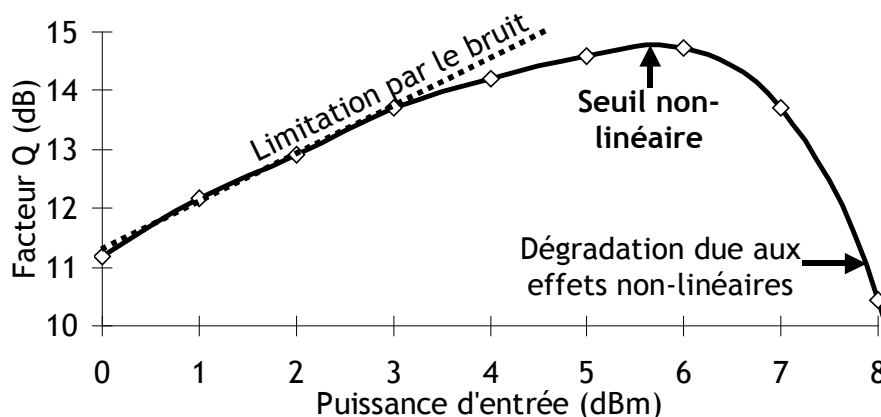


Figure I.30 : seuil non-linéaire déterminé à partir d'une courbe expérimentale

Cette méthode est la plus adaptée aux expériences, mais elle peut présenter des inconvénients lorsqu'elle est utilisée après des simulations numériques. Notamment il peut très vite arriver que l'on ait, au niveau de ce seuil non-linéaire, des valeurs de facteur Q très élevées (pouvant parfois atteindre 30 dB, soit un BER inférieur à 10^{-200} !) qui ne sont jamais atteintes expérimentalement, et pour lesquelles le comportement non-linéaire du système simulé n'est pas fiable. Pour les simulations numériques, deux autres définitions du NLT sont alors possibles.

- *À partir des pénalités en OSNR, à BER constant*

C'est la méthode la plus rigoureuse. Le seuil non-linéaire est défini ici comme la puissance (ou phase non-linéaire, etc.) pour laquelle la pénalité en OSNR est de 1 dB, par exemple, par rapport à la configuration back-to-back pour un BER donné (typiquement

10^{-5}). Le problème de cette définition est que cela demande d'établir un algorithme de convergence du BER vers le BER ciblé en jouant sur l'OSNR du système (au niveau du dernier amplificateur par exemple) avec éventuellement l'aide d'une extrapolation. Or cela est souvent contraignant, tant au niveau de la programmation que du temps de calcul supplémentaire requis. Mais une méthode plus simple peut être envisagée.

- À partir des pénalités en facteur Q , à OSNR constant

C'est la méthode la plus simple. Le seuil non-linéaire est défini ici comme la puissance pour laquelle la pénalité en facteur Q est de 1 dB, par exemple, par rapport à une configuration back-to-back pour un OSNR donné. Cet OSNR donne généralement un BER compris entre 10^{-6} et 10^{-5} en back-to-back. Cette méthode a l'avantage d'être plus rapide que la précédente, et de considérer des BER ou des facteurs Q ni trop faibles, ni trop élevés. La Figure I.31 montre un exemple de courbe de pénalités (en OSNR ou en facteur Q) à partir desquelles le seuil non-linéaire peut être déterminé.

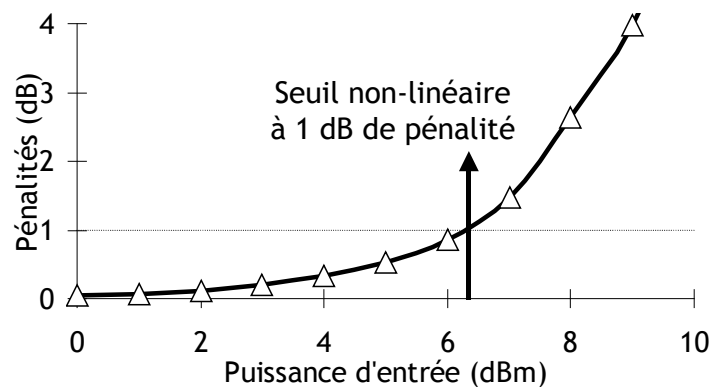


Figure I.31 : seuil non-linéaire déterminé à partir d'une courbe de pénalités (en OSNR ou en facteur Q)

Le seuil non-linéaire d'un système est une de ses caractéristiques de première importance. Il doit bien sûr être le plus élevé possible pour garantir une meilleure tolérance aux effets non-linéaires, concrétisée par une puissance du signal plus élevée. De plus, si la puissance du signal est plus élevée, alors l'OSNR du signal est aussi plus élevé, ce qui peut se traduire par une augmentation de la distance maximale atteignable par ce signal se propageant dans ce système.

I.D Formats de modulation

I.D.1 Modulation optique

I.D.1.1 Principe

Les systèmes de transmission par fibres optiques sont conçus pour, nous l'avons vu, faire propager par voie optique des données binaires « 0 » et « 1 ». Il convient donc de déterminer un code permettant de traduire ces signaux dans le domaine optique par une modulation adéquate d'un signal optique continu. Le code utilisé pour la traduction en optique des signaux binaires est appelé *format de modulation*.

La méthode de modulation la plus intuitive consiste à coder l'information de la manière suivante : « 0 » = pas de lumière transmise, ou à faible puissance et « 1 » = de la lumière transmise, à puissance plus forte. C'est le principe du codage en intensité, appelé

OOK (pour On/Off Keying), et parfois ASK (Amplitude Shift Keying) ou IMDD (Intensity-Modulated Direct Detection). Ce codage OOK regroupe plusieurs formats de modulation, ayant tous en commun le codage de l'information binaire par le biais de l'intensité de l'onde lumineuse. Nous le détaillerons au §I.D.2.

Une onde lumineuse, comme toutes les ondes, est certes caractérisée par son intensité, que l'on peut moduler pour transporter l'information, mais elle est aussi caractérisée par sa phase, qui est un degré de liberté que l'on peut aussi exploiter pour moduler l'information binaire à transporter. De nombreux formats de modulation basés sur la modulation de phase (PSK pour Phase-Shift Keying) existent et sont à l'étude. Nous nous intéresserons ici plus particulièrement à la modulation différentielle en phase (DPSK pour Differential Phase-Shift Keying) dont nous détaillerons le principe et l'intérêt au §I.D.3.

La fréquence de l'onde, quant à elle, définie par la source lumineuse utilisée, peut aussi être modulée [1.23] mais nous n'aborderons pas ce point ici. Cette technique n'est pas suffisamment mature pour être utilisée dans les systèmes étudiés ici.

Nous allons également aborder, au §I.D.4, une autre méthode de codage mêlant modulation d'intensité et de phase, le codage duobinaire.

I.D.1.2 Intérêt du choix du format de modulation

Chaque format de modulation est caractérisé à la fois par son comportement temporel en amplitude, visualisable par exemple sur un diagramme de l'œil, son comportement en phase, pouvant être visualisé sur une constellation, et son spectre.

Un signal lumineux se propageant dans une fibre optique subit des effets de propagation, comme nous l'avons vu précédemment (atténuation, dispersion, effets non-linéaires, accumulation du bruit d'ASE,...). Or ces effets dépendent de la nature temporelle et spectrale du signal, et donc de la manière avec laquelle il est modulé. Les formats de modulation vont donc réagir à ces effets d'une manière qui leur est propre. Certains formats seront donc naturellement plus tolérants que d'autres à un effet ou à un autre, ils seront moins pénalisés que d'autres par une accumulation de ces effets. Mais les formats les plus tolérants aux différents effets seront aussi bien souvent les plus difficiles ou les plus coûteux à générer et/ou à détecter. La méthode de génération du format est donc aussi un paramètre à prendre en compte pour choisir tel ou tel format.

Nous allons maintenant passer en revue les différents formats de modulation qui existaient lorsque nous avons commencé ce travail de thèse. D'autres formats plus novateurs ont été étudiés durant ce travail de thèse et seront détaillés dans les chapitres suivants.

Un récapitulatif de tous les formats de modulation qui seront étudiés voire simplement abordés dans ce mémoire, avec leur signature temporelle en intensité et en phase, leur diagramme de l'œil, leur constellation et leur spectre caractéristiques, ainsi qu'un schéma de leur méthode de génération, est disponible en annexe.

I.D.2 Codages en intensité (OOK)

I.D.2.1 Le format NRZ (Non Return-to-Zero)

C'est le format le plus simple et le plus intuitif qui existe. Un signal optique modulé en NRZ est la copie conforme du signal binaire électrique : un « 0 » est codé par un signal à faible puissance (idéalement nulle), et un « 1 » par un signal à forte puissance. Pour le générer au moyen d'un modulateur Mach-Zehnder, il suffit de moduler sa tension de commande par un signal proportionnel au signal binaire initial et variant entre un minimum et un maximum de la fonction de transfert en intensité du Mach-Zehnder, décrite Figure

I.4, soit sur l'une de ses alternances croissantes. Cependant une puissance résiduelle pour le codage du « 0 » est souvent observée du fait des imperfections de la modulation. Nous parlerons alors du *taux d'extinction* (ou ER pour Extinction Ratio) du format, ayant alors une valeur finie. Le taux d'extinction d'un format de modulation OOK est défini par :

$$ER = \frac{P_1}{P_0} \text{ ou } ER_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_1}{P_0} \right)$$

Équation I.46

avec P_1 et P_0 respectivement les puissances moyennes du niveau 1 et du niveau 0. Un format généré expérimentalement a un taux d'extinction typique de 13 dB. Pour générer un signal NRZ, une seule cellule électro-optique, donc une modulation sur un seul bras, est nécessaire.

La Figure I.32 montre un exemple de trace temporelle, le diagramme de l'œil et le spectre d'un format NRZ présentant un taux d'extinction de 13 dB.

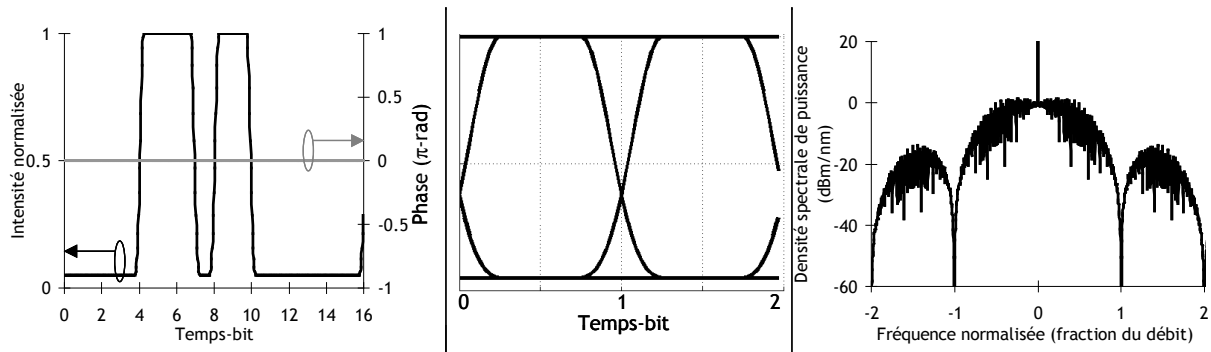


Figure I.32 : trace temporelle, diagramme de l'œil et spectre du format NRZ

Le spectre de ce format comporte, comme celui de la plupart des formats de modulation, un lobe principal et des lobes secondaires deux fois plus étroits. Le lobe principal du spectre du format NRZ a une largeur égale à deux fois la fréquence d'information du signal optique. De plus, le spectre d'un format NRZ est facilement reconnaissable à son onde porteuse unique située au centre de son spectre. Celle-ci comporte des harmoniques aux multiples entiers de la fréquence d'information, mais dans le cas du NRZ, elles coïncident avec les annulations de puissance entre les lobes.

Le format NRZ est incontestablement le format le plus simple à générer. Par contre sa sensibilité en back-to-back et sa tolérance aux effets non-linéaires sont parmi les pires de celles de tous les formats étudiés, particulièrement au débit de 40 Gbit/s.

I.D.2.2 Le format RZ (Return-to-Zero)

Le format RZ est une autre format OOK, dérivé du format NRZ. Comme son nom l'indique, à chaque temps-bit, un retour à zéro systématique est opéré. Ainsi le symbole codant un « 0 » en RZ sera quasi-similaire à celui codant un « 0 » d'un format NRZ, c'est-à-dire un signal à faible puissance, mais le symbole codant un « 1 » en RZ sera une impulsion lumineuse de durée totale 1 temps-bit et de largeur à mi-hauteur dépendant de sa méthode de génération. Ainsi, une succession de « 1 » sera codée, en RZ, par une succession d'impulsions, et non par un signal continu comme en NRZ. Pour générer le format RZ, il suffit d'appliquer à un signal préalablement modulé en NRZ, au moyen d'un MZM supplémentaire, une sur-modulation sinusoidale de fréquence égale à la fréquence d'information du signal, et d'amplitude comprise entre les mêmes tensions correspondant à l'alternance croissante de la fonction de transfert. Cette sur-modulation RZ induit une

augmentation de la largeur spectrale du signal RZ par rapport à celle du signal NRZ, mais elle induit aussi une plus grande ouverture de l'œil pour une même puissance moyenne. De plus, les différentes impulsions d'un signal RZ ont moins tendance à se chevaucher et à interférer entre elles par le biais de la dispersion, que les différents symboles d'un signal NRZ affectés par la même dispersion. Les performances du format RZ en termes de sensibilité et de tolérance aux effets non-linéaires s'en trouvent ainsi améliorées par rapport à celles du format NRZ. La Figure I.33 montre un exemple de trace temporelle, le diagramme de l'œil et le spectre d'un format RZ.

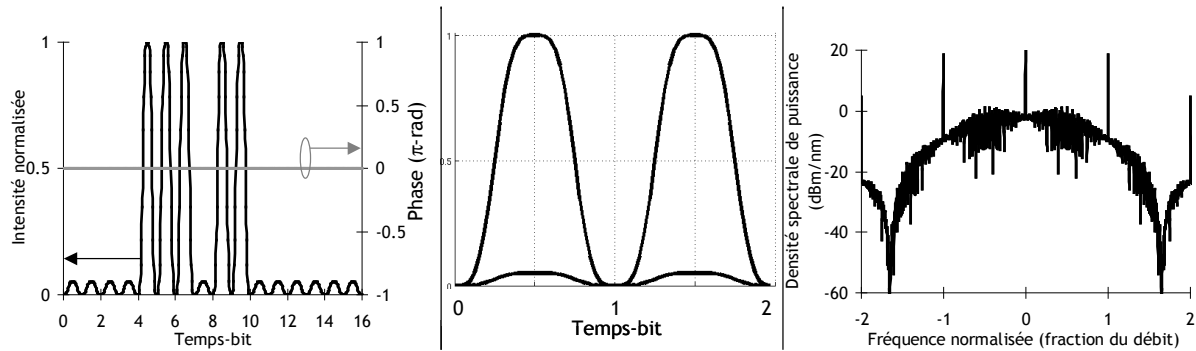


Figure I.33 : trace temporelle, diagramme de l'œil et spectre du format RZ- 50%

Du fait de la sur-modulation RZ, le lobe principal du spectre du format RZ est plus large que celui du spectre NRZ. Nous pouvons aussi y observer l'apparition des harmoniques de l'onde porteuse, qui étaient situées entre les lobes du spectre et donc invisibles dans le cas du format NRZ.

La sur-modulation RZ est aussi caractérisée par son *rapport cyclique* ou *duty cycle*. Il correspond au rapport de la largeur à mi-hauteur des impulsions sur le temps-bit. Un format RZ généré comme expliqué ci-dessus a un rapport cyclique de 50 %, et est nommé, si nécessaire, RZ-50% ou RZ-50. Mais il est possible de modifier ce rapport cyclique en changeant les caractéristiques de la sur-modulation sinusoïdale. Il est possible, par exemple, de faire varier l'amplitude du signal de sur-modulation RZ entre deux minima successifs de la fonction de transfert en intensité du MZM, afin de faire couvrir au signal de sur-modulation toute une période de la fonction de transfert en intensité du MZM. Ainsi, lorsque le signal électrique de sur-modulation passe de sa valeur minimale à sa valeur maximale, il passe par un maximum de la fonction de transfert. Sa fréquence doit alors être réduite à la moitié de la fréquence d'information du signal optique pour générer une sur-modulation optique RZ à cette fréquence d'information. La sur-modulation RZ ainsi générée a un rapport cyclique 33%, ce format est alors noté RZ-33% ou RZ-33, et comporte un spectre plus large. D'autres rapports cycliques peuvent être obtenus au moyen d'autres types de modulateurs ou d'autres signaux électriques d'horloge.

I.D.2.3 Le format CS-RZ (Carrier Suppressed Return-to-Zero)

Le format CS-RZ est une variante du format RZ. La sur-modulation RZ sinusoïdale appliquée est très similaire à celle du format RZ-33, c'est-à-dire amplitude de $2V_{\pi}$ et fréquence égale à la moitié de la fréquence d'information, mais elle est centrée sur un minimum de la fonction de transfert en intensité du MZM, donc elle va osciller entre deux de ses maxima. Notons que pour les tensions supérieures au minimum de la fonction de transfert en intensité, la fonction de transfert du MZM en amplitude est négative, ce qui équivaut à une application d'un déphasage de π au signal à chaque temps-bit, alors que pour les tensions inférieures, la fonction de transfert est positive. Le format CS-RZ est donc doté, en plus d'une sur-modulation RZ, d'une sur-modulation carrée en phase

d'amplitude π et de fréquence égale à la moitié de la fréquence d'information optique. Le format CS-RZ ainsi généré a un rapport cyclique de 67%, donc un spectre plus étroit. De plus, du fait de l'alternance de phase à chaque temps-bit, le signal de porteuse qui se trouvait au centre des spectres NRZ et RZ a été décalé de la moitié de la fréquence d'information, comme toutes ses harmoniques qui étaient initialement placées aux multiples entiers de la fréquence d'information. La Figure I.34 représente la trace temporelle en amplitude et en phase, le diagramme de l'œil et le spectre du format CS-RZ.

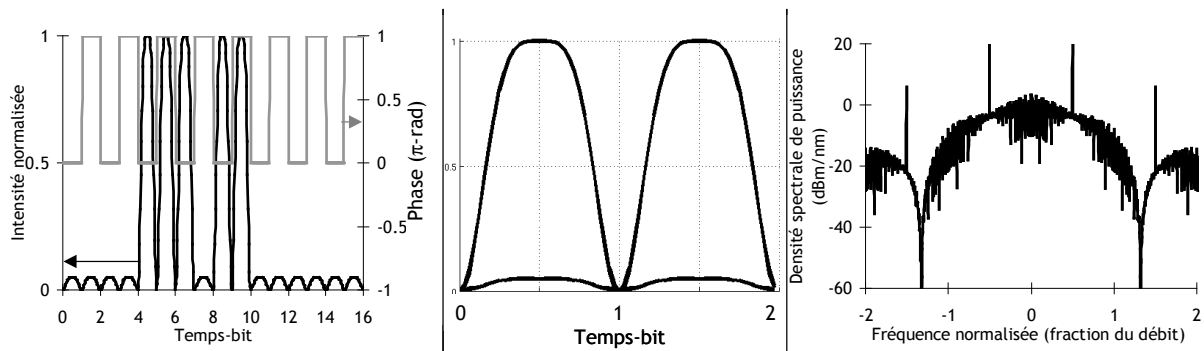


Figure I.34 : trace temporelle, diagramme de l'œil et spectre du format CS-RZ

La Figure I.35 récapitule les plages d'évolution nécessaires à tous les signaux électriques qui doivent être appliqués aux MZM pour générer les formats de modulation évoqués ci-dessus.

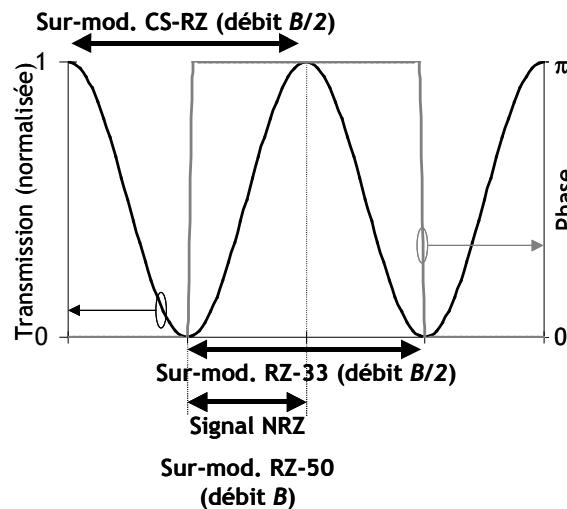


Figure I.35 : récapitulation des plages d'évolution des différents signaux à appliquer à un MZM pour obtenir les formats NRZ, RZ-50, RZ-33 et CS-RZ

I.D.2.4 Autres formats OOK

D'autres formats OOK existent et peuvent être utilisés pour transmettre une information binaire. Ils sont dérivés des formats NRZ ou RZ et dans la plupart des cas sont obtenus grâce à l'ajout d'une nouvelle sur-modulation de phase. Les formats AP-RZ (Alternate-Phase RZ), sont des formats RZ dotés d'une sur-modulation de phase carrée, comme pour le CS-RZ, mais avec une profondeur de modulation, c'est-à-dire une amplitude de la modulation de phase, pouvant être différente. Il existe aussi les formats PAP-RZ (Pairwise AP-RZ), qui sont des formats RZ sur-modulés en phase au quart de la fréquence d'information, soit une alternance de phase tous les deux temps-bits. Le C-RZ

(Chirped-RZ) est un format RZ doté quant à lui d'une sur-modulation en phase sinusoïdale. Tous ces formats nécessitent l'utilisation d'un modulateur de phase.

Il existe aussi le format RZ sur-modulé en polarisation, l'APol-RZ (Alternate-Polarization RZ). La polarisation du signal est modulée de telle sorte que deux impulsions successives soient polarisées orthogonalement.

Tous ces formats sont intéressants en termes de résistance aux effets intra-canaux et seront étudiés en détail dans le Chapitre 3, consacré à ces effets.

I.D.3 Codages différentiels en phase (DPSK) [1.24]

Dans le domaine de la radio, nous savons tous que la modulation en fréquence est plus performante que la modulation en amplitude, car l'amplitude du signal est plus affectée que sa fréquence par les perturbations subies par l'onde radio pendant sa propagation. Nous pouvons donc penser que les signaux optiques se comportent de manière analogue au cours de leur propagation dans la fibre optique.

C'est une des raisons pour laquelle le codage de l'information binaire dans la phase de l'onde lumineuse, plutôt que dans son amplitude, a été envisagé.

I.D.3.1 Codage en phase

Le format de modulation basé sur le codage DPSK le plus simple, le NRZ-DPSK que l'on nommera par la suite simplement DPSK, est doté d'une amplitude quasi-constante et d'une phase valant 0 ou π selon les données binaires à transmettre. Cependant la tension appliquée au modulateur ne correspond pas directement aux données binaires. Nous verrons ci-dessous qu'un précodage logique est nécessaire.

Dans le cas d'une modulation DPSK par MZM, la tension de commande est centrée sur un minimum de la fonction de transfert en intensité du MZM, et évolue entre ses deux maxima adjacents avec une amplitude de $2V_\pi$, comme la sur-modulation CS-RZ. Mais évidemment elle évolue à la fréquence d'information du signal, et non à sa moitié. Nous remarquons donc que le produit « gain \times bande passante » nécessaire pour un codage DPSK doit être le double de celui requis pour un codage OOK. Mais le mieux, pour générer un format DPSK, est d'utiliser la configuration push-pull évoquée au SI.A.2.1.2. Dans un tel montage les deux bras du MZM sont mis à contribution, chaque bras se voyant appliqué un signal électrique d'amplitude V_π de signe opposé à celui du signal appliqué à l'autre bras.

Lorsqu'un différentiel de tension nul est appliqué au MZM, le signal optique modulé conserve sa phase nulle. Lorsqu'un différentiel de tension de $2V_\pi$ est appliqué, une phase de π est appliquée au signal optique modulé. À noter que lors d'un changement de phase du signal optique, lorsque la tension de commande passe d'une valeur extrême à une autre, elle doit transiter par la valeur qui correspond au minimum de la fonction de transfert du MZM. De ce fait, à chaque changement de phase, un signal DPSK voit son intensité s'annuler avant de revenir à sa valeur plateau.

La Figure I.36 représente la trace temporelle en amplitude et en phase, le diagramme de l'œil et le spectre du format DPSK. Le spectre d'un signal DPSK a une largeur similaire à celle du spectre d'un signal NRZ-OOK. Mais dans un spectre DPSK, la fréquence de l'onde porteuse, ainsi que ses harmoniques, ne sont pas apparentes.

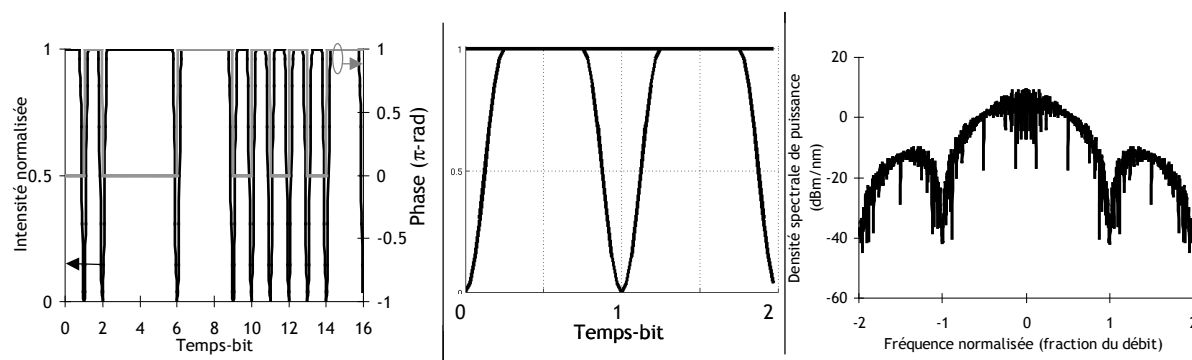


Figure 1.36 : trace temporelle, diagramme de l'œil et spectre du format DPSK

Il va de soi qu'il est possible d'ajouter à une modulation DPSK de nombreuses sur-modulations périodiques telles que celles décrites pour les formats OOK. De cette manière il est possible de générer les formats RZ-DPSK, CS-RZ-DPSK, APol RZ-DPSK, etc., nommés par analogie avec les formats OOK équivalents. Mais les sur-modulations en phase sont plus délicates à manipuler dans ces formats car il faut tenir compte du fait que l'information est déjà codée dans la phase.

I.D.3.2 Détection différentielle

Nous savons que les détecteurs optiques ne sont sensibles qu'à l'intensité du signal et non à sa phase. Pour récupérer l'information contenue dans la phase, il faut faire interférer le signal avec un signal de référence. Pour ce faire nous pouvons penser à un montage où le signal interfère avec un oscillateur local stabilisé en fréquence et en phase. C'est le principe de la détection cohérente. Mais un montage de détection cohérente représente un lourd investissement, tant sur le plan technique que financier. Cependant l'intérêt pour la détection cohérente est revenu récemment au goût du jour, car cette méthode de détection ouvre la porte à de nombreuses pistes de traitement du signal. Des études à ce sujet sont en cours [1.25], [1.26] mais ne sont pas l'objet de ce mémoire. Elles feront l'objet d'une autre thèse à part entière.

Nous allons aborder ici une technique bien plus simple, la détection différentielle. L'idée de la détection différentielle est de faire interférer le signal optique transmis avec lui-même, mais décalé d'un temps-bit. Pour cela le signal optique est injecté dans un interféromètre de Mach-Zehnder dont un bras est plus long que l'autre d'une longueur équivalente à la distance de propagation du signal durant 1 temps-bit (environ 4 cm pour 10 Gbit/s, ou 1 cm pour 40 Gbit/s). Cet interféromètre est appelé démodulateur différentiel. Il est placé juste avant le détecteur, et forme avec lui ce que l'on nommera un détecteur différentiel. Nous rappelons qu'un Mach-Zehnder est un interféromètre à deux ondes, et qu'il comporte deux sorties : le port constructif, pour lequel les interférences entre les signaux provenant de chacun des deux bras sont constructives si les signaux sont en phase, et le port destructif, pour lequel les interférences entre ces mêmes signaux sont destructives. La Figure 1.37 montre le schéma d'un détecteur différentiel DPSK.

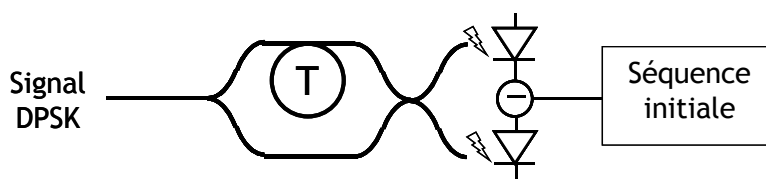


Figure 1.37 : schéma d'un détecteur différentiel pour DPSK (T : retard d'un temps-bit)

Ainsi, pour la détection différentielle, si deux impulsions successives sont en phase, elles interféreront constructivement au niveau du port constructif, et destructivement au niveau du port destructif. Si elles sont en opposition de phase, alors ce sera le contraire.

Un premier avantage apporté par la détection différentielle est qu'elle permet une tolérance accrue du format DPSK aux effets non-linéaires, et en particulier à la SPM. Un signal affecté par la SPM subit une rotation de phase proportionnelle à sa puissance. Or comme la puissance du signal est la même quelle que soit la valeur du symbole, chaque symbole subit la même phase non-linéaire, et donc le différentiel de phase entre eux symboles consécutifs est inchangé, même si en absolu la phase a évolué. Ceci n'est malgré tout pas toujours vrai si le signal est affecté par la dispersion, mais quoi qu'il en soit, la tolérance de la DPSK à la SPM est exaltée par rapport à celle du NRZ-OOK. Par contre, comme nous l'avons vu, le bruit de phase non-linéaire est susceptible d'agir sur le différentiel de phase, et peut être très pénalisant pour la DPSK.

Un signal DPSK peut être détecté individuellement sur l'un de deux ports du détecteur différentiel (détection dite *simple*), ou bien sur les deux ports à la fois, auquel cas le signal électrique récupéré est obtenu par soustraction au signal reçu sur le port constructif du signal reçu sur le port destructif. Nous parlons alors de détection *équilibrée*. Le signal reçu après une détection équilibrée peut donc être positif ou négatif, et la valeur logique « 1 » ou « 0 » récupérée est fonction de ce signe.

Dans le cas d'une détection équilibrée, un autre avantage déterminant du codage DPSK apparaît, qui est que sa sensibilité en back-to-back est améliorée d'environ 3 dB par rapport à une détection simple, mais aussi par rapport au format OOK équivalent !

Une première explication de cette amélioration de sensibilité peut être donnée en étudiant les constellations d'un format NRZ-OOK et d'un format NRZ-DPSK, telles que représentées sur la Figure I.38 pour des signaux optiques de même puissance moyenne.

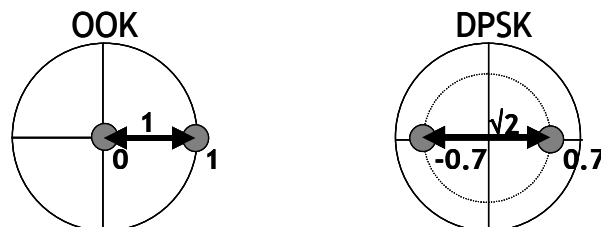


Figure I.38 : constellations idéales d'un signal NRZ-OOK et d'un signal NRZ-DPSK de même puissance moyenne

Dans une constellation, les symboles OOK peuvent être placés, pour l'un à l'origine du plan complexe, et pour l'autre sur le cercle unité. La distance entre ces symboles est donc de 1. Lorsque du bruit d'ASE est rajouté au signal, ces symboles deviennent des taches isotropes dans le plan complexe. Pour que ce bruit soit à l'origine d'une erreur, il faut que le signal bruité soit supérieur, en amplitude, à 0.5 pour « 0 », ou y soit inférieur pour « 1 ». Cela correspond à un seuil de 0.25 pour le signal en intensité.

En ce qui concerne la DPSK, les symboles sont placés tous les deux sur un même diamètre du cercle de rayon $\sqrt{2}/2$, pour garantir la même puissance moyenne que le signal OOK précédemment évoqué. Ils sont donc distants de $\sqrt{2}$ l'un de l'autre, et donc peuvent tolérer une amplitude de bruit $\sqrt{2}$ fois plus grande que pour le signal OOK avant de générer une erreur. Donc une puissance de bruit 2 fois supérieure pour une même puissance de signal, soit un OSNR 3 dB plus faible.

Mais cela n'explique pas pourquoi le gain en sensibilité est apporté par la détection équilibrée uniquement. Une détection simple sur un port comme sur l'autre correspond à

une sensibilité très similaire à celle d'un format OOK. Les analyses usuelles, notamment basées sur l'approximation gaussienne de la distribution de bruit et le facteur Q, ne suffisent pas à expliquer cette différence [1.27]. Pour la voir il faut tenir compte de la distribution réelle de bruit qui n'est pas gaussienne. Ce problème est illustré en Figure I.39 via les courbes de densité spectrale de bruit réelle et approchée par une gaussienne, d'un signal DPSK et d'un signal OOK bruités.

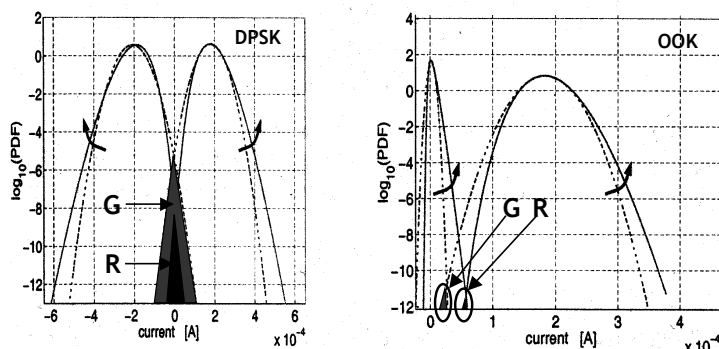


Figure I.39 : distributions de bruit d'un codage DPSK (à gauche) et OOK (à droite) en suivant l'approximation gaussienne (G) ou la distribution réelle (R). Espaces hachurés : zones d'erreurs

Le BER obtenu est proportionnel à l'aire des espaces hachurés. Nous pouvons voir que, dans le cas de la modulation OOK, l'aire de la zone d'erreur de l'approximation gaussienne est, par un heureux hasard, relativement proche de l'aire de la zone d'erreur de la distribution réelle, même si le seuil optimal n'est pas le même. Pour la modulation DPSK, ce n'est plus du tout le cas, l'approximation gaussienne est fautive. Cette sur-estimation systématique du nombre d'erreurs d'une modulation DPSK par l'approximation gaussienne suffit à rendre invisible l'influence de la détection équilibrée [1.27].

Plusieurs études [1.27], [1.28], [1.29] ont tenté d'établir des modèles analytiques de cette amélioration de sensibilité apportée par la détection équilibrée. Winzer dans [1.27] l'explique directement par le fait que le calcul du BER à partir de l'intégration des densités spectrales de bruit est différent en détection OOK ou DPSK simple, et en détection équilibrée. Pour une détection OOK ou DPSK simple, il consiste à comparer la valeur du signal à un seuil fixe, alors que pour une détection DPSK équilibrée, il consiste à comparer entre eux deux signaux. Mlejnek dans [1.28] propose d'utiliser malgré tout une approximation gaussienne de la queue des distributions de bruit, partie la plus importante en ce qui concerne la détermination du taux d'erreurs. Il les approche en gaussiennes, mais dont la moyenne et l'écart-type sont différents de ceux de la distribution de bruit globale, et peut ainsi observer un écart en sensibilité. Ho dans [1.29] confirme ces résultats en proposant une analyse théorique rigoureuse basée sur les fonctions de Marcum Q.

I.D.3.3 Précodage logique

Du fait de la détection différentielle, l'information détectée n'est pas l'information logique codée en phase par chaque symbole. Un « 1 » est détecté quand la tension détectée au niveau du port constructif est plus élevée que celle détectée au niveau du port destructif, ce qui correspond au cas où deux impulsions consécutives sont en phase. Un « 0 » est détecté de la même manière quand deux impulsions consécutives sont en opposition de phase. Pour récupérer par ce biais l'information que l'on cherche à transmettre, il est nécessaire, au niveau de l'émetteur, d'effectuer un codage logique de la séquence binaire à transmettre, qui correspond à l'opération inverse de la détection différentielle : lorsque la séquence initiale comporte un « 0 », le bit correspondant de la

séquence précodée sera le bit complémentaire du bit le précédant dans cette séquence précodée. Si la séquence initiale comporte un « 1 », le bit correspondant de la séquence précodée sera cette fois identique au bit le précédant. Le précodage logique requis pour une modulation DPSK peut être résumé par la table de vérité suivante :

$s(t)$	$p(t-1)$	$p(t)$
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Table I.2 : table de vérité du précodage DPSK

où $s(t)$ désigne le bit de la séquence initiale au temps t , (t étant normalisé par rapport au temps-bit), et $p(t)$ le bit de la séquence précodée au temps t . On reconnaît, dans cette table de vérité, la fonction logique « OU exclusif inverse ».

Le précodage DPSK consiste donc à effectuer l'opération logique suivante :

$$p(t) = \overline{s(t) \oplus p(t-1)}$$

Équation I.47

\oplus désigne la fonction logique « OU exclusif » et la barre désigne la fonction logique « NON ».

I.D.4 Codages duobinaires

La dernière famille de formats de modulation que nous allons présenter ici est celle du codage duobinaire. Dans les formats duobinaires, l'information est détectée en intensité au moyen d'un récepteur OOK conventionnel, mais la phase intervient également dans la modulation du signal, en changeant, par exemple, à chaque fois qu'un symbole « 0 » est codé. Un symbole « 1 » peut ainsi présenter une phase de 0 ou de π . Ce codage mixte amplitude-phase a pour principal intérêt de diminuer la largeur spectrale du signal.

I.D.4.1 Le format duobinaire (DB)

Le format duobinaire simple, nommé duobinaire (duobinary, DB) par la suite, est issu, dans sa version dite *optique*, de la démodulation d'un format DPSK sur le port constructif. C'est un format NRZ dont la phase des « 1 » est égale à la valeur de la phase des deux symboles DPSK consécutifs (alors identiques) qui ont interféré ensemble. Lorsque, entre deux « 1 » d'un format duobinaire se trouve un nombre impair de « 0 », correspondant alors au résultat de l'interférence de deux symboles DPSK en opposition de phase, cela signifie qu'il y a eu un nombre impair de transitions de phase dans la séquence DPSK, et donc que la phase des « 1 » issus de la démodulation a varié de π . A l'inverse, lorsque deux « 1 » d'un format duobinaire sont séparés par un nombre pair de « 0 », alors ils ont la même phase. La Figure I.40 montre les caractéristiques du format duobinaire ainsi généré. Les fluctuations de phase ont pour conséquence une division par 2 de la largeur spectrale du premier lobe, par rapport à celle d'un format NRZ OOK ou DPSK.

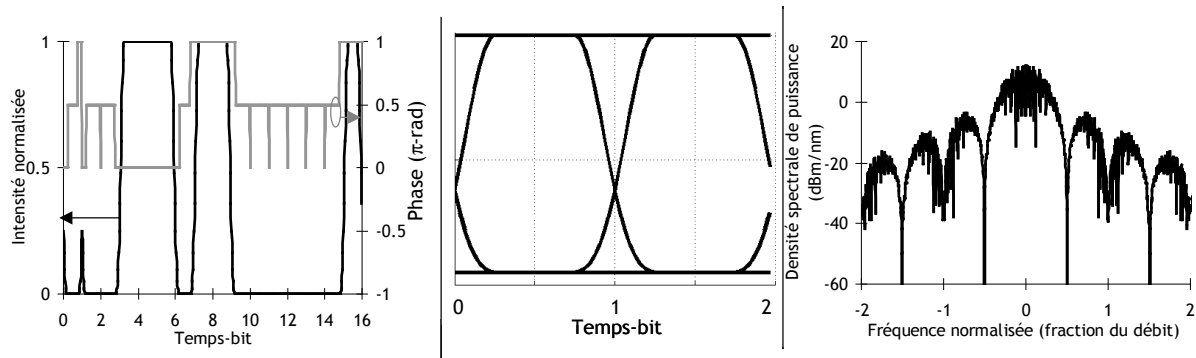


Figure 1.40 : trace temporelle, diagramme de l'œil et spectre du format duobinaire optique

Le duobinaire peut également être généré, dans sa version dite *électrique*, au moyen d'un traitement du signal binaire électrique initial, en le soustrayant à lui-même décalé d'un temps-bit. Il s'en suit un signal électrique à trois niveaux (correspondants à « 1 - 0 » = +1, « 1 - 1 » ou « 0 - 0 » = 0, et « 0 - 1 » = -1). Ceux-ci sont ajustés respectivement à un premier maximum de la fonction de transfert en intensité du MZM, au minimum suivant et au maximum suivant (alors correspondant à une phase opposée à celle du premier maximum). Les symboles optiques correspondants sont alors respectivement 1 avec une phase de 0, 0, et 1 avec une phase de π .

Pour récupérer l'information codée en duobinaire, un précodage logique identique à celui de la DPSK est nécessaire.

I.D.4.2 La transmission binaire à profil de phase contrôlé (PSBT)

La génération de la PSBT est basée sur le même principe que la génération du duobinaire, à savoir soit une démodulation différentielle sur le port constructif pour la PSBT optique, soit une modulation optique d'un signal électrique à trois niveaux variant entre deux maxima de la fonction de transfert, pour la PSBT électrique.

Pour la PSBT électrique, la différence majeure par rapport au duobinaire électrique provient de la méthode de génération du signal électrique à trois niveaux. Dans le cas de la PSBT il est généré grâce à un filtrage électrique étroit du signal électrique initial, typiquement par un filtre de Bessel de largeur égale à 0.28 fois sa fréquence d'information. La Figure 1.41 représente les effets de ce filtrage électrique étroit. Ce filtrage diminue fortement la pente des transitions du signal au point que, dans le cas où des bits complémentaires se succèdent dans le signal initial, le signal filtré ne peut pas atteindre le niveau opposé dans le temps imparti d'un temps-bit, il ne peut que légèrement dépasser le niveau moyen du signal, créant ainsi le niveau électrique supplémentaire, qui en fait est susceptible d'osciller autour de ce niveau moyen. Par contre, lorsque deux bits identiques ou plus se succèdent dans le signal initial, le signal poursuit sa transition jusqu'au niveau opposé.

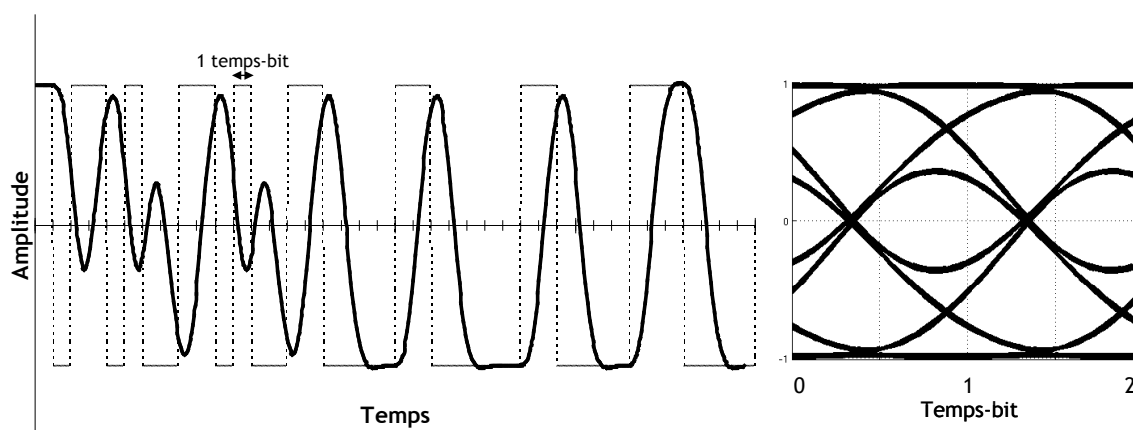


Figure 1.41 : effets du filtrage électrique étroit sur la trace temporelle d'un signal électrique PSBT ; diagramme de l'œil correspondant

C'est ce signal électrique filtré qui est appliqué au MZM entre les mêmes tensions correspondant aux maxima de sa fonction de transfert. Après modulation, la différence majeure avec le duobinaire provient de l'allure des symboles 0. Lorsque plusieurs de ces symboles se succèdent, le signal optique oscille autour de zéro avec une faible amplitude (qui dépend de la bande passante du filtre électrique utilisé), et ainsi opère un changement de phase à chaque temps-bit. La Figure 1.42 représente les caractéristiques du format PSBT.

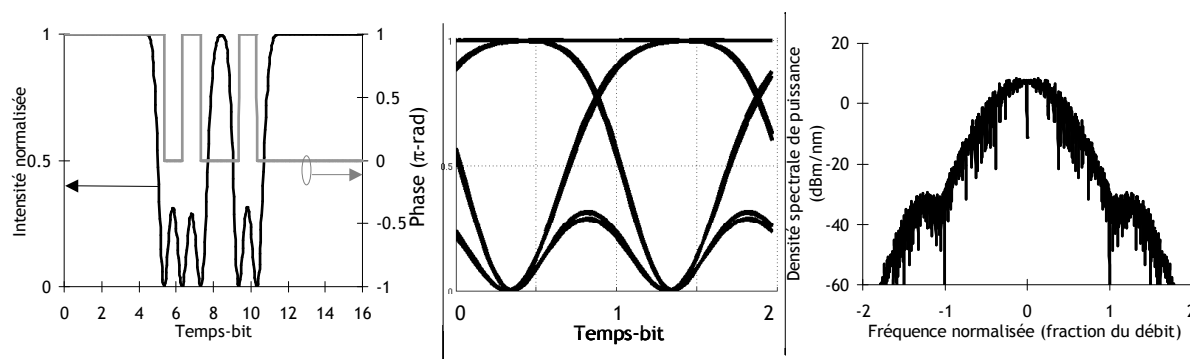


Figure 1.42 : caractéristiques du format PSBT électrique

Le spectre PSBT a une forme bien spécifique, quasiment dépourvu de lobes secondaires, et il est également significativement plus étroit que celui du format NRZ.

Il est également possible de générer la PSBT par voie optique, par démodulation d'un signal DPSK, comme pour le duobinaire. La différence avec celui-ci provient des propriétés du démodulateur. Une démodulation différentielle, au moyen de laquelle est généré le duobinaire, correspond à un filtrage sinusoïdal centré sur la fréquence de la porteuse et d'intervalle spectral libre égal à la fréquence d'information du signal à générer. Le filtrage correspondant à la génération de la PSBT doit être un peu plus large. Pour un débit de 43 Gbit/s (incluant le sur-débit nécessaire au FEC), la PSBT optique peut être obtenue au moyen d'un filtrage sinusoïdal d'intervalle spectral libre de 50 GHz (ce qui correspond à une démodulation différentielle ayant un retard de 0.86 temps-bit), ou d'un filtre s'y rapprochant au niveau de la première sinusoïde [1.30].

I.D.4.3 Étude de la tolérance à la dispersion chromatique résiduelle des formats issus du codage duobinaire et du NRZ

Nous montrons ici l'intérêt de la modulation PSBT par rapport à la modulation duobinaire simple. La Figure I.43 montre la tolérance à la dispersion chromatique résiduelle des formats NRZ, Duobinaire et PSBT, tous modulés au même débit et filtrés de manière identique en réception, par un filtre gaussien d'ordre 2 de largeur à mi-hauteur 0.5 nm.

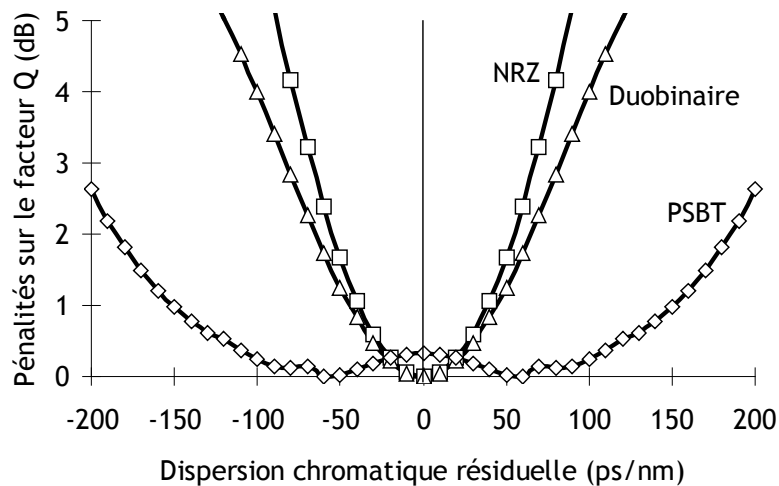


Figure I.43 : tolérance à la dispersion chromatique des formats de modulation NRZ, duobinaire et PSBT modulés à 43 Gbit/s et filtrés à 0.5 nm

Nous pourrions penser au premier abord que la tolérance à la dispersion chromatique d'un format de modulation est directement fonction de sa largeur spectrale. Or nous voyons sur la figure que les formats NRZ et duobinaire, dont les largeurs spectrales diffèrent d'un facteur 2, ont une tolérance à la dispersion très similaire. En revanche, la PSBT, de largeur spectrale similaire au duobinaire, y est nettement plus tolérante. Ceci provient des rebonds secondaires, inhérents à la PSBT, au niveau des symboles 0, et du fait qu'ils soient en opposition de phase avec leurs symboles voisins. Ainsi, lorsque ces symboles s'élargissent par le biais de la dispersion, ils interfèrent destructivement entre eux et ainsi ne se chevauchent pas. Les symboles PSBT sont donc moins affectés par la dispersion chromatique que les symboles duobinaire.

I.D.4.4 Le codage par alternance de phase (Alternate-Mark Inversion, AMI)

L'AMI est basé sur le principe inverse du duobinaire, à savoir une alternance de phase au niveau de chaque « 1 » [1.31]. Il peut provenir d'une démodulation d'un signal DPSK sur le port destructif. Néanmoins il n'a pas été étudié au cours de ce travail.

I.E Méthodes de travail

Les résultats qui seront présentés dans les chapitres suivants sont issus soit de simulations numériques, soit d'expériences en laboratoire. Ce sont deux méthodes de travail bien distinctes, mais néanmoins complémentaires.

Les simulations numériques présentent deux énormes avantages par rapport aux expériences. D'une part, aucun énorme investissement n'est requis pour simuler un système même très compliqué (mis à part celui de machines qui doivent être suffisamment puissantes en terme de vitesse de calcul), et d'autre part elles offrent une souplesse d'utilisation qui ne sera jamais égalée par les expériences. Il est très facile, par exemple, de modifier des longueurs de tronçons de fibre ou d'optimiser une carte de dispersion en simulation, alors que c'est très difficile à faire et très limité en expérience. Par contre les systèmes simulés sont toujours plus ou moins idéalisés, et les résultats peuvent parfois différer significativement de ceux qui auraient été obtenus expérimentalement.

Les expériences en laboratoire sont évidemment bien plus proches de la réalité, même s'il subsiste des différences entre un système de transmission optique de laboratoire et un système déployé sur le terrain.

Les simulations permettent d'obtenir un aperçu global du fonctionnement d'un système donné. Elles permettent notamment de définir de manière plus ou moins approximative les paramètres qui feront que le système fonctionnera de manière optimale et d'avoir une idée des performances que peut offrir ce système. Les expériences permettent de confirmer les résultats de simulation sans avoir à optimiser tous les paramètres, et de les affiner en tenant compte notamment des contraintes techniques.

Nous allons ici détailler le principe de ces deux méthodes de travail.

I.E.1 Simulations numériques

Une simulation numérique d'un système de transmission optique est effectuée en deux temps. Premièrement, l'état de l'onde optique est calculé de proche en proche tout le long du système en tenant compte des différents effets de propagation, des multiples amplifications, etc., pour obtenir son état final au niveau du récepteur. Deuxièmement, le calcul d'un critère de qualité du signal, parmi ceux précédemment cités (BER, Q,...), est effectué pour estimer la performance de la transmission.

Pour ce qui est de la simulation de la propagation, nous utilisons un logiciel développé dans nos services, nommé OCEAN (Optical Communication Emulator for Alcatel Networks). Mais des logiciels commerciaux tels que VPI fonctionnent exactement selon le même principe. La simulation de la propagation guidée d'un signal optique est effectuée selon la méthode de Fourier itérative à pas séparés, qui sera détaillée ci-dessous.

Le signal optique dont la propagation le long d'un système de transmission optique est simulée est déterminé, dans le cas général, à partir de la modulation optique d'une séquence binaire particulière de longueur égale à une puissance de 2 et comportant autant de « 1 » que de « 0 ». Ce type de séquence particulièrement adapté aux simulations est appelée séquence de *DeBruijn* [1.3]. Ces séquences sont obtenues à partir d'autres séquences présentant des propriétés intéressantes pour les expériences, les séquences binaires pseudo-aléatoires (ou séquences PRBS) [1.3]. Le choix de la longueur de la séquence utilisée peut avoir un impact sur les résultats de la simulation, notamment si les valeurs de dispersion accumulées dans le système sont élevées. Dans ce cas, si une séquence est trop courte et que la dispersion cumulée est élevée, une impulsion d'un temps-bit serait susceptible de s'étaler temporellement sur une durée supérieure à la durée de la séquence, ce qui pourrait perturber les résultats de simulation [1.32]. La longueur de la séquence à simuler est donc un paramètre à ne pas négliger.

En ce qui concerne la détection et l'estimation de la qualité du signal, il existe de nombreuses méthodes plus ou moins rigoureuses, plus ou moins simples et nécessitant plus ou moins de temps de calcul, qui sont traitées soit directement par OCEAN, soit par un

autre logiciel de calcul tel que Matlab. Nous allons détailler chacune de ces méthodes dans la seconde partie de ce paragraphe.

I.E.1.1 Simulation de la propagation d'une onde lumineuse le long d'une fibre optique

I.E.1.1.1 Principe

Le principe des simulations numériques de propagation d'ondes lumineuses réside dans la résolution de l'équation non-linéaire de Schrödinger (Équation I.16) que nous rappelons ici :

$$i \frac{\partial A}{\partial z} + \frac{i}{2} \alpha A - \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A}{\partial T^2} - \frac{i}{6} \beta_3 \frac{\partial^3 A}{\partial T^3} + \gamma |A|^2 A = 0$$

Équation I.48

Cette équation n'est pas résoluble telle quelle de manière « brute », et en aucun cas dans un temps de calcul raisonnable. Mais regardons-là de plus près lorsque l'on ne prend en compte que le terme de dispersion, et que l'on passe dans l'espace de Fourier :

$$i \frac{\partial A}{\partial z} - \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A}{\partial T^2} = 0 \xrightarrow{\text{TF}} \frac{\partial \tilde{A}}{\partial z} - i \omega^2 \frac{\beta_2}{2} \tilde{A} = 0$$

Équation I.49

Dans l'espace de Fourier, la propagation d'un signal optique affecté uniquement par la dispersion est régie par une simple équation différentielle linéaire du premier ordre, que l'on peut facilement résoudre. Il en va de même pour le terme de pente de dispersion.

Si maintenant on ne prend en compte que le terme non-linéaire, nous avons l'équation suivante.

$$i \frac{\partial A}{\partial z} + \gamma |A|^2 A = 0$$

Équation I.50

Si nous faisons l'hypothèse que l'enveloppe du champ optique ne varie pas en amplitude sur le pas d'intégration (approximation de l'enveloppe lentement variable), c'est-à-dire que si nous considérons $|A|$ constant mais pas sa phase, ce qui équivaut à supposer que la largeur spectrale du signal est très faible devant sa fréquence (ce qui se vérifie toujours dans les cas que nous étudions), nous avons à nouveau affaire à une équation différentielle linéaire du premier ordre, mais cette fois dans l'espace direct.

Cela nous amène à introduire la méthode dite *de Fourier itérative à pas séparés* (ou SSFM : Split-Step Fourier Method), qui part du principe qu'en faisant propager un signal sur une portion infinitésimale de fibre, les effets de dispersion et les effets non-linéaires peuvent être considérés indépendamment l'un de l'autre ([1.1] p. 51). La SSFM consiste donc à appliquer alternativement sur des portions infinitésimales de fibre, les opérateurs de propagation linéaire (atténuation et dispersion) et non-linéaire, en considérant l'enveloppe lentement variable, respectivement dans l'espace de Fourier et dans l'espace direct en effectuant des transformées de Fourier directe ou inverse pour passer d'un espace à l'autre. Par cette méthode on commet une erreur de l'ordre de grandeur du carré du pas d'intégration dans l'évaluation de l'exponentielle obtenue par la résolution de l'Équation I.50 ([1.1] p. 52).

La *méthode itérative de Fourier à pas séparés symétriques* (Symmetrized SSFM) est une optimisation de cette méthode, elle est décrite Figure I.44 ([1.1] p. 53). La fibre optique est découpée en tronçons infinitésimaux de longueur dz . La longueur de ces tronçons est définie en fonction de la longueur de Kerr de la fibre, définie par

$$L_{Kerr} = \frac{1}{P_{signal} \cdot \gamma}$$

longueur de Kerr. Pour des simulations mono-canal, le pas dz est pris égal à 1/100 de la longueur de Kerr. Pour les simulations WDM, il est pris égal à 1/1000 de cette longueur. À noter que dz peut être recalculé à chaque pas. Puisque la puissance diminue au fur et à mesure de la propagation, dz augmente. Cela permet une diminution du temps de calcul sans nuire à sa précision.

La méthode « Symmetrized SSFM » consiste donc à appliquer dans un premier temps au signal l'opérateur dispersion seul sur la moitié du pas dz , après en avoir effectué une TF. Ensuite le signal dispersé subit une TF inverse, puis on lui applique l'opérateur non-linéaire intégré sur le pas dz entier. Après avoir subi une nouvelle TF, on applique à nouveau l'opérateur dispersion au signal sur l'autre moitié du pas. Cette méthode permet de réduire l'erreur d'évaluation de l'argument de l'exponentielle à l'ordre de grandeur du cube du pas d'intégration ([1.1] p. 53).

Ceci est répété autant de fois que nécessaire pour atteindre l'extrémité du tronçon de fibre, en recalculant à chaque pas la puissance du signal et la longueur du pas suivant.

Pour le calcul des transformées de Fourier, l'algorithme de FFT est utilisé. Pour fonctionner de manière optimale, il nécessite un signal échantillonné avec un nombre de points égal à une puissance de 2, ce qui justifie notamment l'utilisation d'une séquence de DeBruijn, échantillonnée avec un nombre de points qui est aussi égal à une puissance de 2, dont chaque temps-bit sera alors aussi échantillonné avec un nombre de points égal à une puissance de 2.

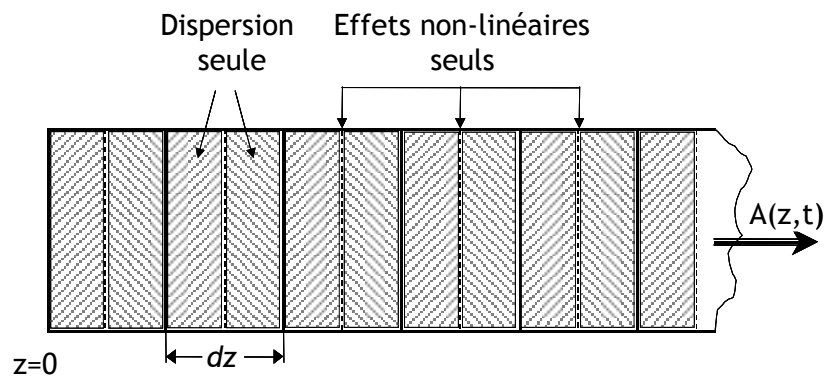


Figure I.44 : schéma de principe de la méthode itérative de Fourier à pas séparés symétriques

Le temps de calcul que nécessite un PC de bureau standard à 1.7 GHz de fréquence processeur pour simuler une transmission mono-canal par la méthode SSFM symétrique dans des conditions standard est de l'ordre de la minute. Ces conditions correspondent à une puissance intégrée d'entrée du signal optique proche du seuil non-linéaire du système, une séquence binaire la plus courte possible permettant l'obtention de résultats pertinents et un échantillonnage compatible avec les conditions du théorème de Shannon. Il va de soi que ce temps de calcul effectif dépend fortement de tous ces paramètres.

I.E.1.1.2 Application aux simulations WDM

La même méthode est utilisée pour simuler la propagation d'un signal WDM pouvant être considéré dans sa globalité. Cependant, en raison de la plus forte puissance totale du

signal mise en jeu, de l'échantillonnage plus fin du signal et du plus faible pas d'intégration requis pour ces simulations, le temps de calcul nécessaire pour simuler une propagation d'un signal WDM est autrement plus élevé que celui nécessaire pour simuler une propagation mono-canal. Il peut se compter en heures, voire en jours.

Lors de la simulation d'un signal WDM apparaît là encore un avantage des simulations par rapport aux expériences, qui est que, en simulation, il est possible d'effectuer une propagation d'un signal WDM en ne prenant en compte que certains effets non-linéaires, à choisir notamment parmi la SPM, la XPM et le FWM. Il est nécessaire pour cela de découpler ces effets dans l'équation de propagation. Pour effectuer une transmission avec effets non-linéaires découplés, le signal WDM ne peut plus être considéré dans sa globalité. Un signal WDM $A(z,t)$ doit être décomposé en une somme de signaux $A_j(z,t)$, chacun correspondant au signal modulé sur un canal WDM donné.

Pour ne simuler qu'une partie des effets non-linéaires (par exemple uniquement la SPM et la XPM), il est d'abord nécessaire de recourir à un système de NLSE couplées. Chaque équation du système correspond alors à un canal WDM donné et se présente comme suit, en ce qui concerne le terme non-linéaire ([1.1] p. 263):

$$\frac{\partial A_j(z,t)}{\partial z} = i\gamma \left(A_j \left(|A_j|^2 + 2 \sum_{k \neq j} |A_k|^2 \right) + \sum_{k \neq j} \sum_{l \neq j} A_k A_l A_{k+l-j}^* \right)$$

Équation I.51

Nous y reconnaissons, dans l'ordre, les termes liés à la SPM, à la XPM et au FWM.

Pour ne simuler qu'une partie des effets non-linéaires, il suffit de ne garder que les termes correspondants dans ce développement du terme non-linéaire.

À noter que si seule la SPM est simulée, nous avons affaire à un système d'équations totalement indépendantes les unes des autres.

Si nous voulons simuler le FWM au moyen de ces équations couplées, il faut prendre garde au fait que le terme correspondant comporte une double somme, et donc que sa résolution par les équations couplées prendrait énormément de temps. C'est pourquoi, lorsque l'on exécute une simulation prenant en compte seulement une partie des effets non-linéaires, les effets simulés sont usuellement la SPM seule, la SPM et la XPM, voire la XPM seule. La contribution du FWM peut ensuite être estimée par différence entre une transmission prenant en compte tous les effets non-linéaires et une transmission ne prenant en compte que la SPM et la XPM.

Ce système d'équations couplées est résolu selon la méthode SSFM symétrique. Après cela, tous les canaux dans leur état final sont sommés pour obtenir le signal WDM après la propagation ne considérant que les effets non-linéaires simulés.

Une méthode similaire pour découpler les effets intra-canaux lors d'une transmission mono-canal sera décrite au Chapitre 3.

I.E.1.2 Estimation de la qualité du signal

Après la propagation, l'autre rôle de la simulation numérique est de pouvoir évaluer la qualité du signal en fonction notamment du bruit d'ASE et des effets linéaires et non-linéaires accumulés. Plusieurs méthodes sont envisageables pour cela.

I.E.1.2.1 Calcul de l'ouverture de l'œil ou du facteur Q'

La qualité du signal peut être estimée directement en effectuant des calculs d'ouverture de l'œil, sur le diagramme de l'œil déformé après propagation. Cette

méthode, s'opérant sur un signal non bruité (ce qui est tout à fait possible en simulation), a l'avantage d'être extrêmement rapide, mais elle peut aussi très facilement sur-estimer ou sous-estimer la valeur calculée de l'ouverture de l'oeil ou du facteur Q , comme nous l'avons vu au §I.C.3.3. L'influence du bruit peut être prise en compte a posteriori, en particulier lorsque l'on a déterminé le facteur Q .

I.E.1.2.2 Calcul direct du facteur Q

Le calcul du facteur Q s'effectue lui sur un signal bruité. Pour calculer un facteur Q , les puissances moyennes du signal sur le niveau « 1 » et le niveau « 0 » sont déterminées, ainsi que les distributions de bruit. Le facteur Q est alors calculé suivant l'Équation I.40. Le BER peut en être déduit par l'Équation I.41.

Le temps de calcul nécessaire au calcul direct du facteur Q est encore relativement faible, de l'ordre de la seconde sur un PC standard.

Mais cette méthode requiert une densité spectrale de bruit blanche. Pour s'assurer de cette hypothèse, il est possible d'effectuer la simulation de la transmission soit en ne faisant pas interagir dans la ligne le bruit avec le signal, soit en ne générant pas de bruit d'ASE en ligne puis en introduisant tout le bruit créé par les amplificateurs de la ligne au niveau du dernier d'entre eux. Ainsi il est possible de gérer de manière indépendante la puissance du signal et son OSNR après transmission, ce qui peut parfois s'avérer pratique en simulation.

Cette méthode requiert aussi une approximation gaussienne des distributions de bruit, dont nous avons vu les limites au §I.D.3.2 notamment dans le cas d'une modulation DPSK, ce qui limite fortement sa pertinence. Pour s'en affranchir, une autre méthode plus rigoureuse a été développée, qui peut notamment être utilisée pour estimer la qualité d'un signal DPSK.

I.E.1.2.3 Calcul du BER par la méthode de Forestieri

Cette méthode a été initialement développée par E. Forestieri [1.33]. Elle permet un calcul direct du BER valable dans un contexte plus large que celui requis pour le calcul direct du facteur Q , notamment ne nécessitant pas de distribution de bruit gaussienne. En revanche elle nécessite toujours une densité spectrale de bruit blanche.

Le calcul du BER par cette méthode part du principe que la réponse impulsionnelle du récepteur, à travers ses filtres électrique et optique, est finie de valeur T_0 , ce qui se vérifie toujours en pratique. Le signal et le bruit récupérés avant le filtre optique sont alors développés dans une base orthonormale de Fourier sur la période du signal pseudo-aléatoire modulé (c'est-à-dire de la longueur temporelle de la séquence de DeBruijn) et dans le laps de temps T_0 , appelé *temps-mémoire* du récepteur.

Grâce à ce développement en séries de Fourier et après avoir appliqué la fonction du filtrage optique, le signal et le bruit optiques sont combinés avant la photodiode de réception. Puis la densité de probabilité du signal est calculée, ainsi que le BER par intégration de cette densité de probabilité. Plus de détails sur cette méthode sont décrits dans [1.33].

La méthode de Forestieri n'emploie pas l'approximation gaussienne, elle est donc plus rigoureuse que le calcul direct du facteur Q . Elle a également l'avantage de fonctionner pour les codages DPSK, en reconnaissant notamment le gain en sensibilité de 3 dB par rapport aux codages OOK. Des détails concernant les spécificités de cette méthode pour la détection DPSK pourront être trouvés dans [1.34], mais globalement le principe est le même, en tenant compte du démodulateur et de la détection équilibrée.

Du fait notamment des transformées de Fourier à calculer, la méthode de Forestieri est plus lente que le calcul direct du facteur Q, et cette différence peut être tout à fait significative suivant les paramètres de calcul utilisés.

Le temps de calcul du BER par cette méthode peut contribuer pour un tiers au temps de calcul total de la simulation après une transmission mono-canal dans des conditions standard.

I.E.1.2.4 Calcul du BER par une méthode de Monte-Carlo

Mais la méthode de Forestieri ne permet pas d'estimer les BER de signaux ne présentant pas de densité spectrale de bruit blanche. Or nous aurons à étudier certains cas, notamment en présence de bruit de phase non-linéaire, où la densité spectrale de bruit d'ASE sera altérée par les interactions non-linéaires avec le signal, et donc où les méthodes présentées ci-dessus ne fonctionneront plus.

Lorsque les modèles connus ne sont plus valables, il reste une méthode de calcul du BER qui ne requiert aucune hypothèse, c'est la méthode de Monte-Carlo.

Elle consiste en un comptage direct des erreurs de transmission sur un signal bruité, et pouvant être affecté par les effets non-linéaires. Cette méthode est bien sûr autrement plus lente que la méthode de Forestieri déjà assez lente (le temps de calcul nécessaire peut se compter en jours), mais elle a le mérite d'être la plus rigoureuse car ne requérant aucune hypothèse. Pour avoir une bonne estimation d'un BER, il faut détecter quelques dizaines d'erreurs au minimum sur tous les bits transmis. Un BER de 10^{-3} requiert environ 100000 bits à tester pour obtenir environ 100 erreurs. Plus le BER recherché est faible, plus le nombre de tirages nécessaire est élevé, ce qui implique un temps de calcul du BER d'autant plus long. Cette méthode est donc limitée aux BER relativement élevés.

Mais le logiciel OCEAN ne permet pas d'effectuer une simulation d'une séquence de 100000 bits, qui serait nécessaire pour une méthode de Monte-Carlo parfaitement rigoureuse. Pour effectuer des tirages de 100000 bits ou plus avec des séquences de DeBruijn de 1024 ou 2048 bits, qu'OCEAN gère parfaitement, une variante possible de la méthode de Monte-Carlo peut consister à effectuer 1000 fois une simulation avec la même séquence de 1024 bits, en changeant à chaque fois la graine du tirage aléatoire de bruit. Ce qui veut bien sûr dire autant de simulations de propagation du signal, d'où le temps de calcul très long.

I.E.2 Expériences en laboratoire

Les expériences en laboratoire utilisent quant à elles des équipements réels (sources, modulateurs, fibres, amplificateurs,...). Mais un système installé en laboratoire est tout de même significativement différent d'un système déployé sur le terrain.

I.E.2.1 La boucle à recirculation

Si l'on doit tester en laboratoire un système sous-marin de 10000 km de long, il est inenvisageable d'y placer 10000 km de fibres en bobines, et encore moins d'y placer tous les amplificateurs qui vont avec.

Pour réaliser expérimentalement l'équivalent d'une propagation sur très longue distance tout en n'ayant à disposition que quelques centaines de kilomètres de fibres et un nombre limité d'amplificateurs, on utilise un protocole expérimental appelé *boucle à recirculation*. La Figure I.45 en représente un schéma.

Une boucle à recirculation est composée d'un bloc émetteur, d'un bloc récepteur et d'une boucle comprenant une série de plusieurs tronçons de fibres de ligne séparés par des

amplificateurs, selon un schéma propre au système à étudier. Une boucle fait généralement quelques centaines de kilomètres de long, mais grâce à la recirculation, il est possible de faire circuler les signaux lumineux plusieurs fois dans la boucle et de les récupérer après un nombre choisi de tours, grâce notamment à deux commutateurs acousto-optiques, situés pour l'un à la sortie de l'émetteur et pour l'autre dans la boucle.

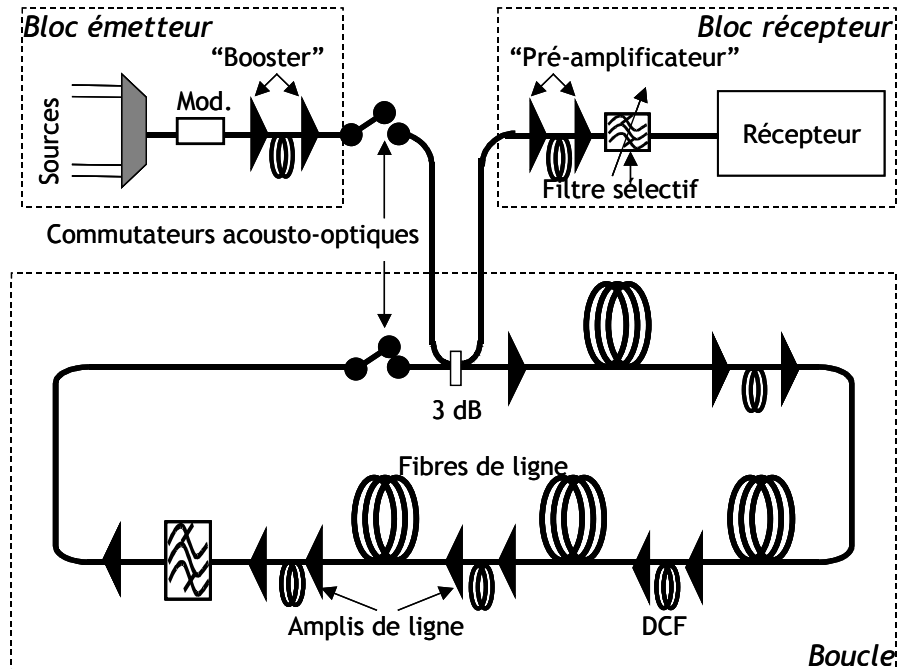


Figure I.45 : schéma de principe d'une boucle à recirculation

Une transmission sur boucle à recirculation est composée de deux temps :

- 1. L'injection

Le commutateur de l'émetteur est passant, celui de la boucle est bloqué. Le signal émis est modulé puis amplifié par le « booster », EDFA se trouvant juste après l'émetteur. Puis il est injecté dans la boucle grâce au coupleur 3 dB, et s'y propage le temps d'avoir « rempli » toute la boucle. Pour une boucle de quelques centaines de kilomètres, l'injection dure environ 1 à 2 ms.

- 2. La recirculation

Le commutateur de l'émetteur est bloqué (il n'y a donc plus de signal nouvellement généré qui entre dans la boucle), et celui de la boucle est passant. Ainsi le signal préalablement injecté peut effectuer plusieurs tours dans la boucle, en subissant bien sûr à chaque fois un cumul d'effets de propagation, comme dans un système déployé. À chaque tour, une partie du signal est dirigée vers le bloc récepteur toujours grâce au coupleur 3 dB, où il subit une ultime amplification optique et un filtrage sélectif pour sélectionner le canal à mesurer avant d'entrer dans le récepteur proprement dit. Celui-ci est commandé par un signal synchronisé avec le signal de commande des commutateurs acousto-optiques pour autoriser la mesure du BER pendant un laps de temps donné (d'environ 1 ms également) et à un instant donné correspondant à une détection au bout d'un certain nombre de tours. La durée pendant laquelle le signal se propage plusieurs fois dans la boucle est évidemment plus grande que la durée de l'injection, et dépend du nombre de tours de boucle maximal que l'on souhaite que le signal effectue. Elle dure généralement quelques dizaines de ms.

Le cycle injection-recirculation est répété périodiquement, à une cadence de quelques dizaines de Hz.

L'avantage de la boucle à recirculation est qu'il est possible d'effectuer des mesures après chaque tour de boucle du signal, donc après différentes distances de propagation, et ainsi d'observer l'évolution de la qualité du signal. Par contre une boucle comme celle-ci ne permet la propagation que sur des systèmes ayant un motif périodique. Mais il est malgré tout possible d'étudier en laboratoire des systèmes plus complexes en mettant en place un système d'aiguillage du signal optique sur deux ou plusieurs voies au sein de la boucle, avec des commutateurs permettant de passer d'une voie à l'autre.

I.E.2.2 Autres différences majeures par rapport à un système déployé

Dans un système réel chaque canal est modulé par des informations différentes, puis multiplexé avec les autres. Or nous pouvons voir sur la Figure I.45 que le modulateur est placé après le multiplexeur, ce qui veut dire que chaque canal est modulé par la même information. Ceci se justifie bien sûr par une économie énorme en termes de nombre de modulateurs donc de coût, mais peut poser des problèmes en ce qui concerne les interactions inter-canal, qui ne correspondraient alors pas à la réalité. Pour s'affranchir de cela, on utilise le plus souvent deux modulateurs : un pour les canaux pairs, et un autre, indépendant du premier, pour les canaux impairs. Les deux groupes de canaux modulés séparément sont ensuite multiplexés ensemble. On peut aussi ajouter une fibre de décorrélation pour les canaux pairs par exemple, ce qui permet un décalage temporel des signaux modulés sur les canaux pairs par rapport à ceux modulés sur les canaux impairs.

En ce qui concerne les données modulées, elles proviendront là aussi, dans la majeure partie des cas, de séquences binaires particulières, les séquences binaires pseudo-aléatoires, ou séquences *PRBS* pour Pseudo-Random Binary Sequences. Leur longueur est égale à une puissance de 2 moins 1 bit et elles sont répétées périodiquement. Les séquences *PRBS* ont l'avantage de présenter une densité spectrale de puissance constante. De plus, comme dans le cas des simulations, leur longueur peut avoir un impact sur les résultats expérimentaux [1.32].

Un autre problème d'importance existe au niveau des boucles à recirculation : la gestion de la polarisation. Nous avons vu que dans un système déployé, les effets de polarisation étaient aléatoires tout le long du système. Dans une boucle ils le sont aussi mais seulement le long de la boucle. Comme le signal se propage toujours à travers les mêmes fibres, celui-ci subit toujours pratiquement les mêmes effets de DGD, et donc la caractère aléatoire de la PMD observé dans les systèmes déployés est partiellement perdu. Pour éviter cela il est possible d'ajouter un brouilleur de polarisation (ou polarization scrambler) dans la boucle. Celui-ci modifie la polarisation du signal à chaque tour de boucle et permet ainsi de rétablir le caractère aléatoire de la PMD.

Conclusion du chapitre 1

Nous avons présenté, au cours de ce chapitre, les notions indispensables à la compréhension de la physique des télécommunications optiques et du travail qui a été effectué tout au long de cette thèse. Nous avons ainsi présenté les systèmes de transmission optiques qui seront étudiés, les effets de propagation que subit un signal optique lorsqu'il se propage le long d'une fibre, les notions principales nécessaires à la conception d'un système optique, en se focalisant notamment sur les formats de modulation. Nous avons enfin détaillé les protocoles ont été mis en œuvre au cours de ce travail, aussi bien en ce qui concerne les simulations numériques que les expériences en laboratoire en évoquant aussi les atouts et limitations de ces deux méthodes qui se

complètent. Au cours des chapitres suivants nous allons pouvoir maintenant présenter les différents aspects de l'étude des systèmes de transmission optique à 40 Gbit/s abordés au cours de ce travail de thèse.

Bibliographie du chapitre 1

- [1.1] G. P. Agrawal, « Nonlinear Fiber Optics, third edition », *Academic Press*, 2001
- [1.2] Y. Frignac, « Contribution à l'ingénierie des systèmes de transmission terrestres sur fibre optique utilisant le multiplexage en longueur d'onde de canaux modulés au débit de 40 Gbit/s », thesis, April 2003
- [1.3] D. Penninckx, « Étude des liaisons numériques terrestres sur fibres optiques dispersives : du codage duobinaire aux transmissions binaires à profil de phase contrôlé (PSBT) », thesis, Sept. 1997
- [1.4] J. Hecht, « Fiber optic communications : an optoelectronics driver », *Laser Focus World*, vol. 35, n° 1, pp. 143-151, Jan. 1999
- [1.5] E. Desurvire, D. Bayart, B. Desthieux, S. Bigo, « Erbium-Doped Fiber Amplifiers », *Wiley*, 2002
- [1.6] Y. Emori, S. Kado, S. Namiki, « Broadband flat gain and low noise Raman amplifiers pumped by wavelength-multiplexed high-power laser diodes », *Opt. Fiber Technol.*, Vol. 8, pp. 107-122, Feb. 2002
- [1.7] C. R. S. Fludger, V. Handerek, R. J. Mears, « Pump to Signal RIN Transfer in Raman Fiber Amplifiers », *IEEE J. Lightwave Technol.*, Vol. 19, n° 8, pp. 1140-1148, Aug. 2001
- [1.8] P. Guerber, B. Lavigne, O. Leclerc, « Ultimate performance of SOA-based interferometer as decision element in 40 Gbit/s all-optical regenerator », in proc. *OFC'02*, ThGG100, Anaheim, California, Mar. 17-22, 2002
- [1.9] J. Renaudier, « Étude de l'autopulsion par verrouillage de phase de modes passif dans les lasers à semiconducteurs à réflecteur de Bragg distribué. Application à la récupération d'horloge tout optique à 40 Gbit/s », thesis, May 2006
- [1.10] L. Becouarn, G. Varelle, P. Pecci and J.-F. Marcero, « Multi-terabit DPSK transmission for submarine systems : experimental assessment with relevant margins from regional transpacific distances », in proc. *ECOC'03*, Tu4.6.1, Rimini, Italy, Sept. 21-25, 2003
- [1.11] J.-X. Cai, D. G. Foursa, A. J. Lucero, M. Nissov, W. T. Anderson, A. N. Pilipetskii, W. W. Patterson, P. C. Corbett, N. S. Bergano, « Long-Haul 40 Gb/s RZ-DPSK Transmission over 4450 km with 150-km Repeater Spacing using Raman Assisted EDFAs », in proc. *OFC'07*, OWM3, Anaheim, California, March 25-29, 2007
- [1.12] I. P. Kaminow, T. L. Koch, « Optical Fiber Telecommunications IIIA & IIIB », *Academic Press*, 1997
- [1.13] H. Kim, « Cross-Phase-Modulation-Induced Nonlinear Phase Noise in WDM Direct-Detection DPSK Systems », *IEEE J. Lightwave Technol.*, Vol. 21, n° 8, pp. 1770-1774, Aug. 2003
- [1.14] N. Shibata, R. P. Braun, R. G. Waarts, « Phase-mismatch dependence of efficiency of wave generation through four-wave mixing in a single-mode optical fiber », *J. of Quantum Electron.*, Vol. 23, n° 7, pp. 1205-1210, July 1987

- [1.15] R.-J. Essiambre, B. Mikkelsen, G. Raybon, « Intra-channel cross-phase modulation and four-wave mixing in high-speed TDM systems », *Electron. Lett.*, Vol. 35, n°18, pp. 1576-1578, Sept. 1999
- [1.16] J. Martensson, A. Berntson, M. Westlund, A. Danielsson, P. Johannisson, D. Anderson, M. Lisak, « Timing jitter owing to intrachannel pulse interactions in dispersion-managed transmission systems », *Opt. Lett.*, Vol. 26, n°2, pp. 55-57, Jan. 2001
- [1.17] M. J. Ablowitz, T. Hirooka, « Resonant Intrachannel Pulse Interactions in Dispersion-Managed Transmission Systems », *IEEE J. Select Topics Quantum Electron.*, Vol. 8, n°3, pp. 603-615, May 2002
- [1.18] J. P. Gordon, L. F. Mollenauer, « Phase Noise in photonic communications systems using linear amplifiers », *Opt. Lett.*, Vol. 15, n°23, pp. 1351-1353, Dec. 1990
- [1.19] S. Bigo, S. Gauchard, A. Bertaina, J.-P. Hamaide, « Experimental investigation of stimulated Raman scattering limitation on WDM transmission over various types of fiber infrastructures », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol.11, n°6, pp. 671-673, June 1999
- [1.20] Y. Frignac, J.-C. Antona, S. Bigo, J.-P. Hamaide, « Numerical optimization of pre- and in-line dispersion compensation in dispersion-managed systems at 40 Gbit/s », in proc. *OFC'02*, ThFF5, Anaheim, California, Mar. 17-22, 2002
- [1.21] R. I. Killely, H. J. Thiele, V. Mikhailov, P. Bayvel, « Reduction of Intrachannel Nonlinear Distortion in 40-Gb/s-Based WDM Transmission over Standard Fiber », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 12, n°12, pp. 1624-1626, Dec. 2000
- [1.22] A. Tychopoulos, O. Koufopavlou, I. Tomkos, « FEC in optical communications - A tutorial overview on the evolution of architectures and the future prospects of outband and inband FEC for optical communications », *IEEE Circuits and Devices Magazine*, Vol.22, n°6, pp.79-86, Nov. 2006
- [1.23] T. Kawanishi, K. Higuma, T. Fujita, J. Ichikawa, T. Sakamoto, S. Shinada, M. Izutsu, « LiNbO₃ high-speed optical FSK modulator », *Electron. Lett.*, Vol. 40, n°11, May 2004
- [1.24] A. H. Gnauck, P. J. Winzer, « Optical Phase-Shift-Keyed Transmission », *IEEE J. Lightwave Technol.*, Vol. 23, n°1, pp. 115-130, Jan. 2005
- [1.25] S. Tsukamoto, K. Katoh, K. Kikuchi, « Unrepeated Transmission of 20-Gb/s Optical Quadrature Phase-Shift-Keying Signal Over 200-km Standard Single-Mode Fiber Based on Digital Processing of Homodyne-Detected Signal for Group-Velocity Dispersion Compensation », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 18, n°9, pp. 1016-1018, May 2006
- [1.26] G. Charlet, J. Renaudier, M. Salsi, H. Mardoyan, P. Tran, S. Bigo, « Efficient Mitigation of Fiber Impairments in an Ultra-Long Haul Transmission of 40Gbit/s Polarization-Multiplexed Data, by Digital Processing in a Coherent Receiver », in proc. *OFC'07*, PDP17, Anaheim, California, March 25-29, 2007
- [1.27] P. J. Winzer, S. Chandrasekhar, H. Kim, « Impact of Filtering on RZ-DPSK Reception », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 15, n°6, pp. 840-842, June 2003
- [1.28] M. Mlejnek, « Balanced differential phase-shift keying detector performance : an analytical study », *Opt. Lett.*, Vol. 31, n°15, pp. 2266-2268, Aug. 2006
- [1.29] K.-P. Ho, « Exact analysis of a balanced receiver for differential phase-shift keying signals », *Opt. Lett.*, Vol. 32, n°5, pp. 472-474, March 2007

- [1.30] P. Brindel, L. Pierre, G. Ducournau, O. Latry, M. Kétata, O. Leclerc, « Optical Generation of 43 Gbit/s Phase-Shaped Binary Transmission Format from DPSK Signal using 50GHz Periodic Optical Filter », in proc. *ECOC'05*, Th2.2.2, Glasgow, Scotland, Sept. 25-29, 2005
- [1.31] X. Wei, A. H. Gnauck, X. Liu, J. Leuthold, « Nonlinearity tolerance of RZ-AMI format in 42.7 Gbit/s long-haul transmission over standard SMF spans », *Electron. Lett.*, Vol. 39, n°20, Oct. 2003
- [1.32] L. K. Wickham, R.-J. Essiambre, A. H. Gnauck, P. J. Winzer, A. R. Chraplyvy, « Bit Pattern Length Dependence of Intrachannel Nonlinearities in Pseudolinear Transmission », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 16, n°6, pp. 1591-1593, June 2004
- [1.33] E. Forestieri, « Evaluating the Error Probability in Lightwave Systems with Chromatic Dispersion, Arbitrary Pulse Shape and Pre- and Postdetection Filtering », *IEEE J. Lightwave Technol.*, Vol. 18, n°11, pp. 1493-1503, Nov. 2000
- [1.34] P. Serena, A. Orlandini, A. Bononi, « Parametric-Gain Approach to the Analysis of Single-Channel DPSK/DQPSK Systems With Nonlinear Phase Noise », *IEEE J. Lightwave Technol.*, Vol. 24, n°5, pp. 2026-2037, May 2006

CHAPITRE II. AUGMENTATION PROGRESSIVE DE LA CAPACITE TOTALE DES SYSTEMES PAR SUBSTITUTION PROGRESSIVE DE CANAUX A 10 GBIT/S PAR DES CANAUX A 40 GBIT/S

La raison principale pour laquelle de nombreux travaux de recherche portent sur l'amélioration des performances que peuvent atteindre les systèmes de transmission optique, notamment de leur produit capacité \times distance, est que la demande en capacité est attendue en croissance continue au cours des prochaines années. Donc si nous comptons sur les mêmes systèmes que ceux utilisés aujourd'hui pour répondre à cette demande, nous devons nous attendre à leur saturation, et à un gigantesque embouteillage numérique dans le monde entier d'ici une vingtaine d'années [2.1].

Il importe donc de concevoir des systèmes capables de répondre à cette demande. Pour cela, plusieurs solutions sont possibles.

Tout d'abord, il est envisageable de déployer directement des systèmes d'une génération nouvelle, dont la capacité maximale est significativement supérieure à la demande du moment. Ainsi ils pourront servir pendant toute leur durée de vie et absorber l'augmentation de la demande en capacité sans entrer en saturation. Mais cela implique aussi qu'ils seront utilisés largement en sous-capacité pendant une certaine période, ce qui peut être contraignant en termes de retour sur investissement.

Une autre méthode, moins coûteuse, consiste à utiliser tels quels les systèmes déployés opérationnels aujourd'hui, et à modifier uniquement leurs émetteurs et leurs récepteurs pour leur permettre d'améliorer leurs performances dans la mesure des possibilités offertes par cette méthode. Ainsi la partie déployée du système, la plus difficile à modifier, est inchangée, et le coût de la mise à niveau du système s'en trouve drastiquement amoindri, même si le gain en performance peut être limité. Cette méthode offre une possibilité supplémentaire, qui est de pouvoir substituer progressivement, au rythme des besoins en capacité, un canal WDM correspondant à l'ancien système, par un canal WDM présentant une capacité supérieure, jusqu'à ce que tous les canaux soient remplacés. Cela permet de faire toujours fonctionner le système à sa capacité maximale, sans qu'il n'entre toutefois en saturation. Son rendement est ainsi maximal.

L'objectif de ce chapitre est précisément de décrire et d'étudier des techniques d'augmentation progressive de la capacité d'un système de transmission optique, en procédant notamment à la multiplication du débit de chaque canal par un facteur 4, passant ainsi de 10 Gbit/s à 40 Gbit/s. Pour cela il est nécessaire de déterminer et d'étudier les formats de modulation qui pourraient être compatibles avec une telle augmentation progressive de capacité. Les canaux modulés avec ces formats à 40 Gbit/s doivent notamment pouvoir être insérés sur la même grille spectrale que les canaux modulés à 10 Gbit/s. Ils doivent aussi être suffisamment résistants aux effets non-linéaires croisés, résultant aussi bien des interactions avec des canaux voisins à 10 Gbit/s qui n'auraient pas encore été substitués, que des interactions avec des canaux voisins à 40 Gbit/s qui auraient déjà été substitués.

Lorsque tous les canaux du système auront été remplacés par des canaux modulés à un débit 4 fois plus élevé, la densité spectrale d'information du système aura aussi été multipliée par 4, passant de 0.2 à 0.8 bit/s/Hz dans le cas que nous allons étudier. Lorsque

la densité spectrale d'information se rapproche de l'unité, comme ici, nous parlons de configuration WDM dense, soit de Dense Wavelength Division Multiplexing, ou DWDM.

II.A Augmentation progressive de la capacité totale d'un système de transmission optique

II.A.1 Description des systèmes existants

La plupart des systèmes de transmission optique sur longue distance déployés et opérationnels aujourd'hui, tant terrestres que sous-marins, sont modulés au débit de 10 Gbit/s au moyen d'un format de modulation OOK simple : NRZ ou RZ. Leurs canaux WDM sont répartis dans toute la bande spectrale considérée (C et/ou L) en étant espacés de 50 GHz, ce qui correspond à une densité spectrale d'information de 0.2 bit/s/Hz. À noter que certains systèmes à 10 Gbit/s peuvent encore comporter un espacement entre canaux de 100 GHz. Ces systèmes sont encore largement suffisants aujourd'hui pour faire face à la demande en capacité actuelle.

Comme cela a été précisé en introduction à ce chapitre, il est attendu qu'une telle configuration WDM ne suffise plus à assurer la demande en capacité dans un futur plus ou moins proche [2.1]. L'application à ces systèmes de techniques permettant l'augmentation progressive de leur capacité maximale est une solution permettant de résoudre ce problème sur le moyen terme.

II.A.2 Contraintes liées à une augmentation progressive de capacité d'un système WDM

Pour augmenter la capacité d'un système mono-canal, il suffit d'augmenter le débit de ce canal. Mais dans le cas d'un système WDM, ce n'est absolument pas suffisant, et d'ailleurs pas forcément nécessaire non plus, comme nous l'avons évoqué dans l'introduction.

Une augmentation du débit d'un canal, par exemple d'un facteur 4, s'accompagne d'une augmentation de la largeur spectrale du canal considéré dans les mêmes proportions, si le même format de modulation est utilisé. Déjà en configuration mono-canal, cette augmentation du débit s'accompagne de diminutions des tolérances à l'ASE et aux différents effets de propagation linéaires (dispersion, PMD), ainsi que d'une manifestation différente des effets non-linéaires, comme nous l'avons vu au Chapitre 1. Une bande passante plus élevée est aussi requise pour les différents composants optiques, électroniques ou opto-électroniques du système. En configuration WDM, il faut ajouter à cela une diaphotie linéaire plus importante pour un même espacement inter-canal.

Illustrons ceci en considérant un système WDM inspiré des systèmes actuellement en service, tels qu'évoqués au §II.A.1. Ce système est constitué de canaux NRZ modulés à 10 Gbit/s et espacés de 50 GHz, soit 0.4 nm. Le lobe principal du spectre du format NRZ a une largeur égale à deux fois sa fréquence d'information, soit 20 GHz, ou 0.16 nm. Deux canaux voisins peuvent donc sans problème être séparés spectralement de 50 GHz. Ils ne se chevauchent pas au niveau du lobe principal du spectre du signal qu'ils modulent, où est rassemblée la quasi-totalité de l'information numérique à transporter, ni même au niveau des lobes secondaires. Il n'y a donc pas de diaphotie linéaire entre deux canaux voisins modulés en NRZ dans un système WDM de densité spectrale d'information 0.2 bit/s/Hz.

Si nous substituons maintenant à chaque canal NRZ à 10 Gbit/s un canal NRZ à 40 Gbit/s, le lobe principal de leur spectre aura une largeur de 80 GHz, qui s'avère être

supérieure aux 50 GHz d'espacement entre les canaux. Dans ce cas, la diaphotie linéaire entre les canaux sera considérable, comme illustré en Figure II.1. Les canaux NRZ à 10 Gbit/s ne se chevauchent qu'au niveau de leurs deuxièmes lobes secondaires, alors que les canaux NRZ à 40 Gbit/s se chevauchent déjà sur une grande partie de leur lobe principal. Ainsi il est impossible d'isoler correctement un canal de ses voisins, car certaines informations provenant de deux canaux voisins se situent dans une même bande spectrale. Cette configuration est donc difficilement envisageable à 40 Gbit/s, avant même d'avoir évoqué les effets de propagation qu'aurait subi un tel multiplex.

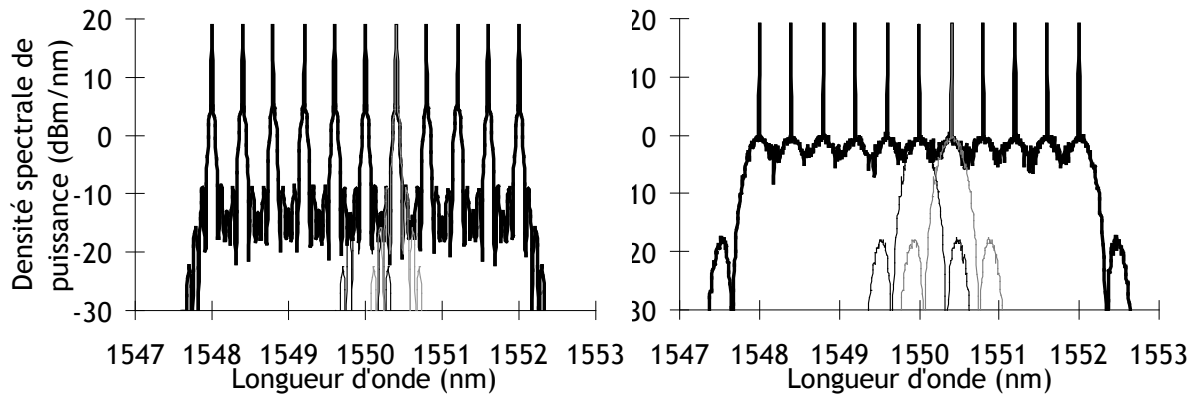


Figure II.1 : Spectres WDM composés de canaux NRZ espacés de 50 GHz, modulés à gauche au débit de 10 Gbit/s, et à droite au débit de 40 Gbit/s. En traits fins : spectres mono-canal correspondants, représentés sur 2 canaux adjacents

Pour substituer un à un aux canaux NRZ à 10 Gbit/s d'un multiplex à 50 GHz d'espacement des canaux à 40 Gbit/s dans le but d'augmenter progressivement la densité spectrale d'information du système jusqu'à la multiplier par 4, il est absolument nécessaire d'utiliser des formats de modulation plus élaborés. Une de leurs caractéristiques doit être d'avoir un spectre le plus étroit possible, notamment au niveau de leur lobe principal, qui permettrait aux canaux modulés avec ces formats à 40 Gbit/s de pouvoir être espacés les uns des autres de 50 GHz en ne générant qu'une diaphotie limitée. Ceci est représenté en Figure II.2 avec l'exemple d'un format DQPSK (Differential Quaternary Phase-Shift Keying) que nous étudierons en détail dans les prochains paragraphes.

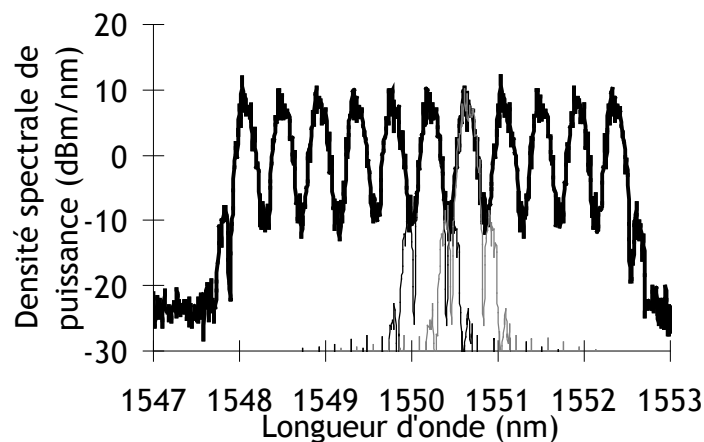


Figure II.2 : Spectre WDM composés de canaux DQPSK espacés de 50 GHz, modulés à 40 Gbit/s. En traits fins : spectres mono-canal correspondants, représentés sur 2 canaux adjacents

Il faut aussi évidemment, que ces formats, dits *étroits spectralement*, ne soient pas affectés outre mesure par des effets de propagation plus pénalisants qu'ils ne l'étaient pour les formats modulés à 10 Gbit/s, aussi bien lorsque les canaux correspondants sont entourés d'autres canaux à 40 Gbit/s ou lorsqu'ils sont entourés de canaux à 10 Gbit/s qui n'ont pas encore été substitués. Cette opération de substitution de canaux ne sera utile que si le produit capacité \times distance du système considéré s'en trouve amélioré.

Au cours de ce chapitre, nous allons étudier, au moyen de simulations numériques et d'expériences en laboratoire, principalement deux de ces formats de modulation étroits spectralement : la transmission binaire à profil de phase contrôlé, la PSBT que nous avons déjà évoquée dans le Chapitre 1, et la modulation différentielle en phase sur quatre niveaux, la DQPSK. C'est un format de modulation spécialement conçu pour les transmissions WDM à forte densité spectrale d'information.

Une étude complémentaire du format DPSK, connu pour sa très grande résistance au bruit et aux effets non-linéaires [2.2] sera également effectuée numériquement, bien que ce format ne réponde pas exactement aux critères évoqués ci-dessus en termes de largeur spectrale. Cependant nous le testerons au sein de configurations WDM qui seront quelque peu modifiées par rapport à celles utilisées pour la PSBT et la DQPSK.

II.B Description des formats de modulation étroits spectralement, compatibles avec les configurations DWDM

II.B.1 La PSBT (Phase-Shaped Binary Transmission)

La PSBT a été imaginée et introduite par Denis Penninckx pour exploiter notamment son exceptionnelle tolérance à la dispersion chromatique évoquée au Chapitre 1, dans les systèmes à 10 Gbit/s [2.3]. Mais cette utilisation s'est révélée sans suite.

La PSBT est toutefois revenue au goût du jour dans le cadre de l'étude que nous décrivons dans ce chapitre, pour des applications DWDM 40 Gbit/s. Comme nous l'avons évoqué dans le §II.A.2, c'est sa faible largeur spectrale qui va nous intéresser en premier lieu pour ce genre d'applications.

Pour ce qui est de la méthode de génération de la PSBT, ainsi que de ses principales caractéristiques, nous renvoyons le lecteur au Chapitre 1, où tout cela est expliqué en détail. Nous rappelons toutefois l'allure de son diagramme de l'œil et de son spectre, dont les lobes secondaires sont très bas en puissance, en Figure II.3.

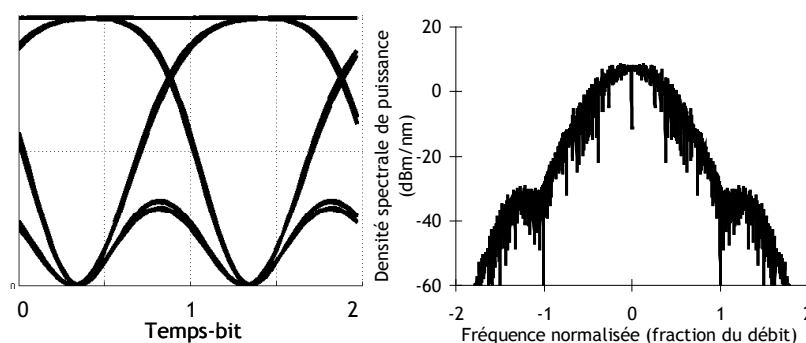


Figure II.3 : diagramme de l'œil et spectre du format PSBT

II.B.2 La DQPSK (Differential Quaternary Phase-Shift Keying)

II.B.2.1 Présentation

La modulation différentielle en phase sur quatre niveaux (DQPSK pour Differential Quaternary [ou Quadrature] Phase-Shift Keying), est directement inspirée de la DPSK, modulation en phase sur deux niveaux, décrite au Chapitre 1. La différence principale entre ces deux formats est le nombre de valeurs de phase que peut prendre le signal optique modulé. La DQPSK en comporte 4 différents, alors que la DPSK n'en comporte que 2. Tout comme pour la DPSK, l'intensité du signal codé en DQPSK reste constante au cours du temps, excepté au niveau des transitions de phase où des diminutions d'intensité sont observées.

Nous nous intéressons toujours ici à la modulation différentielle, c'est-à-dire au cas où l'information binaire à transmettre est codée par un différentiel de phase entre deux symboles consécutifs. Comme la DQPSK présente 4 niveaux de phase différents, elle présente évidemment aussi 4 différentiels de phase différents, qui sont 0 , $\pi/2$, π , et $3\pi/2$. Chaque différentiel code alors non pas un bit à choisir parmi deux, mais un groupe de deux bits, parfois appelé *dibit*, à choisir parmi quatre : « 11 », « 10 », « 00 » ou « 01 ».

Un différentiel de phase entre deux symboles de DQPSK code donc optiquement 2 bits. Pour assurer une transmission à un débit binaire donné, la fréquence d'information optique des symboles DQPSK doit donc être inférieure de moitié à la fréquence d'information du signal électrique binaire initial. Ainsi, 40 Gbit/s modulés en DQPSK le sont à un débit optique de 20 Gsymboles/s, ou 20 Gbaud, comme nous l'avons introduit au Chapitre 1.

II.B.2.2 Génération et détection

Pour générer la DQPSK, il est nécessaire au préalable de séparer la séquence binaire initiale en deux sous-séquences modulées au débit binaire moitié. Généralement, ces sous-séquences correspondent à la séquence des bits impairs et à celle des bits pairs de la séquence initiale. La séquence des bits impairs est usuellement appelée la séquence *I*, pour *In-phase*, et la séquence des bits pairs est usuellement appelée la séquence *Q*, pour *Quadrature*. De plus, comme pour la DPSK, un précodage logique de la séquence initiale est nécessaire avant de procéder à la modulation optique.

II.B.2.2.1 Méthodes de génération

Il existe principalement deux méthodes de génération de la DQPSK, consistant chacune en une combinaison de deux modulations de phase [2.4]. Chaque modulation de phase est commandée par la séquence binaire précodée obtenue à partir de la séquence *I* ou de la séquence *Q* modulées au débit binaire moitié du débit binaire initial, soit 20 Gbit/s dans notre cas. La combinaison de ces deux modulations correspond à la modulation DQPSK au débit optique de 20 Gbaud.

- *Génération « en série »*

Dans le schéma de génération de la DQPSK dit *en série*, le signal continu issu de la source laser subit une première modulation de phase DPSK de la séquence issue de la séquence *I* entre 0 et π , au moyen d'un modulateur Mach-Zehnder (MZM). Puis ce signal DPSK est à nouveau modulé en phase par la séquence issue de la séquence *Q*, entre 0 et $\pi/2$ (d'où la dénomination « Quadrature » de la séquence correspondante). Cette sur-modulation ne peut être effectuée qu'à l'aide d'un modulateur de phase simple. Après ces deux modulations de phase en série, la phase du signal peut prendre ainsi les 4 valeurs 0 ,

$\pi/2$, π , ou $3\pi/2$, comme leurs différentiels. La Figure II.4 montre le schéma de la génération de la DQPSK en série, ainsi que les constellations (idéales) du signal optique modulé, après le premier et le second modulateur.

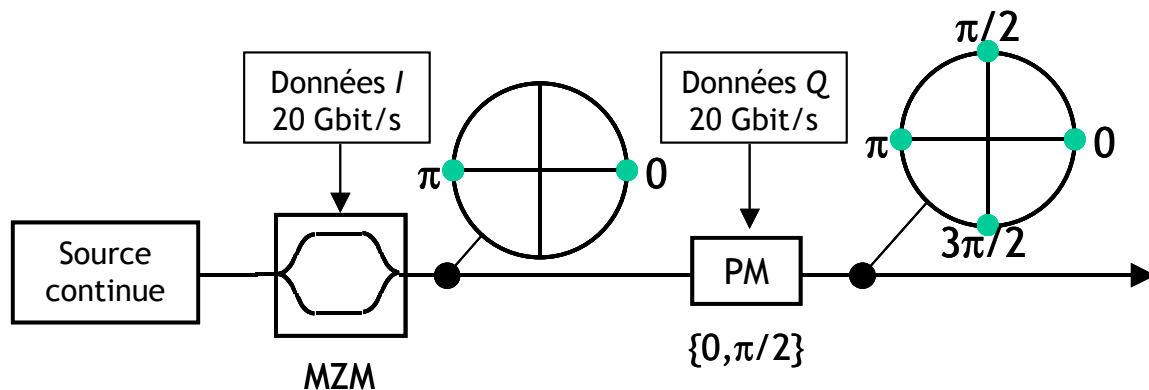


Figure II.4 : génération de la DQPSK par deux modulateurs de phase en série (PM : modulateur de phase), et constellations correspondantes du signal optique modulé

- Génération « en parallèle »

Dans le schéma de génération de la DQPSK dit *en parallèle*, le signal continu issu de la source laser est d'abord séparé en deux voies au moyen d'un coupleur 3 dB. Sur chaque voie est effectuée une modulation DPSK par MZM, codant pour l'une la séquence issue de la séquence I et pour l'autre la séquence issue de la séquence Q. Puis un déphasage de $\pi/2$ est appliqué au signal modulé sur la voie de la séquence Q, ce qui justifie à nouveau le terme de *Quadrature* pour désigner cette séquence. Les signaux issus des deux voies interfèrent ensuite ensemble et donnent ainsi, sur le port constructif, le signal DQPSK. Le signal DQPSK obtenu selon cette méthode présente des niveaux de phase de $\pi/4$, $3\pi/4$, $-3\pi/4$ et $-\pi/4$, mais les différentiels entre ces différents niveaux sont toujours des multiples de $\pi/2$. La Figure II.5 montre le schéma de génération de la DQPSK en parallèle, ainsi que les constellations du signal sur chaque voie et après leur combinaison.

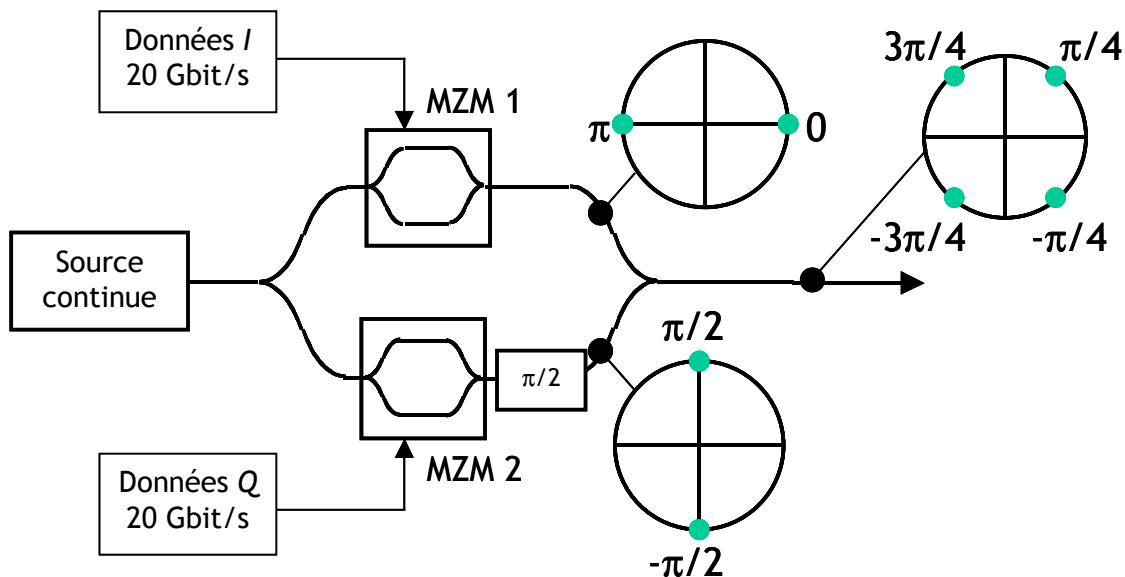


Figure II.5 : génération de la DQPSK par deux modulateurs DPSK en parallèle, et constellations correspondantes du signal optique modulé

Le signal DQPSK obtenu à partir de cette méthode de génération en parallèle est donc une combinaison de deux signaux DPSK modulés de manière identique, par des modulateurs Mach-Zehnder. De plus, il est intéressant de noter que, comme dans le cas de la DPSK, la fonction de transfert en intensité, sinusoidale, des MZM ne présente pas de variation au premier ordre au niveau de ses maxima. Si le signal électrique incident est convenablement amplifié de telle sorte que ses niveaux haut et bas correspondent aux abscisses de ces maxima, ses fluctuations d'amplitude à leur voisinage seront atténuées dans le signal optique, ce qui améliorera sa qualité. Or ce n'est pas le cas avec un modulateur de phase simple, qui code une partie de la DQPSK générée en série. Un signal DQPSK issu d'une génération en parallèle sera donc de meilleure qualité que celui issu d'une génération en série.

C'est pourquoi les signaux DQPSK que nous allons étudier dans ce chapitre et tout au long de ce mémoire seront tous générés, numériquement ou expérimentalement, suivant un schéma en parallèle.

Mais la génération en parallèle nécessite toutefois un réglage très fin des différents biais électriques des trois MZM utilisés : ceux modulant les demi-séquences en DPSK, et le troisième permettant la recombinaison de ces deux signaux tout en opérant le déphasage de $\pi/2$. Pour garantir un bon fonctionnement sur le long terme de ces modulateurs, un système d'asservissement des différents biais peut s'avérer indispensable.

La Figure II.6 montre l'évolution temporelle, en intensité et en phase, d'un signal DQPSK issu d'une génération en parallèle, et le diagramme de l'œil correspondant. Concernant l'évolution temporelle de la phase, nous reconnaissons les quatre niveaux différents. Concernant l'évolution de intensité, nous observons que, au niveau d'une transition de phase de $\pm\pi/2$, l'intensité du signal diminue de moitié, et qu'au niveau d'une transition de phase de π , elle diminue jusqu'à zéro. Ceci est une conséquence directe de la combinaison des deux signaux DPSK générés en parallèle. Une transition de phase de $\pm\pi/2$ correspond à une transition de phase DPSK sur un seul des deux modulateurs, dont le signal passe alors par la valeur 0, alors que le signal issu de l'autre modulateur reste constant. Il s'en suit une diminution d'intensité de moitié après la combinaison des signaux. Un saut de phase de π correspond à une transition de phase simultanée sur les deux modulateurs, dont les signaux passent chacun par la valeur 0.

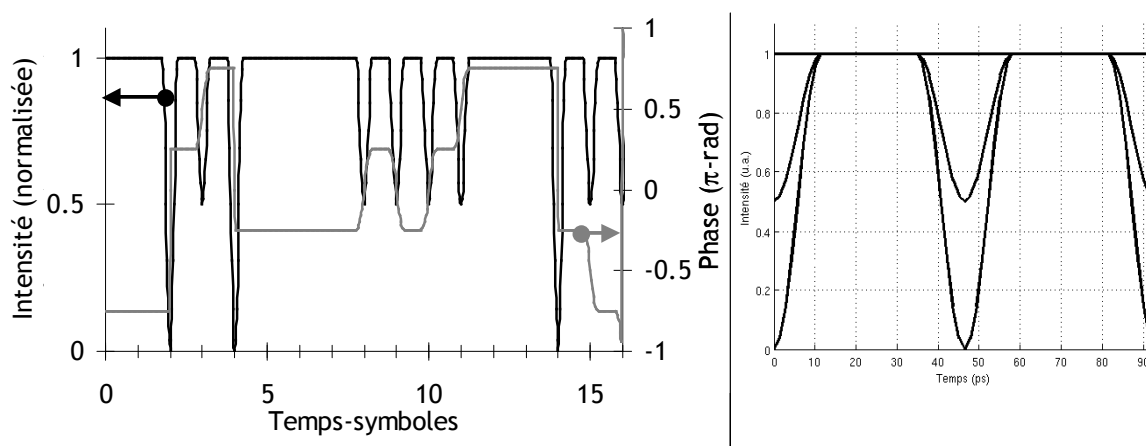


Figure II.6 : trace temporelle en amplitude et en phase (à gauche) et diagramme de l'œil (à droite) d'un signal DQPSK issu d'une génération en parallèle

- *Autres méthodes de génération*

Une troisième méthode pour générer la DQPSK consiste à utiliser un seul modulateur de phase qui code directement les quatre niveaux de phase. Mais la DQPSK générée selon cette technique est moins tolérante aux différents effets de propagation que celle générée selon les deux autres techniques [2.4], à cause notamment du fait que tous les défauts d'amplitude des signaux électriques incidents sont intégralement reportés dans la phase du signal optique. Nous n'aborderons pas cette méthode ici.

De plus, il est bien sûr possible, comme pour les autres formats OOK et DPSK évoqués au Chapitre 1, de sur-moduler le signal DQPSK, pour obtenir par exemple un signal RZ-DQPSK ou CS-RZ-DQPSK, en vue d'améliorer ses performances en termes de sensibilité ou de tolérance aux effets de propagation.

II.B.2.2.2 Détection différentielle de la DQPSK

- *Principe*

Tout comme la DPSK, la DQPSK nécessite un procédé de détection différentielle pour retrouver l'information binaire initiale sous forme de signal électrique. Mais rappelons-nous qu'un différentiel de phase DQPSK code deux bits, issus des séquences *I* et *Q* précédées. Pour récupérer l'information correspondant à ces deux bits, chaque symbole DQPSK doit subir simultanément deux détections différentielles légèrement différentes. L'une correspond à la détection de l'information de la séquence *I*, et l'autre correspond à la détection de l'information de la séquence *Q*. Le procédé global de détection différentielle d'un signal DQPSK est présenté en Figure II.7.

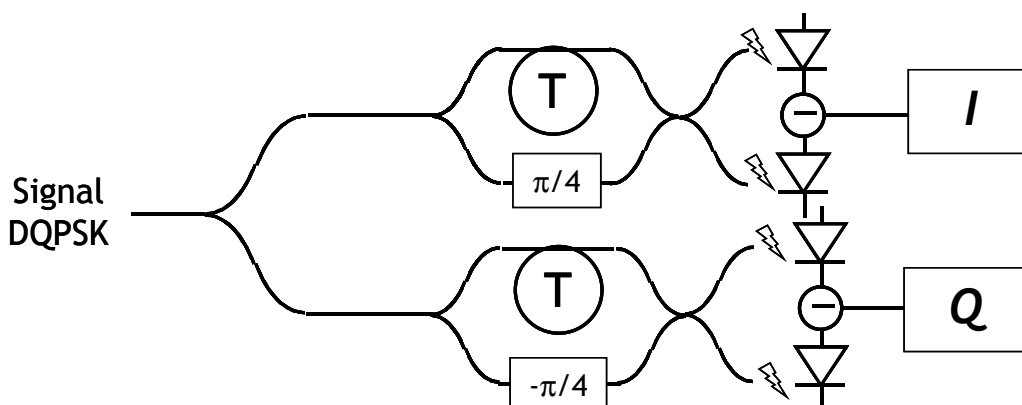


Figure II.7 : schéma de détection différentielle d'un signal DQPSK. *T* représente un retard d'un temps-symbole.

Dans un premier temps, le signal optique est séparé en deux voies, chacune comportant un démodulateur différentiel et un détecteur équilibré. Mais à la différence des démodulateurs DPSK, d'une part chaque démodulateur différentiel DQPSK comporte un retard équivalent au temps-symbole, soit 2 temps-bits, et non au temps-bit, et d'autre part chacun crée en plus un déphasage supplémentaire entre les signaux de ses deux bras. Il est de $\pi/4$ dans l'un des deux démodulateurs, et de $-\pi/4$ dans l'autre. À un déphasage donné correspond la détection de l'une des deux demi-séquences codées.

À noter également que, tout comme pour le modulateur DQPSK en parallèle, le réglage des déphasages des MZM des démodulateurs différentiels DQPSK, via leur biais électrique, est très sensible, comparé à ceux des démodulateurs DPSK conventionnels. Un système d'asservissement peut alors également s'avérer nécessaire au niveau du récepteur pour assurer une stabilité temporelle du réglage des biais des démodulateurs DQPSK.

Pour information, d'autres schémas de détection DQPSK ne comportant qu'un seul démodulateur sont à l'étude [2.5], mais ils ne sont pas encore suffisamment matures pour être étudiés ici.

• *Interprétation mathématique*

Un signal DQPSK au centre d'un temps-symbole peut s'écrire sous la forme $A = A_0 e^{i\phi_0}$, ϕ_0 pouvant prendre les valeurs $\pi/4$, $3\pi/4$, $-3\pi/4$ ou $-\pi/4$ dans le cas d'une modulation parallèle. A_0 est l'amplitude du signal.

Au niveau du bras des interféromètres comportant la ligne à retard, le signal s'écrit $A_T = A(t-T) = \frac{A_0}{2} e^{i\phi_1}$, T étant le temps-symbole et ϕ_1 une autre valeur de la phase du signal DQPSK à prendre parmi les même quatre valeurs.

Au niveau du bras des interféromètres comportant le déphasage de $\pm\pi/4$, le signal DQPSK s'écrit $A_\phi = \frac{A_0}{2} e^{i\left(\phi_0 \pm \frac{\pi}{4}\right)}$.

Au niveau du port constructif des interféromètres, le signal issu des interférences des signaux A_T et A_ϕ s'écrit :

$$A_c = A_T + A_\phi = \frac{A_0}{2} \left(e^{i\phi_1} + e^{i\left(\phi_0 \pm \frac{\pi}{4}\right)} \right) = A_0 \cdot e^{i\frac{\phi_0 + \phi_1 \pm \frac{\pi}{4}}{2}} \cdot \cos\left(\frac{\Delta\phi}{2} \pm \frac{\pi}{8}\right)$$

Équation II.1

$\Delta\phi = \phi_1 - \phi_0$ étant le différentiel de phase entre les deux signaux qui ont interféré ensemble. De même, au niveau du port destructif, le signal s'écrit :

$$A_d = A_T - A_\phi = \frac{A_0}{2} \left(e^{i\phi_1} + e^{i\left(\phi_0 \pm \frac{\pi}{4} + \pi\right)} \right) = iA_0 \cdot e^{i\frac{\phi_0 + \phi_1 \pm \frac{\pi}{4}}{2}} \cdot \sin\left(\frac{\Delta\phi}{2} \pm \frac{\pi}{8}\right)$$

Équation II.2

Nous aurons remarqué que, les déphasages mis en jeu dans les démodulations DQPSK n'étant pas de 0 ou de π comme en DPSK, les interférences entre symboles DQPSK ne sont pas totalement constructives ou destructives. Les signaux issus d'interférences destructives, notamment, présentent une amplitude faible mais non nulle. Cela implique une fermeture de l'œil d'un signal DQPSK démodulé par rapport à l'œil d'un signal DPSK démodulé. Cela a des répercussions négatives au niveau de la sensibilité, c'est-à-dire de la tolérance au bruit optique, de la DQPSK.

Après une détection équilibrée, c'est à dire après avoir fait la différence I_ϕ des photocourants issus des photodiodes du port constructif et du port destructif, nous avons finalement :

$$I_\phi = |A_c|^2 - |A_d|^2 = |A_0|^2 \left(\cos^2\left(\frac{\Delta\phi}{2} \pm \frac{\pi}{8}\right) - \sin^2\left(\frac{\Delta\phi}{2} \pm \frac{\pi}{8}\right) \right)$$

Équation II.3

soit encore

$$I_{\phi} = |A_0|^2 \cos\left(\Delta\phi \pm \frac{\pi}{4}\right)$$

Équation II.4

Si le différentiel de phase $\Delta\phi$ est de 0, alors le photocourant après détection équilibrée est positif pour chacun des deux démodulateurs différentiels. Ainsi un « 1 » est détecté au niveau des deux détecteurs équilibrés. Un déphasage de 0 code donc un dibit « 11 ». De même, un déphasage de π code un dibit « 00 ».

Un différentiel de phase de $+\pi/2$ correspond à une valeur de photocourant équilibré proportionnelle à $\cos(3\pi/4)$, donc négative, dans le cas du déphasage de $\pi/4$, et à une valeur de photocourant équilibré proportionnelle à $\cos(\pi/4)$, donc positive, dans le cas du déphasage de $-\pi/4$. Cela correspond au dibit « 01 ». De même, un déphasage entre symboles de $3\pi/2$ correspond au dibit « 10 ».

La Figure II.8 récapitule cette attribution de dibits en fonction du différentiel de phase et l'explique par une représentation sur le cercle trigonométrique.

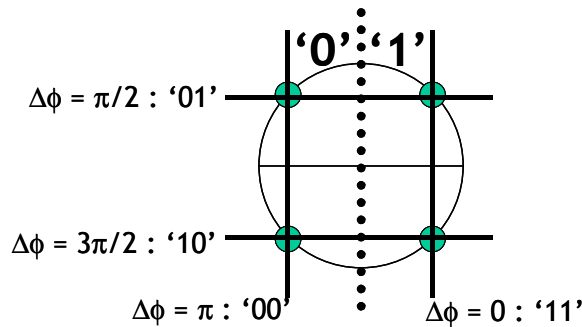


Figure II.8 : représentation sur le cercle trigonométrique de l'attribution des dibits après détection différentielle DQPSK en fonction du déphasage $\Delta\phi$ entre les deux symboles consécutifs

II.B.2.2.3 Précodage logique

Tout comme pour la DPSK, un précodage logique des séquences I et Q est nécessaire pour récupérer, après détection différentielle, les mêmes séquences. Dans le cas d'une génération en parallèle, les équations de précodage sont les suivantes [2.6] :

$$\begin{aligned} u(t) &= \overline{(I(t) \oplus Q(t))} (I(t) \oplus u(t-1)) + (I(t) \oplus Q(t)) (Q(t) \oplus v(t-1)) \\ v(t) &= \overline{(I(t) \oplus Q(t))} (Q(t) \oplus v(t-1)) + (I(t) \oplus Q(t)) (I(t) \oplus u(t-1)) \end{aligned}$$

Équation II.5 : équations de précodage de la DQPSK générée selon la méthode en parallèle

$I(t)$ et $Q(t)$ représentent les bits au temps t (normalisé par rapport au temps-symbole) des demi-séquences originales comprenant respectivement les bits impairs et les bits pairs. $u(t)$ et $v(t)$ représentent les bits des séquences précodées au temps t , correspondant respectivement aux séquences I et Q .

Le signe + désigne ici la fonction logique « OU », le produit correspond à la fonction logique « ET », \oplus désigne la fonction logique « OU exclusif » et la barre désigne la fonction logique « NON ».

Ces équations permettent d'obtenir la table de vérité suivante :

$I(t)$	$Q(t)$	$u(t)$	$v(t)$
0	0	$\overline{u(t-1)}$	$\overline{v(t-1)}$
0	1	$v(t-1)$	$\overline{u(t-1)}$
1	0	$\overline{v(t-1)}$	$u(t-1)$
1	1	$u(t-1)$	$v(t-1)$

Table II-1 : table de vérité du précodage DQPSK

Nous avons vu au Chapitre 1 que, pour s'approcher d'un trafic de données réel, nous utilisons pour moduler les signaux optiques des séquences binaires dites PRBS, qui présentent une densité spectrale de puissance constante. Dans le cas de la DPSK, le précodage logique d'une séquence PRBS donne une autre séquence PRBS. Il n'y a donc pas besoin de précodage dans le cas d'une expérience de transmission en DPSK. Mais en ce qui concerne la DQPSK, ce n'est plus le cas. Pour pouvoir détecter des erreurs après une propagation d'un signal optique modulé en DQPSK, il est nécessaire, soit de programmer l'émetteur avec l'une des séquences codées u ou v pour récupérer une séquence PRBS au niveau du récepteur, soit de moduler le signal par une séquence PRBS et de programmer le récepteur pour qu'il puisse reconnaître la séquence dont le précodage aurait donné la séquence PRBS utilisée à l'émetteur.

Dans les deux cas, le précodage DQPSK représente une contrainte supplémentaire lors des expériences en laboratoire.

II.B.2.3 Caractéristiques principales

II.B.2.3.1 Spectre

Le spectre d'un signal DQPSK, représenté en Figure II.9, ressemble beaucoup à celui d'un signal DPSK. À ceci près que, du fait de sa modulation optique à débit moitié, il est naturellement deux fois plus étroit que le spectre d'un signal DPSK modulant le même débit binaire. Cette propriété en fait un bon candidat pour les systèmes DWDM.

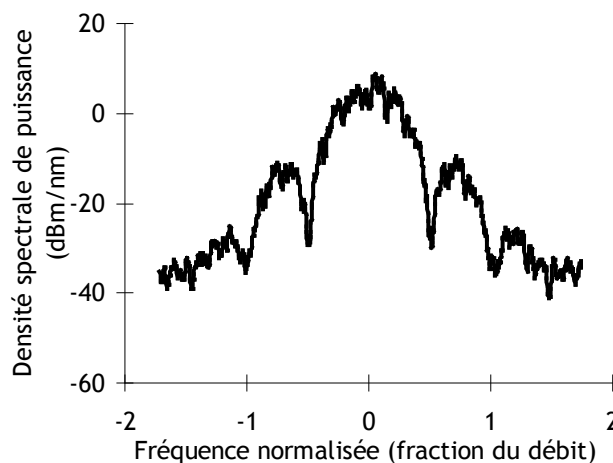


Figure II.9 : spectre d'un signal DQPSK

II.B.2.3.2 Sensibilité en back-to-back

Comme montré sur les constellations de la Figure II.10, les symboles de la DQPSK présentent des distances relatives différentes les uns par rapport aux autres, pouvant être de 1 ou de $\sqrt{2}$ pour un signal de puissance moyenne 1/2. Or la distance la plus courte entre deux symboles DQPSK, 1, est plus faible que la distance entre deux symboles DPSK, $\sqrt{2}$. Cela a pour conséquence que, pour une même fréquence d'information optique, le bénéfice de 3 dB en sensibilité de la DPSK par rapport à l'OOK s'est estompé en DQPSK. Mais étant donné que, pour un même débit binaire, le débit optique est deux fois plus faible, cela implique une tolérance au bruit double par rapport au même format qui serait modulé à 40 Gbit/s. La perte de 3 dB due au rapprochement des symboles dans le plan complexe est donc compensée par la division par 2 du débit optique.

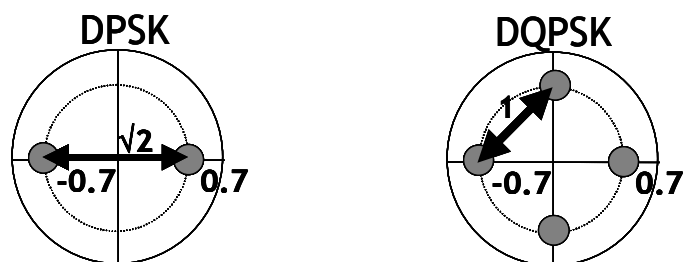


Figure II.10 : constellations idéales d'un signal DPSK et d'un signal DQPSK de même puissance moyenne

Mais à cela s'ajoute la conséquence de la démodulation différentielle DQPSK, évoquée au §II.B.2.2.2, qui fait que l'œil d'un signal DQPSK démodulé est plus fermé, donc plus sensible au bruit, que l'œil d'un signal DPSK démodulé.

Dans les faits, en combinant tous ces paramètres, la sensibilité en back-to-back de la DQPSK est environ 1 dB moins bonne que celle de la DPSK modulant le même débit binaire, comme l'atteste la Figure II.11. Un signal DQPSK nécessite un OSNR 1 dB plus élevé pour obtenir le même facteur Q ou le même BER qu'un signal DPSK.

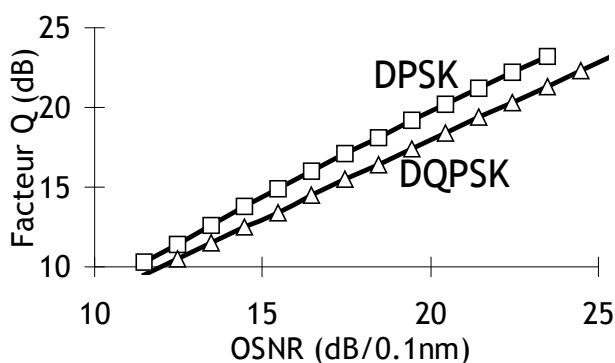


Figure II.11 : comparaison des sensibilités de la DPSK et de la DQPSK

II.B.2.3.3 Tolérance aux effets linéaires

Étant donné que la DQPSK est modulée optiquement à un débit égal à la moitié du débit binaire, ce format de modulation présente une tolérance aux effets de propagation linéaires particulièrement élevée pour le débit binaire de 40 Gbit/s.

La DQPSK présente une tolérance accrue à la dispersion chromatique, plus de deux fois plus importante que celle de la DPSK [2.7]. La PSBT présente aussi cette tolérance accrue à la dispersion, comme nous l'avons vu au Chapitre 1.

Mais le grand avantage de la DQPSK par rapport aux autres formats étudiés dans ce chapitre et même dans ce mémoire, est sans conteste sa tolérance accrue à la PMD, dont les effets pénalisants commencent à être significatifs, pour les formats conventionnels, à ces débits de 40 Gbit/s et au-delà. Un format comme la DQPSK qui y est particulièrement tolérant peut donc s'avérer intéressant à utiliser à ces débits, afin de s'affranchir de l'utilisation de compensateurs de PMD. Cette bonne tolérance à la PMD de la DQPSK est bien sûr une conséquence directe de son débit optique réduit : la DQPSK est environ deux fois plus tolérante à la PMD qu'un format modulé à 40 Gbaud, notamment que la PSBT et la DPSK [2.7].

La tolérance aux effets non-linéaires de ce format sera, au même titre que celle de la PSBT, détaillée au §II.C ci-dessous. Dans ce paragraphe, nous nous focaliserons sur les effets non-linéaires croisés inter-canaux, étant donné que nous étudierons des configurations DWDM où ils sont favorisés par rapport aux effets intra-canaux, à cause notamment des fortes efficacités spectrales considérées.

II.C Étude de la tolérance aux effets non-linéaires de ces formats de modulation modulés à 40 Gbit/s dans les systèmes WDM dits « hybrides 10-40 Gbit/s » et dans les systèmes « DWDM à 40 Gbit/s »

Du fait de leur largeur spectrale étroite par rapport aux formats conventionnels, la PSBT et la DQPSK sont donc les formats de modulation pressentis pour être utilisés au débit binaire de 40 Gbit/s avec un espacement inter-canal de 50 GHz. Des expériences de transmission de grande ampleur utilisant ces formats à 40 Gbit/s dans des configurations similaires ont déjà été reportées, par exemple en [2.8] pour la PSBT et en [2.9] pour la DQPSK.

Comme cela a été précédemment expliqué, l'objet du travail présenté ici est le test de deux configurations WDM avec un espacement de 50 GHz. D'une part nous testerons la configuration dite « DWDM à 40 Gbit/s » où tous les canaux du multiplex sont modulés à 40 Gbit/s selon le même format PSBT ou DQPSK. D'autre part nous testerons la configuration dite « WDM hybride 10-40 Gbit/s » où un canal PSBT ou DQPSK à 40 Gbit/s est entouré de canaux NRZ à 10 Gbit/s.

Nous allons reporter ici dans un premier temps une série de résultats issus de simulations numériques, qui ont été publiés dans [2.10], et dans un second temps des résultats issus de tests expérimentaux, publiés dans [2.11], qui viendront appuyer ces résultats numériques.

Ces tests ont été effectués sur des cartes de dispersion types de systèmes terrestres comprenant de fréquents retours à une dispersion cumulée nulle, ce qui permet de prendre en compte certaines contraintes liées aux architectures de réseau. Les cartes de dispersion correspondantes, où la dispersion cumulée reste confinée à des valeurs relativement faibles le long de la ligne optique, favorisent de plus les effets non-linéaires croisés comme la XPM, par rapport aux effets intra-canaux. Par le biais de ces systèmes, nous sommes donc confrontés à un cas défavorable en ce qui concerne les pénalités dues aux effets non-linéaires croisés.

Notons également que les débits auxquels nous avons travaillé prennent implicitement en compte le sur-débit nécessaire au fonctionnement des codes correcteurs d'erreurs (FEC) standard, d'environ 7%. Un canal modulé à 10 Gbit/s l'est en fait à 10.7 Gbit/s, et un canal modulé à 40 Gbit/s l'est à 43 Gbit/s. Mais aucune étude sur le FEC en lui-même n'a été réalisée.

II.C.1 Résultats issus de simulations numériques

De nombreuses publications telles que [2.12], [2.13] ou [2.14] ont abordé le sujet de la « cohabitation » de canaux à 10 Gbit/s et à 40 Gbit/s au sein d'un multiplex DWDM. Cependant il est très difficile de comparer directement les performances des systèmes décrits dans chaque publication les uns par rapport aux autres. Certains de ces résultats peuvent même sembler contradictoires par rapport à d'autres. Mais il faut avoir à l'esprit que les effets de propagation varient sensiblement d'un système étudié à un autre, en raison notamment des fortes disparités entre les différentes cartes de dispersion de ces systèmes. Il est donc très difficile de comparer directement les performances de systèmes très différents les uns par rapport aux autres, même en les caractérisant par des critères universels comme la phase non-linéaire.

L'objet de l'étude reportée dans ce paragraphe est justement de pallier cette lacune en effectuant une synthèse, qui n'aura malgré tout pas la prétention d'être exhaustive, des différentes configurations auxquelles peut être confronté un système de transmission optique terrestre typique, lorsqu'on lui applique ces techniques d'augmentation progressive de capacité. Nous nous focalisons, pour cette étude, sur une carte de dispersion caractéristique des systèmes terrestres. Cette carte sera un noyau commun à toutes les configurations testées, ce qui autorise une comparaison pertinente de leurs performances.

II.C.1.1 Paramètres de simulation

II.C.1.1.1 Systèmes simulés

Les systèmes simulés ont donc été inspirés d'une configuration terrestre typique « double période », dont un exemple de carte de dispersion est montrée en Figure II.12. Leur longueur est de 1000 km, et ils sont composés de 10 tronçons de 100 km de fibre de ligne, avec amplifications discrètes par EDFA. La dispersion résiduelle en ligne de la plupart des tronçons de ces systèmes est fixée à une valeur positive identique pour chacun, ce qui donne une carte de dispersion localement « montante ». Cependant, après les troisième et septième tronçons, un retour à une dispersion cumulée de zéro est effectué. Ceci permet de simuler la présence de nœuds au sein du réseau dans lequel est impliqué le système étudié. Au niveau des nœuds se trouvent des multiplexeurs reconfigurables, tels que les WSS ou les ROADMs, qui fonctionnent de manière optimale avec des signaux optiques ayant une dispersion cumulée proche de zéro. Puis, avant d'entamer le tronçon situé au-delà de ces nœuds, la dispersion cumulée revient à la valeur de précompensation, qui a été déterminée après optimisation.

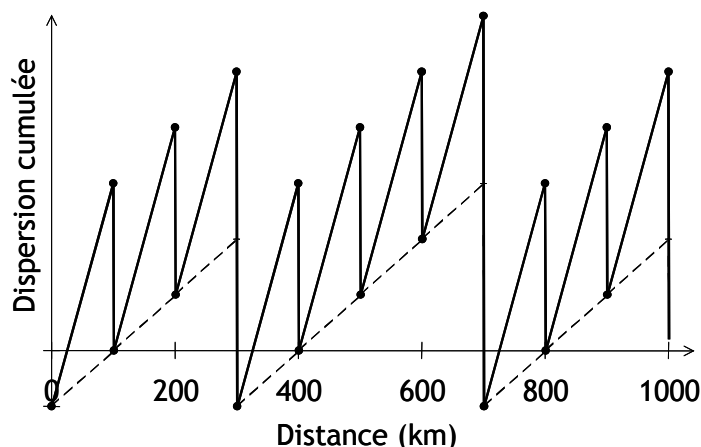


Figure II.12 : exemple de carte de dispersion « double période » des systèmes simulés

Chaque système simulé est constitué d'une fibre de ligne pouvant être soit la SSMF, de dispersion 17 ps/nm/km, soit la NZDSF+, de dispersion 4 ps/nm/km à 1550 nm. Leur pente de dispersion n'est pas prise en compte. La dispersion résiduelle en ligne des tronçons ne comportant pas de retour à zéro de la dispersion, sera la même pour chaque type de fibre. En conséquence, le pourcentage de compensation en ligne du tronçon sera plus élevé dans un système composé de SSMF que dans un système composé de NZDSF.

II.C.1.1.2 Spectres WDM simulés

Pour chaque format de modulation étudié, nous avons testé les deux configurations WDM que nous avons introduites, l'hybride et la DWDM.

Pour assurer un fonctionnement optimal des amplificateurs, un système WDM réel est généralement conçu pour que les canaux modulés soient équitablement répartis dans toute la bande passante des amplificateurs utilisés. Si nous travaillons avec 50 GHz d'espacement entre les canaux, nous pouvons placer environ 80 canaux dans toute la bande C, large d'une trentaine de nm.

En simulation, il est inutile, dans le cas général, de simuler un multiplex d'une telle largeur. Chaque canal n'interagit en effet qu'avec un nombre limité de canaux voisins. Générer numériquement un multiplex dont le nombre de canaux est très grand devant le nombre maximal de canaux interagissant avec un canal donné est donc inutile et très pénalisant en termes de temps de calcul.

C'est pourquoi nous ne considérons ici qu'un multiplex de 11 canaux, de largeur spectrale environ 4 nm, qui a été déterminé après des tests préliminaires qui ont montré qu'un multiplex plus large donnait des résultats tout à fait similaires. Nous nous intéressons ici à la performance du canal central de ce multiplex.

- Configuration « hybride 10-40 Gbit/s »

Dans le cas où ce sont les formats PSBT ou DQPSK qui sont utilisés pour la modulation à 40 Gbit/s, le spectre hybride considéré, composé de 11 canaux donc, est représenté sur la partie gauche de la Figure II.13. Le canal central, modulé selon ce format à 43 Gbit/s, se substitue à un canal NRZ modulé, comme les autres, à 10.7 Gbit/s. Ainsi ce canal à 43 Gbit/s n'est entouré que de canaux NRZ à 10.7 Gbit/s, tous étant espacés de 50 GHz les uns des autres. Le canal à 40 Gbit/s est un peu plus large spectralement que les canaux NRZ à 10 Gbit/s, mais malgré tout la largeur de son lobe principal est inférieure à 50 GHz. Donc il « rentre » dans la grille spectrale sans chevaucher les canaux voisins. Pour limiter encore plus la diaphotie résiduelle, chaque canal est filtré juste après l'émission

par un filtre gaussien d'ordre 2 et de largeur à 3 dB de 0.34 nm, soit inférieure à l'espacement entre canaux de 0.4 nm.

Quant au cas où le format DPSK est utilisé pour la modulation à 40 Gbit/s, une telle configuration WDM n'est pas envisageable. Le spectre DPSK est trop large. Pour envisager malgré tout une configuration hybride avec ce format DPSK, nous allons remplacer deux canaux NRZ contigus par un canal DPSK, centré sur la fréquence moyenne de celles de ces canaux NRZ. Ainsi les plus proches voisins NRZ du canal DPSK y sont situés à 75 GHz, ce qui est plus compatible avec la largeur spectrale de la DPSK. Cette configuration est représentée sur la partie droite de la Figure II.13. Les autres canaux NRZ sont toujours espacés entre eux de 50 GHz. Le canal DPSK modulé à cette longueur d'onde n'est plus centré sur la grille ITU, mais les nouvelles générations de filtres et de ROADM pourraient malgré tout être compatibles avec cette configuration WDM.

À noter que, dans tous les cas présentés ci-dessus, nous n'avons pas étudié l'influence des perturbations induites par les canaux à 40 Gbit/s sur les canaux à 10 Gbit/s. Les systèmes étudiés étant initialement prévus pour le débit de 10 Gbit/s, leurs marges de fonctionnement à ce débit sont suffisamment grandes pour contenir ces éventuelles perturbations. De plus, nous verrons à l'occasion de la vérification expérimentale décrite au §II.C.2 que de telles perturbations ne sont pas significatives.

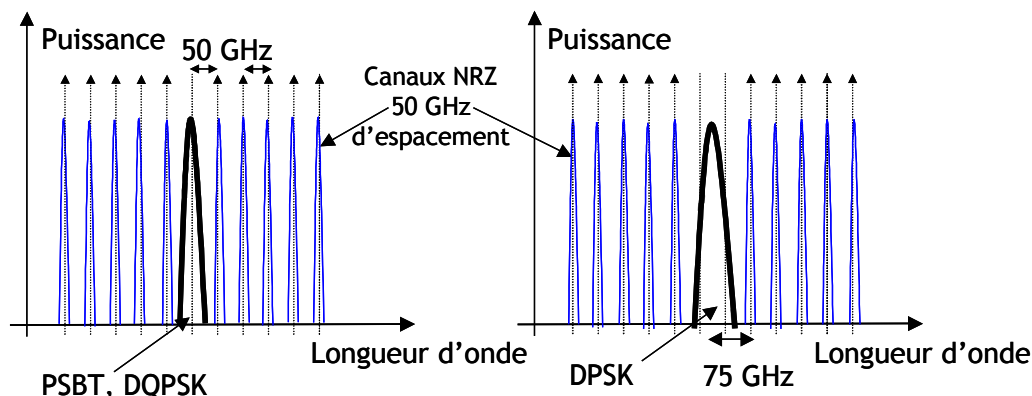


Figure II.13 : spectres simulés en configuration hybride 10-40 Gbit/s

- Configuration « DWDM à 40 Gbit/s »

Cette configuration est réalisée lorsque tous les canaux NRZ à 10 Gbit/s ont été remplacés par des canaux à 40 Gbit/s. Concernant les formats PSBT et DQPSK, la configuration simulée correspond à un multiplex composé de 11 canaux espacés de 50 GHz modulés par l'un de ces formats. Pour le format DPSK, cela correspond à un espacement final entre canaux DPSK de 100 GHz, puisque à chaque fois, 2 canaux NRZ à 10 Gbit/s sont remplacés par un canal DPSK à 40 Gbit/s. La densité spectrale d'information finale de ce système ne sera donc que de 0.4 bit/s/Hz, contre 0.8 bit/s/Hz avec les autres formats, mais elle aura malgré tout augmenté suite à l'augmentation du débit par canal.

- Paramètres de simulation

La longueur de la séquence binaire de DeBruijn utilisée pour la modulation du signal optique est de 256 bits pour le format PSBT à 40 Gbit/s, de 128 symboles pour la DQPSK à 40 Gbit/s (entrée dans le logiciel en tant que modulation à 20 Gbaud) et de 64 bits pour les canaux à 10 Gbit/s. Ainsi, la longueur temporelle des séquences modulées sera identique quel que soit le débit considéré. L'échantillonnage temporel et la longueur de la séquence, initialement déterminés pour le signal à 40 Gbit/s notamment en fonction de la largeur spectrale du multiplex à simuler, sont ajustés pour chaque débit de telle sorte que

le pas d'échantillonnage, et donc le nombre d'échantillons total du signal optique, soit aussi le même dans tous ces cas, afin de simplifier les calculs.

Dans chaque cas étudié, nous évaluons le seuil non-linéaire (NLT), défini à 1 dB de pénalité sur le facteur Q, des systèmes considérés. Pour chaque format, l'OSNR est fixé à une valeur donnant un BER en back-to-back compris entre 10^{-5} et 10^{-6} . Nous testons les 3 formats modulés à 43 Gbit/s, la PSBT, la DQPSK et la DPSK, qui sont situés au centre du multiplex simulé. Pour chaque format nous testons la configuration hybride 10-40 Gbit/s et la configuration DWDM à 40 Gbit/s, ainsi que 2 fibres de ligne. Les fibres de ligne utilisées sont la SSMF, de dispersion 17 ps/nm/km, et une fibre virtuelle de mêmes coefficients non-linéaires que la SSMF mais d'une dispersion de 4 ps/nm/km, identique à celle de la NZDSF. Nous appellerons cette fibre la NZDSF par souci de commodité.

Tous les canaux des multiplex étudiés ont une même puissance moyenne. Donc, pour une augmentation de la puissance du canal mesuré, la puissance de tous les autres canaux du multiplex prend la même valeur.

Les cartes de dispersion restent les mêmes pour chaque configuration étudiée, à ceci près que la post-compensation est plus finement optimisée que lorsque seuls des canaux à 10 Gbit/s étaient présents dans le multiplex, et que la pré-compensation est optimisée en fonction du format de modulation, pour chaque fibre de ligne.

Les résultats présentés dans ce chapitre ont été obtenus par calcul du BER selon la méthode de Forestieri, qui a ensuite été converti en facteur Q moyennant l'approximation gaussienne. Pour assurer une meilleure pertinence des résultats, nous avons calculé 5 fois le BER du canal central considéré, en modifiant à chaque fois le retard temporel relatif entre les différents canaux du multiplex. Les interactions non-linéaires s'en trouvent à chaque fois quelque peu modifiées, et donc ce sont les valeurs moyennes des facteurs Q calculés pour chaque retard temporel qui sont reportées.

II.C.1.2 Résultats numériques avec le format PSBT

La Figure II.14 montre le comportement du format PSBT dans les deux configurations WDM citées, et sur les deux fibres de ligne.

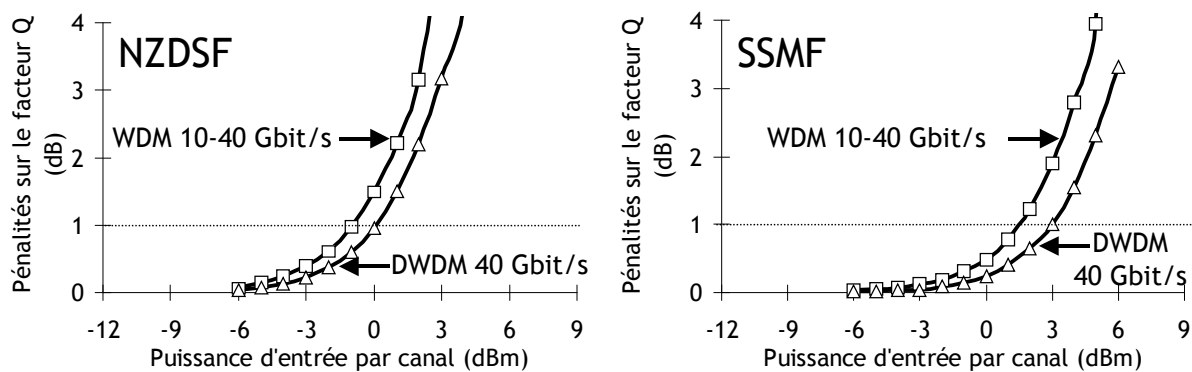


Figure II.14 : pénalités sur le facteur Q du canal central modulé en PSBT à 40 Gbit/s pour un OSNR de 17 dB/0.1nm, en fonction de la puissance d'entrée des canaux, espacés de 50 GHz, d'un multiplex hybride ou DWDM à 40 Gbit/s, sur fibres NZDSF et SSMF

Nous observons des tendances identiques pour chaque fibre de ligne, à savoir une diminution d'environ 1 dB du seuil non-linéaire en défaveur de la configuration hybride. Cependant, les seuils non-linéaires sont, dans l'absolu, plus faibles sur la fibre NZDSF que sur la fibre SSMF. La plus faible valeur de dispersion chromatique de la NZDSF a pour conséquence d'augmenter l'impact des effets non-linéaires croisés. De plus, nous avons vu au Chapitre 1 que les effets croisés sont plus pénalisants à 10 Gbit/s qu'à 40 Gbit/s [2.15].

Ceci explique le fait que la configuration hybride, résultant d'interactions non-linéaires avec des canaux à 10 Gbit/s, soit plus pénalisée que la configuration DWDM à 40 Gbit/s.

II.C.1.3 Résultats numériques avec le format DQPSK

La Figure II.15 montre les résultats des mêmes simulations réalisées cette fois avec une modulation 40 Gbit/s en DQPSK. L'OSNR est calculé de telle sorte que l'on ait des facteurs Q de référence similaires pour chaque format. Il est donc un peu plus faible pour la DQPSK que pour la PSBT. Les tendances observées sont identiques à celles obtenues avec la PSBT : plus faible seuil non-linéaire pour la configuration hybride que pour la configuration 40 Gbit/s pour une fibre donnée, et plus faible seuil non-linéaire sur fibre NZDSF que sur fibre SSMF pour une même configuration WDM.

Mais la différence majeure par rapport aux résultats obtenus avec la PSBT vient de la très forte dégradation du seuil non-linéaire lors du passage de la configuration DWDM 40 Gbit/s à la configuration hybride, pour chaque type de fibre : elle est d'environ 5 à 6 dB pour la DQPSK, contre environ 1 dB pour la PSBT. Ceci peut s'expliquer par le fait que les effets croisés, dans ce genre de configuration, sont essentiellement des effets de XPM, donc de modulation de phase. Il est donc logique que les formats modulés en phase, tels que la DQPSK, soient plus affectés par la XPM que la PSBT, sur laquelle une simple détection en intensité est effectuée.

La DQPSK n'est donc pas une solution à retenir pour la conception de systèmes hybrides, en particulier sur fibres à faible dispersion. Dans ce cas, le seuil non-linéaire est excessivement bas (environ -5 dBm pour la DQPSK contre -1 dBm pour la PSBT). De plus, les effets de bruit de phase non-linéaire n'ont pas été pris en compte dans ces simulations, ce qui laisse à supposer que les résultats concernant la DQPSK ont été sur-estimés.

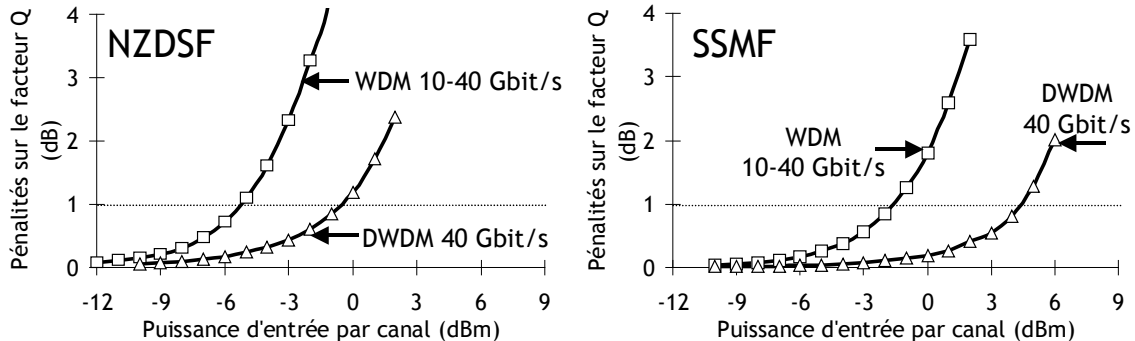


Figure II.15 : pénalités sur le facteur Q du canal central modulé en DQPSK à 40 Gbit/s pour un OSNR de 16 dB/0.1nm, en fonction de la puissance d'entrée des canaux, espacés de 50 GHz, d'un multiplex hybride ou DWDM à 40 Gbit/s, sur fibres NZDSF et SSMF

En revanche, en comparant les courbes de la configuration DWDM à 40 Gbit/s pour chaque format, nous pouvons voir que, dans le cas de la SSMF, le NLT de la DQPSK est similaire, voire meilleur que celui de la PSBT. La DQPSK est donc mieux adaptée à un multiplex composé de canaux tous modulés selon ce format à 40 Gbit/s, d'autant que ce format est plus tolérant à la PMD que la PSBT, ce qui peut s'avérer avantageux à ce débit.

II.C.1.4 Résultats numériques avec le format DPSK

Montrons maintenant, en Figure II.16, les résultats obtenus avec le format DPSK selon, d'une part, la configuration WDM hybride irrégulière telle que décrite sur la partie droite de la Figure II.13, et d'autre part, la configuration WDM 40 Gbit/s avec un espacement inter-canal de 100 GHz.

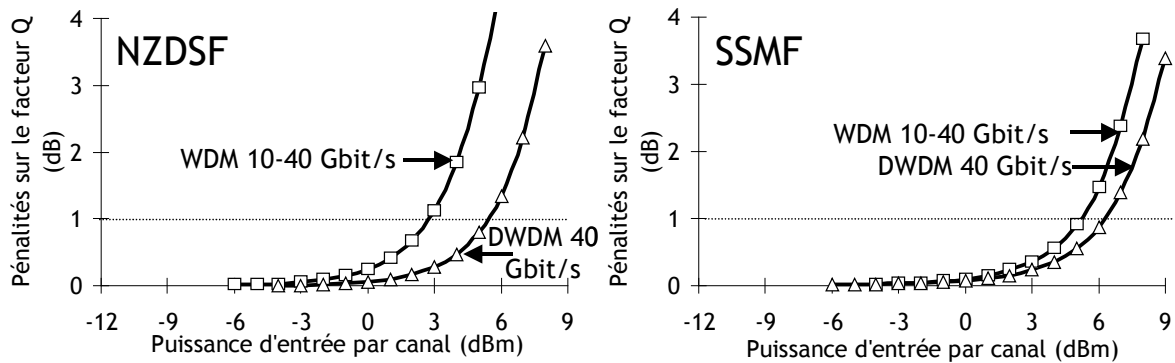


Figure II.16 : pénalités sur le facteur Q du canal central modulé en DPSK à 40 Gbit/s pour un OSNR de 13.5 dB/0.1nm, en fonction de la puissance d'entrée des canaux d'un multiplex hybride irrégulier ou WDM à 40 Gbit/s et 100 GHz d'espacement, sur fibres NZDSF et SSMF

Nous observons d'une part que la valeur des seuils non-linéaires est très élevée par rapport à celle des formats considérés précédemment, bien que les configurations WDM soient différentes et donc qu'une comparaison directe avec les performances des autres formats ait peu de sens ici. Nous observons aussi que les pénalités générées par le voisinage à 10 Gbit/s sont plus importantes sur NZDSF que sur SSMF, ce qui s'explique par l'impact plus important des effets croisés lorsque la dispersion est plus faible.

La meilleure tolérance aux effets non-linéaires de la DPSK par rapport à la DQPSK peut malgré tout s'expliquer de la manière suivante. La XPM entre deux canaux se produit lorsqu'un front (montant ou descendant) d'un symbole d'un canal donné interagit avec un symbole issu d'un autre canal, pendant tout le temps nécessaire à un canal pour « dépasser » l'autre du fait de leur différence de vitesses de propagation consécutive à la dispersion. Le temps-symbole de la DPSK étant deux fois plus court que celui de la DQPSK pour un même débit binaire, le temps de « dépassement » entre deux symboles DPSK est deux fois plus court que celui entre deux symboles DQPSK. La XPM entre deux symboles DPSK se produit donc pendant une durée deux fois plus courte que si elle se produisait entre deux symboles DQPSK. Elle y est donc plus importante. De plus, pour une même valeur de déphasage induite par XPM, celui-ci aura un impact relatif deux fois moins important sur la DPSK que sur la DQPSK, car les états de phase des différents symboles y sont deux fois moins rapprochés. Ces deux effets concordants font que la DQPSK est plus sensible à la XPM que la DPSK.

La DPSK peut donc aussi être considérée pour une augmentation progressive de la capacité des systèmes via une augmentation du débit binaire par canal. Comme elle est plus tolérante aux effets non-linéaires, ce peut être une solution intéressante pour les systèmes à très longue distance, notamment si la requête d'une capacité très élevée n'est pas une priorité.

Les résultats de ces études numériques ont été publiés dans l'article [2.10] et présentés à la conférence OFC'07 à Anaheim, en Californie.

II.C.2 Résultats expérimentaux

Nous avons étudié numériquement la résistance aux effets non-linéaires de canaux modulés à 40 Gbit/s injectés dans des systèmes initialement conçus pour 10 Gbit/s. Nous les avons étudiés dans le cas d'une configuration WDM hybride 10-40 Gbit/s et d'une configuration DWDM à 40 Gbit/s, sur la même grille spectrale à 50 GHz (du moins en ce qui concerne les formats PSBT et DQPSK) et sur fibres à faible dispersion et à forte dispersion.

Nous présentons ici la validation expérimentale des résultats obtenus sur fibres à faible dispersion, cas qui semble le moins favorable aux transmissions hybrides. Le même genre d'études comparatives que ci-dessus a donc été traité expérimentalement sur fibre NZDSF, entre le format RZ-DQPSK (dont le spectre est un peu plus large mais dont la sensibilité et la tolérance aux effets non-linéaires sont un peu meilleures que celles de la DQPSK) et le format PSBT optique, plus facile à générer que la PSBT électrique utilisée pour les simulations.

II.C.2.1 Montage expérimental

Le montage expérimental que nous avons utilisé pour effectuer une transmission expérimentale d'un signal WDM hybride 10-40 Gbit/s, est présenté en Figure II.17. Nous avons, pour cela, utilisé une boucle à recirculation telle que présentée au Chapitre 1.

L'émetteur est tout d'abord constitué d'un multiplex de 80 canaux NRZ modulés à 10.7 Gbit/s (prenant toujours en compte le sur-débit de 7% nécessaire au FEC) espacés de 50 GHz et s'étalant sur toute la bande C considérée, de 1530 nm à 1560 nm. Les canaux pairs et les canaux impairs sont modulés indépendamment, chacun par un modulateur distinct. De plus une fibre de 400 m est insérée au niveau des canaux pairs pour introduire une décorrélation temporelle avec les canaux impairs. Des contrôleurs de polarisation sont placés en sortie de chaque modulateur NRZ, ce qui aura son importance lorsque ces canaux vont interagir avec le canal à 40 Gbit/s. Après les contrôleurs de polarisation, les deux demi-multiplex NRZ (chacun ayant un espacement de 100 GHz entre canaux, mais dont les fréquences de l'un sont décalées de 50 GHz par rapport à celles de l'autre) sont couplés entre eux pour obtenir le multiplex NRZ à 50 GHz d'espacement.

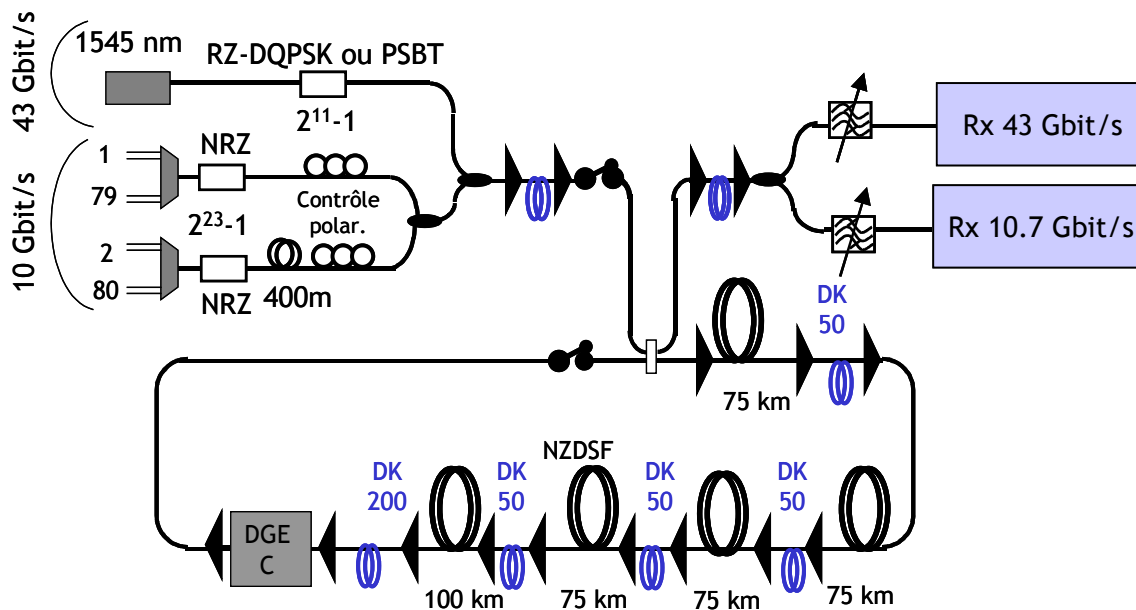


Figure II.17 : montage expérimental pour la transmission de la configuration hybride 10-40 Gbit/s

L'autre partie de l'émetteur est constituée d'un laser à la longueur d'onde de 1545.32 nm (soit la longueur d'onde la plus centrale du multiplex NRZ à 10 Gbit/s généré ci-dessus), modulée au débit de 43 Gbit/s selon un format RZ-DQPSK ou PSBT optique. Ce signal modulé à 40 Gbit/s est ensuite combiné avec le multiplex 10 Gbit/s (dans lequel nous avons préalablement pris soin d'éteindre le canal à 1545.32 nm) pour obtenir le multiplex hybride.

Les canaux NRZ sont modulés par une séquence PRBS de $2^{23}-1$ bits. Le canal RZ-DQPSK est modulé par une séquence précodée de $2^{11}-1$ bits qui donne, après détection différentielle, une séquence PRBS de $2^{11}-1$ bits. Un seul détecteur différentiel est utilisé pour détecter les signaux DQPSK, mais dans lequel le déphasage entre les deux bras peut prendre les deux valeurs possibles de $+\pi/4$ ou $-\pi/4$, ce qui permet de détecter successivement les deux bits (ou du moins de mesurer les BER correspondant aux deux bits) codés dans chaque symbole.

Après sa génération, le signal WDM hybride est injecté dans un premier EDFA, le « booster », incluant une DCF déterminant la valeur de la pré-compensation du système, puis il est injecté dans la boucle à recirculation. Celle-ci est composée de 5 tronçons de fibre NZDSF (4 de 75 km et 1 de 100 km) de dispersion valant environ 4.25 ps/nm/km à 1550 nm. La dispersion accumulée dans chaque tronçon de 75 km est compensée d'une valeur correspondant à une dispersion cumulée sur 50 km, soit aux 2/3, par un module de DCF alors appelé « DK 50 » (50 correspond au nombre de kilomètres de fibre de ligne compensés en dispersion par ce module de DCF). Le tronçon de 100 km est, quant à lui, compensé par un module « DK 200 », soit au double de sa dispersion cumulée. Ainsi nous retrouvons une configuration « double période » proche de celle utilisée dans les simulations numériques décrite en Figure II.12. La dispersion cumulée sur toute la longueur de la boucle est donc nulle ou quasi-nulle, et n'évolue alors quasiment pas après propagation sur plusieurs tours de boucle. Après les tronçons de fibre se trouve un filtre égaliseur de gain dynamique (Dynamic Gain Equalizer, DGE) dont le rôle est de réajuster la platitude du multiplex après propagation sur plusieurs tours de boucle. Les EDFA de la boucle sont réglés de manière à présenter une puissance de sortie de 18 dBm, ce qui correspond à une puissance par canal d'environ -1 dBm, compte tenu des 80 canaux du multiplex. Cette puissance est proche de la valeur optimale requise pour les systèmes à 10 Gbit/s dont la longueur est de l'ordre du millier de kilomètres. À noter que, contrairement aux simulations numériques présentées au paragraphe précédent, lorsque nous faisons varier la puissance d'entrée du canal à 40 Gbit/s, nous laissons la puissance des autres canaux du multiplex constante. Plus précisément, nous laissons la puissance de sortie de l'EDFA constante, ce qui veut dire que la somme des puissances de tous les canaux reste constante. Comme nous faisons varier la puissance d'un seul canal sur les 80 du multiplex, nous pouvons aisément négliger la diminution de puissance des 79 autres canaux qui en résulte.

Après propagation sur 2 tours de boucle (soit 800 km), le signal est amplifié une dernière fois (par le « pré-amplificateur ») tout en traversant une dernière DCF qui détermine la valeur de la post-compensation et donc de la dispersion résiduelle, avant d'être filtré pour sélectionner le canal à détecter. Dans le montage présenté ici, le signal est également séparé sur 2 voies après la dernière amplification : une voie pour la détection à 40 Gbit/s, et l'autre voie pour la détection à 10 Gbit/s.

Tout comme pour les simulations numériques, le BER mesuré après la détection est converti en facteur Q pour une meilleure lisibilité des résultats.

En ce qui concerne les taux d'erreurs mesurés sur les canaux NRZ, ils sont meilleurs que 10^{-9} ($Q > 15.5$ dB) au centre de la bande C et se dégradent un peu en bord de bande, tout en conservant des valeurs de cet ordre.

II.C.2.2 Résultats expérimentaux avec le format RZ-DQPSK

II.C.2.2.1 Espacement de 50 GHz entre canaux

Les résultats expérimentaux de la configuration hybride 10-40 Gbit/s avec le format RZ-DQPSK sont présentés en Figure II.18, via l'évolution du facteur Q en fonction de la

puissance d'entrée du canal RZ-DQPSK mesuré. Nous rappelons que seule la puissance du canal mesuré varie, la puissance des autres canaux restant quasi-inchangée à -1 dBm (via la puissance en sortie des EDFA fixée à 18 dBm).

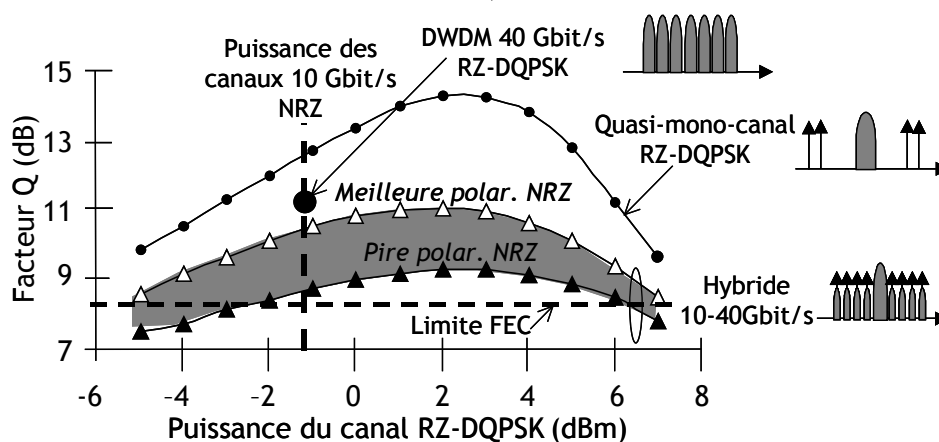


Figure II.18 : mesure expérimentale de l'impact des canaux NRZ à 10Gbit/s sur un canal RZ-DQPSK avec un espacement entre canaux de 50 GHz, en fonction de sa puissance.

Dans un premier temps, nous avons effectué des mesures sur un signal RZ-DQPSK dans une configuration « quasi-monocanal » qui permet d'approcher une configuration mono-canal tout en garantissant un fonctionnement optimal des EDFA. Cette configuration est obtenue à partir de la configuration hybride, mais au niveau de laquelle les 4 canaux NRZ adjacents au canal RZ-DQPSK sont éteints. Pour minimiser encore plus les interactions résiduelles avec les canaux NRZ restants, nous jouons sur les polarisations de ces canaux NRZ jusqu'à minimiser le taux d'erreurs obtenu sur le canal à 40 Gbit/s. Les interactions minimales sont bien sûr obtenues lorsque les canaux NRZ sont polarisés orthogonalement par rapport au canal RZ-DQPSK. Les mesures correspondant à cette configuration sont représentées sur la Figure II.18.

Les mêmes mesures sont ensuite effectuées en rallumant les canaux NRZ adjacents, et en considérant d'une part le meilleur cas de polarisation (lorsque les canaux NRZ sont polarisés orthogonalement par rapport au canal RZ-DQPSK), et d'autre part le pire cas, lorsque les polarisations sont alignées. Ce cas correspond aussi à celui modélisé lors des simulations, via le modèle scalaire, et ce doit être la configuration à prendre en compte pour la conception des systèmes.

Le seuil non-linéaire (que l'on définira ici comme le maximum de la courbe $Q=f(P)$) du système quasi-monocanal et du système hybride est d'environ 3 dB supérieur à la puissance des canaux NRZ. Mais nous observons une réduction significative de la valeur optimale du facteur Q d'environ 5 dB, lorsque le canal RZ-DQPSK s'entoure de canaux NRZ à 10 Gbit/s (le BER correspondant se dégrade de $9 \cdot 10^{-8}$ à $2 \cdot 10^{-3}$). La valeur du BER dans cette configuration est trop proche de la limite de fonctionnement du FEC pour permettre une conception fiable des systèmes industriels avec des marges suffisantes.

Si nous remplaçons tous les canaux NRZ par des canaux RZ-DQPSK à 40 Gbit/s, en générant ainsi la configuration « DWDM à 40 Gbit/s », et si nous fixons la puissance de tous les canaux à -1 dBm (en gardant toujours la puissance totale de 18 dBm), nous obtenons un facteur Q de 11.3 dB dans le pire cas de polarisation. Ce cas est également représenté en Figure II.18. Ce facteur Q est d'environ 2 dB supérieur au meilleur facteur Q obtenu en configuration hybride au pire cas de polarisation. Cela confirme le fait que, dans une configuration WDM avec 50 GHz d'espacement entre canaux, les effets de propagation consécutifs à la présence de canaux NRZ à 10 Gbit/s sont bien plus pénalisants pour un canal RZ-DQPSK que ceux consécutifs à la présence d'autres canaux RZ-DQPSK.

II.C.2.2.2 Espacement de 100 GHz entre canaux

Nous pouvons penser que la pénalité induite par les canaux NRZ sur le canal RZ-DQPSK pourrait être réduite lorsque l'on étudie une configuration à 100 GHz d'espacement entre canaux. Nous décrivons cela dans ce paragraphe, à travers deux cas typiques. Dans le premier cas, la puissance en sortie des EDFA est réduite de 3 dB (à 15 dBm), ce qui correspond à la même puissance par canal de -1 dBm (car il y a 2 fois moins de canaux dans le multiplex). Dans le second cas, la puissance de sortie reste identique, ce qui correspond à une puissance par canal double, soit de 2 dBm. Ce cas est plus pertinent que le cas précédent, car ces systèmes propageant un multiplex à 100 GHz d'espacement peuvent tolérer des tronçons plus longs ou peuvent atteindre des distances plus grandes que les systèmes précédemment étudiés à 50 GHz d'espacement, pour des performances similaires. Ils sont alors conçus pour fonctionner à des puissances par canal plus grandes, d'environ 2 ou 3 dB.

Dans chaque cas, tous les canaux NRZ sont modulés au moyen d'un seul modulateur, et leur polarisation est ajustée de manière à maximiser le BER, correspondant au pire cas concernant les interactions inter-canal. Les résultats expérimentaux obtenus pour chaque cas étudié sont reportés en Figure II.19. Sur cette figure ont également été rajoutés pour référence les résultats des mesures, issues de la Figure II.18, obtenues avec un espacement de 50 GHz entre canaux et correspondant au pire cas de polarisation.

Nous observons que la performance du canal RZ-DQPSK est quasi-similaire dans le cas de 50 GHz d'espacement et de -1 dBm/canal, et dans le cas de 100 GHz d'espacement et de 2 dBm/canal, soit 18 dBm en sortie des amplificateurs dans les deux cas. Si nous revenons à -1 dB/canal pour 100 GHz d'espacement, nous observons une augmentation du facteur Q optimal d'environ 2 dB. Mais cette marge de puissance supplémentaire requiert une puissance par canal plus faible que celle pour laquelle le système a été conçu, ce qui est incompatible avec les longues distances, où la limitation par le bruit se ferait sentir avant l'amélioration de la performance.

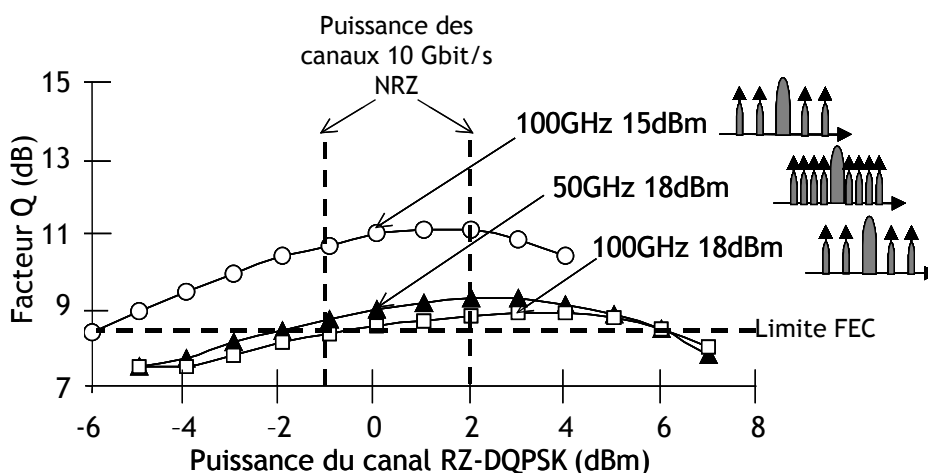


Figure II.19 : étude comparative de l'influence de l'espacement entre canaux dans une configuration hybride NRZ 10 Gbit/s - RZ-DQPSK 40 Gbit/s (en considérant uniquement le pire cas de polarisation)

II.C.2.3 Résultats avec la modulation PSBT

Les mêmes mesures que celles présentées en Figure II.18 ont été réalisées, mais cette fois avec le format PSBT optique, en gardant toujours la grille à 50 GHz.

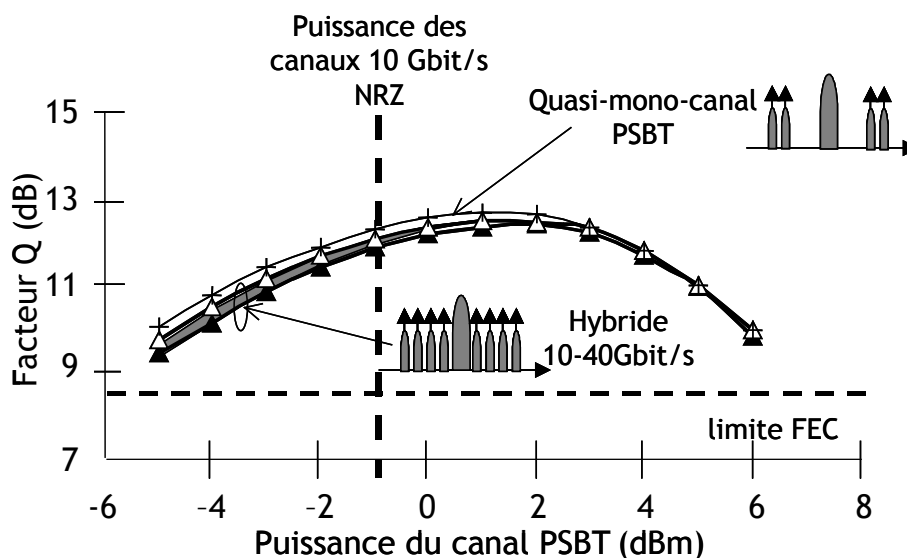


Figure II.20 : évolution de la performance du format PSBT en configuration « hybride 10-40 Gbit/s » avec un espacement entre canaux de 50 GHz, en fonction de la puissance de son canal.

Cette fois, nous n'observons, contrairement au cas de la DQPSK, qu'une très faible pénalité due aux effets non-linéaires croisés induits par les canaux voisins NRZ à 10 Gbit/s, comme cela a déjà été observé sur SMF en configuration DWDM à 40 Gbit/s [2.16]. L'impact de l'état de polarisation des canaux NRZ est également négligeable, et la pénalité due aux effets croisés est inférieure à 0.5 dB. Cela laisse supposer que la performance serait tout à fait similaire avec une grille à 100 GHz. En considérant le pire cas de polarisation, nous avons obtenu un facteur Q maximal de 12 dB, contre seulement 9.3 dB pour la RZ-DQPSK. Ceci confirme que la RZ-DQPSK, modulée en phase, est beaucoup plus sensible aux effets croisés de type XPM que la PSBT, détectée en amplitude.

Ces études expérimentales ont été publiées à l'occasion de la conférence ECOC 2006 qui s'est tenue à Cannes [2.11].

Conclusion du chapitre II

Au cours de ce chapitre nous avons mis en évidence un problème qui pourrait se poser au cours des prochaines années ou dizaines d'années si le trafic de données numériques continue à croître à son rythme actuel. Si les systèmes de transmission optique n'évoluent pas technologiquement, ils arriveront à saturation à ces échéances. Nous avons décrit ici une manière d'anticiper ce problème à moindre coût : en modifiant uniquement l'émetteur et le récepteur de systèmes déjà existants fonctionnant avec des canaux modulés à 10 Gbit/s, pour leur permettre de transmettre, sur la même grille WDM, des canaux modulés à un débit supérieur, 40 Gbit/s. Nous avons aussi envisagé la possibilité pour ceux-ci de cohabiter, au sein du multiplex, avec des canaux à 10 Gbit/s, dans le cas où une substitution progressive des canaux à 10 Gbit/s par des canaux à 40 Gbit/s serait envisagée pour suivre au plus près l'augmentation de la demande en capacité.

Pour les canaux modulés à 40 Gbit/s, nous avons étudié deux formats de modulation qui peuvent être potentiellement compatibles avec les fortes contraintes de ces systèmes mis à niveau, en particulier leur forte densité spectrale d'information. Ce sont la PSBT et la DQPSK.

Ces formats ont été testés d'abord numériquement dans plusieurs configurations typiques auxquels ils pourraient être confrontés dans ces systèmes. Deux types de fibre de ligne et deux configurations WDM ont été testées. Il est apparu que la DQPSK était très impactée par la présence de canaux voisins à 10 Gbit/s, en particulier sur fibres à faible dispersion. En revanche il en ressort aussi qu'elle tolérait relativement bien un voisinage d'autres canaux DQPSK à 40 Gbit/s, notamment sur fibres à forte dispersion. De plus sa bonne tolérance à la PMD, non prise en compte ici, peut être déterminante par rapport à d'autres formats. La PSBT tolère mieux, quant à elle, le voisinage de canaux à 10 Gbit/s.

Les résultats sur fibre à faible dispersion ont été confirmés expérimentalement, montrant une forte dégradation des performances de la DQPSK en présence de canaux voisins à 10 Gbit/s, alors que la PSBT n'était quasiment pas pénalisée. Certaines publications ont pourtant mis en avant les performances de la DQPSK dans ce genre de configuration WDM hybride [2.12], [2.14], mais ce n'était jamais dans le pire cas. C'est précisément ce pire cas qui a expérimentalement été testé ici [2.11], avec les très fortes dégradations observées.

Il ressort de cette étude que, pour assurer une transmission optimale au sein d'un multiplex comprenant à la fois des canaux à 10 Gbit/s et des canaux à 40 Gbit/s, la PSBT est le format de modulation le mieux adapté. La DQPSK est plus efficace au sein d'un multiplex composé uniquement de canaux modulés à 40 Gbit/s. La DPSK peut être une solution alternative à la PSBT pour les systèmes mixtes 10-40 Gbit/s sur très longues distances, si la requête d'une capacité très élevée n'est pas primordiale.

Bibliographie du chapitre II

- [2.1] E. Desurvire, « Optical Communications in 2025 », in proc. *ECOC'05*, Mo2.1.3, Glasgow, Scotland, Sept. 25-29, 2005
- [2.2] A. H. Gnauck, P. J. Winzer, « Optical Phase-Shift-Keyed Transmission », *IEEE J. Lightwave Technol.*, Vol. 23, n° 1, pp. 115-130, Jan. 2005
- [2.3] D. Penninckx, M. Chbat, L. Pierre, J.-P. Thiery, « The phase-shaped binary transmission (PSBT) : a new technique to transmit far beyond the chromatic dispersion limit », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol.9, n° 2, pp. 259-261, Feb. 1997
- [2.4] M. Ohm, T. Freckmann, « Comparison of Different DQPSK Transmitters with NRZ and RZ Impulse Shaping », in proc. *LEOS'04*, ThB2, July 1-2, 2004
- [2.5] C. R. Doerr, D. M. Gill, A. H. Gnauck, L. L. Buhl, P. J. Winzer, M. A. Cappuzzo, A. Wong-Foy, E. Y. Chen, L. T. Gomez, « Monolithic Demodulator for 40-Gb/s DQPSK Using a Star Coupler », *IEEE J. Lightwave Technol.*, Vol. 24, n° 1, pp. 171-174, Dec. 2005
- [2.6] F. Xiong, « Digital Modulation Techniques, chap. 4 », *Artech House*, 2002
- [2.7] G. Charlet, P. Tran, H. Mardoyan, M. Lefrançois, T. Fauconnier, F. Jorge, S. Bigo, « 151x43Gb/s transmission over 4080km based on Return-to-Zero-Differential Quadrature Phase-Shift Keying », in proc. *ECOC'05*, Th4.1.3, Glasgow, Scotland, Sept. 25-29, 2005
- [2.8] G. Charlet, J.-C. Antona, S. Lanne, P. Tran, W. Idler, M. Gorlier, S. Borne, A. Klekamp, C. Simonneau, L. Pierre, Y. Frignac, M. Molina, F. Beaumont, J.-P. Hamaide, S. Bigo, « 6.4 Tb/s (159x42.7Gb/s) Capacity over 21x100 km using bandwidth-limited phase-shaped binary transmission », in proc. *ECOC'02*, PD4.1, Copenhagen, Denmark, Sept. 8-12, 2002

- [2.9] A. H. Gnauck, P. J. Winzer, S. Chandrasekhar, C. Dorrer, "Spectrally Efficient (0.8 b/s/Hz) 1-Tb/s (25x42.7 Gb/s) RZ-DQPSK Transmission Over 28 100-km SSMF Spans With 7 Optical Add/Drops », in proc. *ECOC'04*, Th4.4.1, Stockholm, Sweden, Sept. 5-9 (2004)
- [2.10] M. Lefrançois, F. Houndonougbo, T. Fauconnier, G. Charlet, S. Bigo, « Cross comparison of the nonlinear impairments caused by 10 Gbit/s neighboring channels on a 40 Gbit/s channel modulated with various formats, and over various fiber types », in proc. *OFC'07*, JThA44, Anaheim, California, March 25-29, 2007
- [2.11] G. Charlet, H. Mardoyan, P. Tran, M. Lefrançois, S. Bigo, « Nonlinear Interactions Between 10Gb/s NRZ Channels and 40Gb/s Channels with RZ-DQPSK or PSBT Format, over Low-Dispersion Fiber », in proc. *ECOC'06*, Mo3.2.6, Cannes, France, Sept. 24-28, 2006
- [2.12] M. Daikoku, I. Morita, H. Tanaka, « Study of 40 Gbit/s Modulation Format to Upgrade 10 Gbit/s Long-Haul Transmission Systems with 50 GHz Channel Spacing », in proc. *ECOC'06*, Tu4.2.3, Cannes, France, Sept. 24-28, 2006
- [2.13] A. H. Gnauck, P. J. Winzer, S. Chandrasekhar, « Hybrid 10/40-G Transmission on a 50-GHz Grid Through 2800 km of SSMF and Seven Optical Add-Drops », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 17, n°10, pp. 2203-2205, Oct. 2005
- [2.14] C. Fürst, J.-P. Elbers, M. Camera, H. Wernz, H. Griesser, S. Herbst, F. Cavaliere, A. Ehrhardt, D. Breuer, D. Fritzsche, S. Vorbeck, M. Schneiders, W. Weiershausen, R. Leppla, J. Wendler, M. Schrödel, « 43 Gb/s RZ-DQPSK DWDM Field Trial over 1047 km with Mixed 43 Gb/s and 10.7 Gb/s Channels at 50 and 100 GHz Channel Spacing », in proc. *ECOC'06*, Th4.1.4, Cannes, France, Sept. 24-28, 2006
- [2.15] X. Liu, « Nonlinear effects in phase shift keyed transmission », in proc. *OFC'04*, ThM4, Los Angeles, California, Feb. 22-27 (2004)
- [2.16] G. Charlet, S. Lanne, L. Pierre, C. Simonneau, P. Tran, H. Mardoyan, P. Brindel, M. Gorlier, J.-C. Antona, M. Molina, P. Sillard, J. Godin, W. Idler, S. Bigo, « Cost-optimized 6.3Tbit/s capacity terrestrial link over 17x100km using Phase-Shaped Binary Transmission in a conventional all-EDFA SMF-based system », in proc. *OFC'03*, PD25, Atlanta, Georgia, March 23-28, 2003

CHAPITRE III. ÉTUDE NUMÉRIQUE DES EFFETS NON-LINEAIRES PREDOMINANTS DANS LES SYSTEMES A 40 GBIT/S : LES EFFETS INTRA-CANAUX

Le chapitre précédent faisait état des interactions non-linéaires impliquant des canaux modulés à 40 Gbit/s dans les systèmes à densité spectrale d'information élevée pouvant atteindre 0.8 bit/s/Hz. Dans de tels systèmes, très denses, ces interactions entre canaux jouaient un rôle déterminant.

Cependant, comme nous l'avons également vu au chapitre précédent, ces systèmes DWDM sont issus d'une mise à niveau des systèmes actuellement en service, initialement conçus pour un fonctionnement optimal au débit de 10 Gbit/s par canal. Le fait qu'ils soient utilisés pour des applications pour lesquelles ils n'étaient pas initialement destinés font qu'ils présentent de fortes contraintes en ce qui concerne la propagation de signaux à 40 Gbit/s.

Pour augmenter la capacité que peuvent traiter les systèmes de transmission optique, il est aussi tout à fait possible de concevoir des systèmes prévus directement pour être utilisés à un débit de 40 Gbit/s par canal. Ces systèmes doivent bien sûr comporter une densité spectrale d'information plus grande que celle des systèmes à 10 Gbit/s pour pouvoir traiter une capacité plus importante mais, par exemple, si elle n'est que doublée par rapport à celle des systèmes à 10 Gbit/s, cela peut suffire à répondre à l'augmentation de la demande en capacité. De plus, ces systèmes, moins contraignants en termes d'effets de propagation et directement conçus pour 40 Gbit/s par canal, peuvent permettre d'atteindre des distances plus grandes que les systèmes DWDM initialement conçus pour 10 Gbit/s.

Une densité spectrale d'information de 0.4 bit/s/Hz dans un système modulé à 40 Gbit/s par canal correspond à un espacement entre canaux de 100 GHz. Ces systèmes de nouvelle génération nécessitent bien sûr un déploiement complet d'une nouvelle ligne. Ils sont donc plus coûteux à mettre en place que les systèmes dont nous avons parlé au chapitre précédent, mais ce surcoût peut facilement être compensé par les performances meilleures attendues pour ces systèmes.

Le travail reporté dans ce chapitre est une étude préliminaire à l'étude de ces nouveaux systèmes, qui sera présentée au Chapitre 4. Nous avons vu au Chapitre 1 que plus le débit des canaux augmentait, plus la prédominance des effets non-linéaires intra-canaux par rapport aux effets non-linéaires croisés se manifestait. Et dans le cas de systèmes de transmission optique modulés à 40 Gbit/s dont la densité spectrale d'information est d'au plus 0.4 bit/s/Hz, les effets intra-canaux sont les effets prépondérants [3.1]. Nous parlons alors d'un régime de propagation pseudo-linéaire [3.2].

Pour concevoir des systèmes à 40 Gbit/s performants, il importe donc de bien connaître les effets intra-canaux. Leur étude est précisément l'objet de ce chapitre. Comme nous l'avons vu, les effets intra-canaux peuvent se décomposer, à l'instar des effets croisés, en l'automodulation de phase intra-impulsion i-SPM, la modulation de phase croisée intra-canal i-XPM et le mélange à quatre ondes intra-canal i-FWM. Depuis qu'ils ont été identifiés, en 1999 [3.1], ces effets ont fait l'objet de nombreuses études, tant

analytiques [3.3] que résultant d'études numériques ou de mesures de déformation de l'œil [3.4].

Au cours de la première partie de ce chapitre nous allons présenter un outil numérique permettant d'étudier l'influence spécifique de chaque effet non-linéaire intra-canal sur la qualité du signal optique après une transmission mono-canal, assimilée à une transmission pseudo-linéaire, où les effets croisés sont négligeables. Nous avons appliqué cet outil au format RZ-50% [3.5], [3.6].

Dans la seconde partie du chapitre nous allons décrire et évaluer des formats de modulation spécialement conçus pour qu'ils présentent une résistance accrue aux effets intra-canaux par rapport aux formats conventionnels. Nous pourrions ainsi sélectionner les meilleurs formats pour une utilisation dans les systèmes à 40 Gbit/s fonctionnant en régime pseudo-linéaire.

III.A Étude du découplage des effets intra-canaux

III.A.1 Méthode numérique de découplage

Pour effectuer des simulations ne prenant en compte qu'une partie des effets non-linéaires intra-canaux, nous suivons le même principe que pour effectuer des simulations WDM ne prenant en compte qu'une partie des effets croisés, comme décrit au Chapitre 1, en effectuant un découplage des effets non-linéaires. La différence vient du fait que les canaux ne sont plus issus d'un signal WDM, mais ils sont définis de la manière présentée en Figure III.1, reprenant le principe d'un démultiplexage temporel.

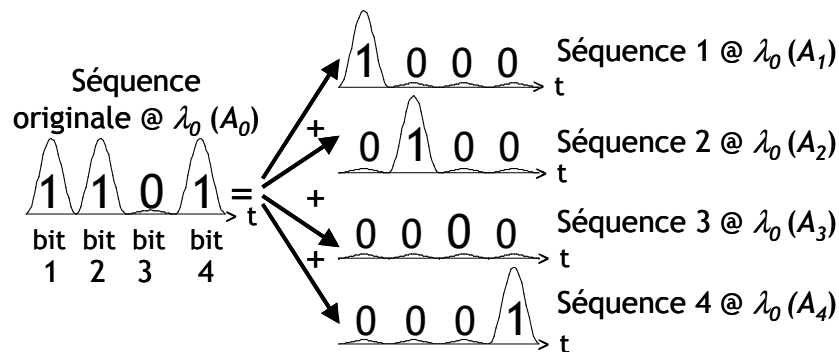


Figure III.1 : exemple de division d'un signal optique en 4 canaux modulés selon des séquences différentes, en vue de séparer les effets intra-canaux

Tout d'abord, nous considérons autant de canaux qu'il y a de symboles dans la séquence optique simulée. Le canal n° i sera alors défini comme la modulation d'un signal binaire composé uniquement de symboles codant un « 0 », sauf au niveau du symbole n° i , qui codera le i^{e} bit de la séquence binaire initiale, comme montré Figure III.1 dans le cas de 4 canaux, pour une modulation RZ. Ainsi chaque canal ne prend en compte qu'un seul symbole. À noter bien sûr que tous ces canaux sont modulés à la même longueur d'onde, λ_0 . De plus, l'éventuelle puissance résiduelle au niveau de chaque symbole 0 de chaque canal ainsi créé doit être divisée par le nombre de canaux, pour garantir une puissance totale du symbole constante.

Ensuite, après avoir créé ce multiplex particulier, nous considérons, de la même manière que nous l'avons fait dans le cas du découplage des effets non-linéaires croisés, un système d'équations de Schrödinger non-linéaires (NLSE) couplées, dont le terme non-linéaire est rappelé ici, pour chaque équation du système :

$$\frac{\partial A_j(z,t)}{\partial z} = i\gamma \left(A_j \left(|A_j|^2 + 2 \sum_{k \neq j} |A_k|^2 \right) + \sum_{k \neq j} \sum_{l \neq j} A_k A_l A_{k+l-j}^* \right)$$

Équation III.1

A_j correspond au j^e canal tel que créé d'après ma méthode décrite ci-dessus.

Les différents effets intra-canaux (l'i-SPM, l'i-XPM et l'i-FWM) peuvent également se reconnaître de la même façon que nous avons reconnu les effets croisés dans le cas d'un signal WDM [3.2], [3.8]. Nous pouvons donc les prendre en compte ou non dans les simulations en opérant de la même façon : par un système d'équations couplées ne prenant en compte que les termes correspondant aux effets que nous voulons simuler.

Pour isoler l'i-SPM, il suffit de résoudre le système composé des équations suivantes, chacune correspondant à un canal tel que défini en Figure III.1:

$$\left(\frac{\partial A_j(z,t)}{\partial z} \right)_{i\text{-SPM}} = i\gamma |A_j|^2 A_j$$

Équation III.2

Pour isoler l'i-SPM et l'i-XPM, il suffit de considérer les équations suivantes :

$$\left(\frac{\partial A_j(z,t)}{\partial z} \right)_{i\text{-SPM} \& i\text{-XPM}} = i\gamma \left(|A_j|^2 + 2 \sum_{k \neq j} |A_k|^2 \right) A_j$$

Équation III.3

Celles-ci peuvent être simplifiées en

$$\left(\frac{\partial A_j(z,t)}{\partial z} \right)_{i\text{-SPM} \& i\text{-XPM}} = i\gamma \left(2|A_0|^2 - |A_j|^2 \right) A_j$$

Équation III.4

A_0 étant l'amplitude du signal optique global se propageant dans la fibre.

Le terme correspondant au FWM généré sur A_j , $\sum_{k \neq j} \sum_{l \neq j} A_k A_l A_{k+l-j}^*$, est incalculable dans un temps raisonnable. Pour la simulation d'une séquence de N bits, le temps de calcul, déjà suffisamment long du fait de la résolution du système d'équations couplées, serait encore multiplié par N^2 , ce qui n'est pas acceptable en pratique. Sans parler de la mémoire supplémentaire qui serait nécessaire, alors que la résolution du système couplé en occupe déjà aussi une grande partie.

Pour simuler l'i-FWM, nous allons plutôt utiliser une approximation consistant à dire que les termes liés à l'i-FWM sont obtenus par soustraction des termes liés aux effets que nous ne voulons pas simuler, au signal total. Ainsi, les équations couplées correspondant à la simulation de l'i-SPM et de l'i-FWM correspondent à :

$$\left(\frac{\partial A_j(z,t)}{\partial z} \right)_{i\text{-SPM} \& i\text{-FWM}} = i\gamma \left(|A|^2 - 2 \sum_{k \neq j} |A_k|^2 \right) A_j$$

Équation III.5

La simulation de ce terme prend alors un temps plus raisonnable, car il n'y a plus de double somme. Cependant, le terme simulé prend en compte tous les termes d'i-FWM dans lesquels le symbole j est impliqué. Cela veut dire que ce terme prend aussi en compte des contributions de l'i-FWM généré sur des symboles autres que le j^{e} mais qui seront malgré tout sur le j^{e} canal, au niveau d'un symbole censé coder un « 0 ». De même il ne prend pas en compte toutes les contributions de l'i-FWM généré sur le symbole j , qui sont alors générées au niveau de ce symbole sur un autre canal. Ce terme est donc approximatif. Nous avons cependant vérifié sa validité, en simulant d'une part une transmission comprenant tous les effets intra-canaux par résolution de la NLSE globale, et d'autre part en considérant les équations couplées prenant en compte tous les effets non-linéaires dans le cas où, justement, dans chaque équation, les termes correspondant à l'i-FWM pouvaient générer cet effet sur d'autres canaux que celui correspondant à l'équation considérée. Le résultat est identique. Donc, étant donné que lors d'une simulation avec effets intra-canaux découplés, le fait de créer des contributions d'i-FWM sur des symboles ne correspondant pas à leur canal ne semble pas perturber le calcul de l'état du signal, nous pouvons raisonnablement considérer l'Équation III.5, dans laquelle les termes liés à l'i-XPM ont été supprimés du terme global, comme étant une bonne approximation du calcul de la propagation dans laquelle seuls l'i-SPM et l'i-FWM sont pris en compte, notamment en considérant l'importante réduction du temps de calcul qui en découle.

III.A.2 Étude des différents effets intra-canaux dans le cas du format RZ

Nous présentons ici les résultats de l'étude montrant, au moyen de cet outil numérique, l'impact de ces différents effets non-linéaires intra-canaux sur une transmission mono-canal à 43 Gbit/s (pour prendre en compte le sur-débit du FEC) avec une modulation selon le format RZ-50%.

III.A.2.1 Paramètres de simulation

Nous considérons ici une carte de dispersion terrestre simple période montante, de 15×100 km. Nous testons, comme dans le Chapitre 2, deux fibres de ligne, la SSMF de dispersion 17 ps/nm/km et une fibre virtuelle inspirée de la NZDSF, de dispersion 4 ps/nm/km mais dont les coefficients non-linéaires sont identiques à ceux de la SSMF. Nous ne prenons pas en compte leur pente de dispersion. Pré- et post-compensation sont optimisées, et la dispersion résiduelle en ligne est de +50 ps/nm pour la SSMF, et de +25 ps/nm pour NZDSF. Au niveau de la réception, le filtre optique utilisé est large de 0.8 nm, et le filtre électrique après détection est large de 30 GHz.

Les simulations sont effectuées sans bruit d'ASE, mais l'OSNR du signal est fixé à la fin de la transmission à une valeur de 16.5 dB/0.1nm pour une puissance d'entrée de 0 dBm, et varie comme la puissance du signal, dans le but de calculer une courbe $Q=f(\text{Puissance d'entrée})$ telle qu'elle peut être obtenue expérimentalement. Nous estimons la tolérance aux différents effets intra-canaux de chaque configuration simulée par le biais du seuil non-linéaire déterminé par la puissance correspondant au maximum de cette courbe.

III.A.2.2 Détermination de la longueur de séquence optimale

En ce qui concerne la longueur de la séquence binaire à simuler, des études ont montré que des séquences (de DeBruijn) très longues, jusqu'à 2^{15} bits voire plus, sont nécessaires pour que les résultats de simulation d'une transmission à 40 Gbit/s soient significatifs. Comme nous l'avons vu au Chapitre 1, la longueur de séquence nécessaire est d'autant plus grande que l'excursion de dispersion dans le système est grande et que le

débit est élevé [1.32]. Or simuler une transmission optique modulée avec une telle séquence requiert un très long temps de calcul et une place mémoire importante, ce qui peut vite dépasser la puissance de la machine, surtout en effectuant une simulation avec équations couplées. Dans ce cas en effet, la simulation correspond à une résolution d'un système comportant un nombre d'équations égal à la longueur de la séquence, qui peut donc très rapidement prendre de la place mémoire si la longueur de la séquence augmente. Pour mieux évaluer l'impact de la longueur de séquence sur le calcul des performances de la transmission, nous avons effectué une étude préliminaire en simulant tous les effets intra-canaux lors d'une transmission sur SSMF et sur NZDSF comme fibres de ligne, avec différentes longueurs de séquence. Les résultats sont présentés Figure III.2.

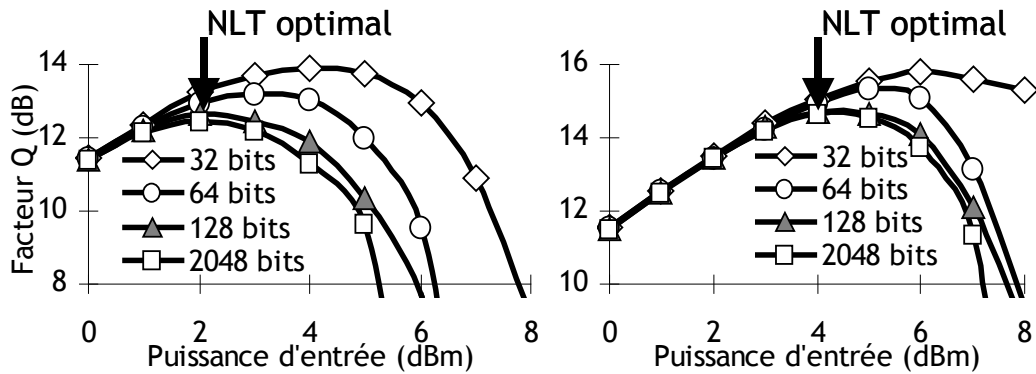


Figure III.2 : influence de la longueur de la séquence binaire sur une transmission à 40 Gbit/s sur fibre à forte dispersion (à gauche) et sur fibre à faible dispersion (à droite)

Nous observons que les résultats obtenus avec une séquence de 128 bits sont très proches de ceux obtenus avec une séquence de 2048 bits, et en particulier le seuil non-linéaire de la configuration correspondante, dont nous rappelons qu'il correspond au maximum de la courbe. Les séquences de 256, 512 et 1024 bits n'ont pas été représentées par souci de clarté, mais elles donnent également des résultats similaires. Nous pouvons donc raisonnablement penser que les séquences supérieures se comporteront de la même manière. Dans toute la suite de ces simulations, nous avons donc utilisé des séquences de DeBruijn de 128 bits.

III.A.2.3 Influence de l'i-SPM et de l'i-XPM

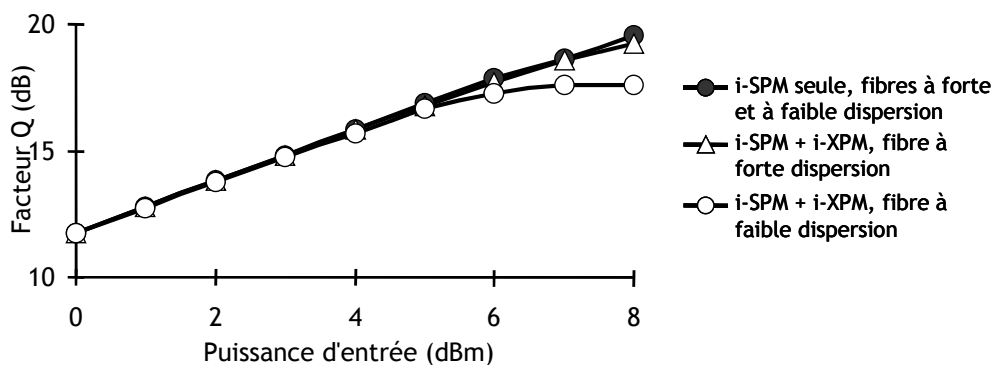


Figure III.3 : influence de l'i-SPM et de l'i-XPM sur les transmissions à faible et à forte dispersion

Nous nous intéressons ici à l'influence de l'automodulation de phase intra-impulsion et de la modulation de phase intra-canal, pour les configurations à forte dispersion et à

faible dispersion en ligne. Les résultats de simulation sont présentés en Figure III.3. Lorsque seule l'i-SPM est simulée, il n'y a quasiment pas de dégradations dues aux effets non-linéaires au niveau des puissances considérées, et ce quelle que soit la fibre de ligne prise en compte. Les dégradations dues aux effets non-linéaires intra-canaux proviennent donc majoritairement de l'i-XPM et de l'i-FWM, que nous avons étudiés plus précisément.

L'impact de l'i-XPM est plus important sur les fibres à faible dispersion que sur les fibres à forte dispersion. Cela confirme le fait mentionné au Chapitre 1 et dans [1.16], stipulant que l'impact de l'i-XPM est plus faible lorsque la dispersion augmente, à cause d'un certain moyennage de cet effet.

III.A.2.4 Influence de l'i-FWM

Lorsque nous prenons en compte l'influence de tous les effets intra-canaux, nous voyons, sur la Figure III.4, que le seuil non-linéaire de la transmission sur fibre à forte dispersion est plus faible que celui de la transmission sur fibre à faible dispersion, bien que dans ce cas l'effet d'i-XPM soit moins important, comme nous l'avons vu sur la Figure III.3. L'i-FWM est d'autant plus pénalisant que la dispersion est importante, car le chevauchement des impulsions les unes sur les autres est favorisé, condition nécessaire à la génération d'i-FWM.

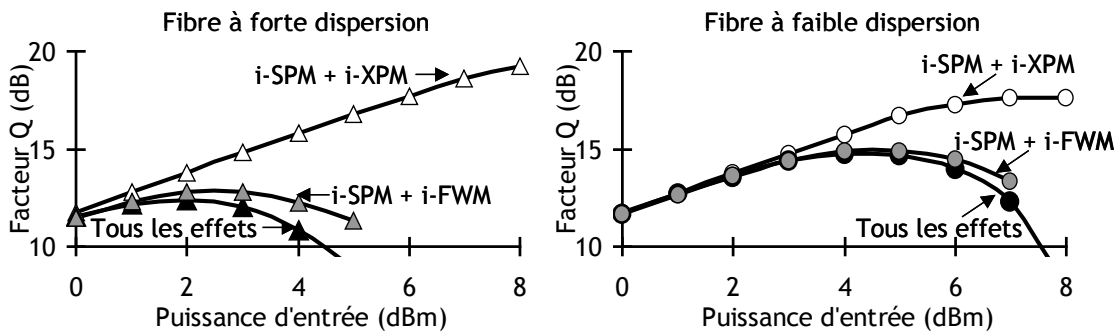


Figure III.4 : influence de l'i-FWM sur fibre à forte dispersion (à gauche) et sur fibre à faible dispersion (à droite)

Nous montrons aussi, sur cette figure, les résultats de simulation prenant en compte uniquement l'i-SPM et l'i-FWM en utilisant le modèle approché décrit au §III.A.1. Les résultats de ce modèle sont très proches du cas où tous les effets intra-canaux sont pris en compte, pour les deux types de fibre de ligne. Ces résultats montrent que l'impact relatif de l'i-XPM est faible devant celui de l'i-FWM, même dans le cas des fibres à faible dispersion, cas qui est souvent répertorié comme étant le plus dégradé par l'i-XPM [3.3]. Cependant nous rappelons que nous travaillons à carte de dispersion optimisée. Or l'impact de l'i-XPM dépend fortement de la carte de dispersion, et notamment de la pré-compensation. Pour s'en convaincre, nous avons tracé en Figure III.5 les diagrammes de l'œil obtenus après transmission sur fibre à faible dispersion pour une puissance de 6 dBm, proche du seuil non-linéaire, en ne prenant en compte que l'i-SPM et l'i-XPM. Celui de gauche correspond à une carte de dispersion optimisée, et celui de droite est calculé à partir d'une transmission pour laquelle la pré-compensation a été décalée de quelques centaines de ps/nm par rapport à sa valeur optimale. Nous voyons que la gigue temporelle est beaucoup plus importante lorsque la pré-compensation n'est pas optimisée, ce qui laisse supposer un impact de l'i-XPM beaucoup plus grand dans ce cas, pouvant potentiellement être plus important que l'impact de l'i-FWM.

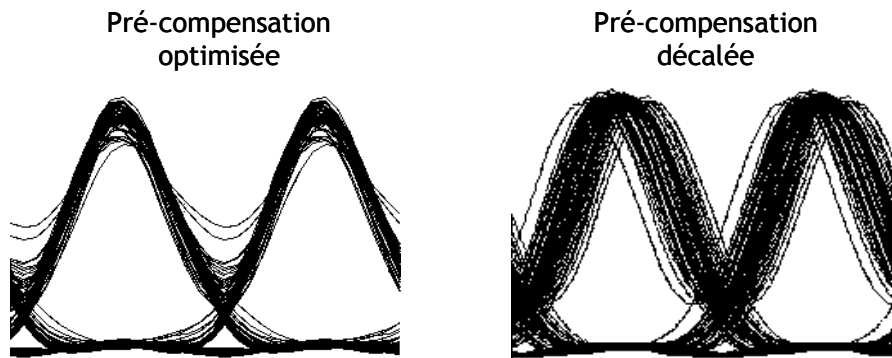


Figure III.5 : diagrammes de l'œil correspondant aux effets i-SPM et i-XPM simulés, obtenus pour une puissance de 6 dBm après transmission sur fibre à faible dispersion.

Avec une optimisation fine de la pré-compensation, l'impact de l'i-XPM est réduit de manière significative.

La Figure III.6 représente des diagrammes de l'œil obtenus en régime non-linéaire (à une puissance d'entrée de 5 dBm pour les fibres à forte dispersion, et de 7 dBm pour les fibres à faible dispersion) pour chaque fibre de ligne simulée. Certains prennent en compte tous les effets intra-canaux, et d'autres seulement l'i-SPM et l'i-FWM.

Dans chaque cas, la gigue temporelle est limitée, notamment lorsqu'elle est comparée au cas où la pré-compensation n'est pas optimisée, ce qui confirme le faible impact de l'i-XPM, en particulier sur les fibres à forte dispersion.

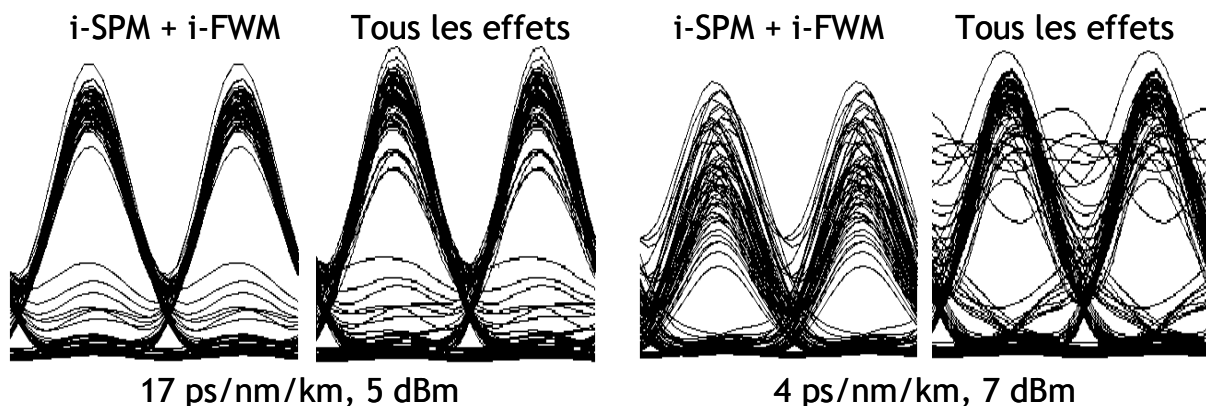


Figure III.6 : diagrammes de l'œil obtenus après transmission sur fibre à forte dispersion avec une puissance d'entrée de 5 dBm, et sur fibre à faible dispersion avec une puissance d'entrée de 7 dBm, avec prise en compte ou non de l'i-XPM.

Les diagrammes correspondant à la fibre à forte dispersion présentent de fortes fluctuations d'amplitude au niveau haut, et des niveaux de puissance élevés au niveau bas, qui correspondent à ce que l'on a nommé des « impulsions fantômes » au Chapitre 1.

Les diagrammes correspondant à la fibre à faible dispersion présentent toujours de fortes fluctuations d'amplitude au niveau haut, mais curieusement pas ces impulsions fantômes. Du fait de la dispersion chromatique plus faible, nous pouvons penser que l'étalement et le chevauchement des impulsions n'est pas suffisant pour générer de l'énergie là où il n'y en a pas, auquel cas trois impulsions provenant de temps-bits différents de celui où une impulsion fantôme peut être générée doivent s'y superposer. Pour générer des fluctuations d'amplitude au niveau haut, l'impulsion concernée peut participer à l'i-FWM avec ses deux voisins (par le biais du triplet $A_1 A_1 A_0^*$ par exemple), ce qui requiert une dispersion cumulée plus faible.

III.A.2.5 Conclusion de cette étude

Nous avons proposé une méthode permettant un découplage des différents effets non-linéaires intra-canaux, suivant le même principe que le découplage des effets non-linéaire croisés dans le cas d'une transmission WDM.

En mettant en application cette méthode sur le format RZ-OOK 50% modulé à 43 Gbit/s, nous en avons conclu que l'effet non-linéaire intra-canal le plus pénalisant était le mélange à quatre ondes intra-canal, en considérant des cartes de dispersion optimisées. Dans ce cas, cet effet s'avère être le plus pénalisant quel que soit le type de fibre de ligne utilisé, même si sa dispersion chromatique est faible. Mais cet i-FWM ne se manifeste pas toujours de la même façon. Si la génération d'impulsions fantômes est très importante sur fibres à forte dispersion, elle est quasiment inexistante sur fibres à faible dispersion. En revanche, de fortes fluctuations d'amplitude subsistent dans chaque cas.

Cette étude a fait l'objet d'une intervention à la conférence *ECOC'05* [3.5] à Glasgow, ainsi que d'une publication dans le journal *Optics Letters* [3.6].

III.B Étude de formats de modulation avancés spécifiquement conçus pour leur résistance aux effets intra-canaux

Nous avons décrit au paragraphe précédent une méthode permettant le découplage des effets non-linéaires intra-canaux, et nous l'avons appliquée au format RZ. Nous allons étudier ici une série de formats de modulation plus élaborés dont certains sont conçus spécialement pour offrir une plus grande résistance aux effets intra-canaux. Ce paragraphe a pour but de déterminer quels formats peuvent être utilisés pour des transmissions WDM à 40 Gbit/s dont la densité spectrale d'information ne dépasse pas 0.4 bit/s/Hz.

La tolérance aux effets intra-canaux peut être accrue en utilisant des méthodes spécifiques, qui sont l'ajout d'une sur-modulation de phase périodique, l'utilisation du codage en phase ou l'utilisation de l'alternance de polarisation.

Nous décrivons ici différents formats de modulation générés suivant ces techniques, et évaluons leur résistance aux effets intra-canaux de la même façon que nous l'avons faite pour le format RZ au paragraphe précédent, mais sans opérer de découplage.

III.B.1 Utilisation de la sur-modulation de phase périodique

La sur-modulation de phase périodique est appliquée au signal optique déjà modulé suivant l'information à transmettre et éventuellement déjà sur-modulé en amplitude, au moyen d'un modulateur externe supplémentaire. Cette modulation de phase peut consister en un signal carré, pour générer un format modulé avec alternance de phase. Elle peut aussi consister en un signal sinusoïdal, nous parlerons alors de format *chirpé*. La période de cette modulation de phase peut être égale, suivant les cas, à 1, 2 ou 4 temps-bits.

III.B.1.1 Sur-modulation de phase carrée

Le format sur-modulé en phase le plus simple à réaliser, et dont nous avons déjà parlé, est le CS-RZ. Il consiste en une modulation RZ-67% dans laquelle est opérée une alternance de phase entre 0 et π d'un bit à l'autre. Il a l'avantage de s'obtenir à l'aide d'un seul MZM supplémentaire par rapport au NRZ, sur lequel est appliqué un signal modulé à la fréquence moitié de la fréquence d'information du signal, et centré sur la tension d'annulation de la fonction de transfert.

D'autres sur-modulations de phase périodiques sont réalisables au moyen de modulateurs de phase simple. Nous parlerons alors de formats AP-RZ (Alternate-Phase RZ) de profondeur de modulation égale à l'amplitude en phase de cette modulation, par exemple de $\pi/2$ AP-RZ pour un format AP-RZ de profondeur $\pi/2$. Le CS-RZ peut être assimilé à un format π AP-RZ.

Dans le cas général, les formats AP-RZ nécessitent l'utilisation de trois modulateurs : un MZM modulant la séquence binaire, un autre modulant le RZ, et un modulateur de phase effectuant la sur-modulation de phase carrée. La Figure III.7 représente un schéma de la méthode de génération d'un format AP-RZ. Ce schéma pourra être retrouvé en annexe, où sont récapitulés les schémas des méthodes de génération de tous les formats évoqués dans ce mémoire, accompagnés de leurs principales caractéristiques.

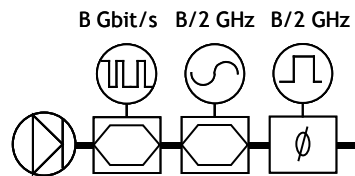


Figure III.7 : schéma de génération d'un format AP-RZ

La Figure III.8 montre l'impact des effets non-linéaires sur ces formats OOK (NRZ, RZ, CS-RZ et $\pi/2$ -AP-RZ).

Nous voyons dans un premier temps que la sensibilité du format RZ est légèrement meilleure que celle du format NRZ, conformément à ce que nous avons évoqué au Chapitre 1. De plus, notamment sur fibre à faible dispersion, sa tolérance aux effets non-linéaires est un peu plus importante.

La tolérance aux effets non-linéaires du CS-RZ est un peu plus importante que celle du RZ sur les deux fibres. Par contre le $\pi/2$ AP-RZ est significativement plus tolérant que le RZ et le CS-RZ sur fibres à forte dispersion, alors que sa tolérance est à peu près la même que celle des autres formats sur les fibres à faible dispersion.

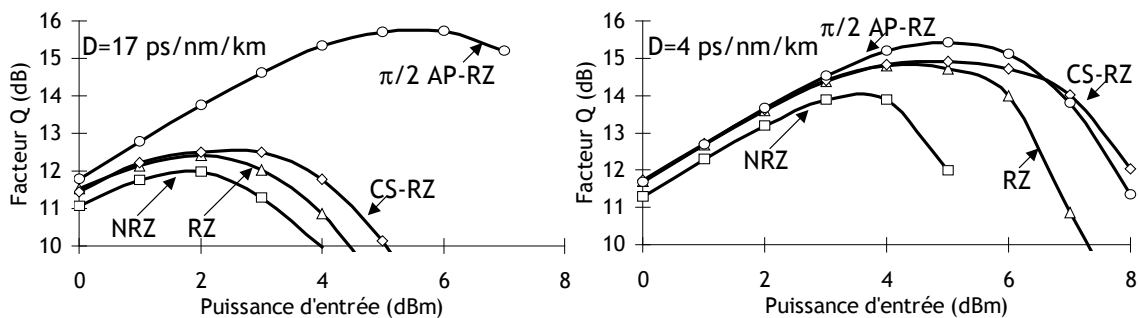


Figure III.8 : Impact des effets non-linéaires intra-canaux sur les formats OOK NRZ, RZ, CS-RZ et $\pi/2$ AP-RZ, sur fibre à forte dispersion et sur fibre à faible dispersion

Le $\pi/2$ AP-RZ est très résistant aux effets intra-canaux sur fibres à forte dispersion où, nous l'avons vu, seul l'i-FWM dégrade significativement le signal, alors que le CS-RZ, lui aussi sur-modulé en phase, n'apporte qu'une faible amélioration à cette sensibilité.

Pour expliquer cela, nous allons prendre l'exemple de la génération d'i-FWM au niveau du « 0 » de la séquence « 11011 », avec donc création d'une impulsion fantôme.

Comme expliqué dans [1.17], les seuls triplets susceptibles de provoquer du mélange à quatre ondes intra-canal au sein du bit « 0 », 3^e bit de la séquence, sont de la

forme $A_i A_j A_{i+j-3}^*$: $A_2^2 A_1^*$, $A_4^2 A_5^*$, $A_1 A_4 A_2^*$ et $A_2 A_5 A_4^*$. A_i représente l'enveloppe du champ du i^{e} bit de la séquence.

Dans le cas d'une modulation RZ (ou NRZ) simple, les produits d'intermodulation induits par chaque triplet interfèrent constructivement entre eux, et cela aboutit à la génération d'une impulsion fantôme.

Dans le cas d'une sur-modulation en phase par un signal carré, chaque bit a une phase qui lui est allouée. Dans le cas du CS-RZ, les phases correspondantes sont décrites sur la Figure III.9.

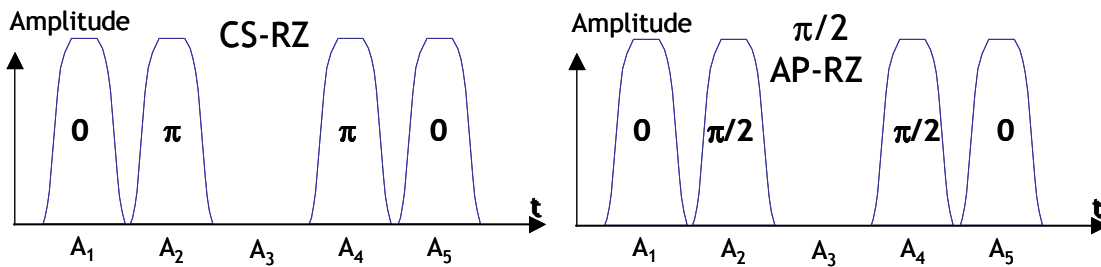


Figure III.9 : phase des différentes impulsions d'un signal binaire « 11011 », dans le cas d'une modulation optique CS-RZ et $\pi/2$ -AP-RZ

Chaque produit d'intermodulation a donc une phase qui lui est propre, fonction de la phase des symboles qui interagissent dans ce produit. Un triplet $A_i A_j A_k^*$ génère un produit d'intermodulation dont la phase vaut $\phi_i + \phi_j - \phi_k$, avec ϕ_p la phase du symbole A_p .

Dans le cas d'une modulation optique CS-RZ, les quatre produits d'intermodulation décrits ci-dessus, susceptibles de générer de l'i-FWM au sein de cette séquence ont pour phase respective $\pi + \pi - 0 \equiv 0$, $\pi + \pi - 0 \equiv 0$, $0 + \pi - \pi \equiv 0$ et $\pi + 0 - \pi \equiv 0$. Ils interfèrent tous constructivement, ce qui explique que sa tolérance aux effets non-linéaires soit similaire à celle du RZ simple.

Dans le cas d'une modulation $\pi/2$ AP-RZ, les phases de ces mêmes quatre produits d'intermodulation valent π , π , 0 et 0 . Nous avons donc deux produits avec une phase de 0 , et deux autres avec une phase de π , qui vont donc interférer destructivement avec ceux de phase 0 . Ainsi, dans ce cas précis, il n'y aura pas d'i-FWM au sein du 3^e bit de la séquence, et au niveau de séquences réelles, il sera considérablement réduit. Ceci est illustré en Figure III.10 pour une séquence binaire initiale « 1110111 »

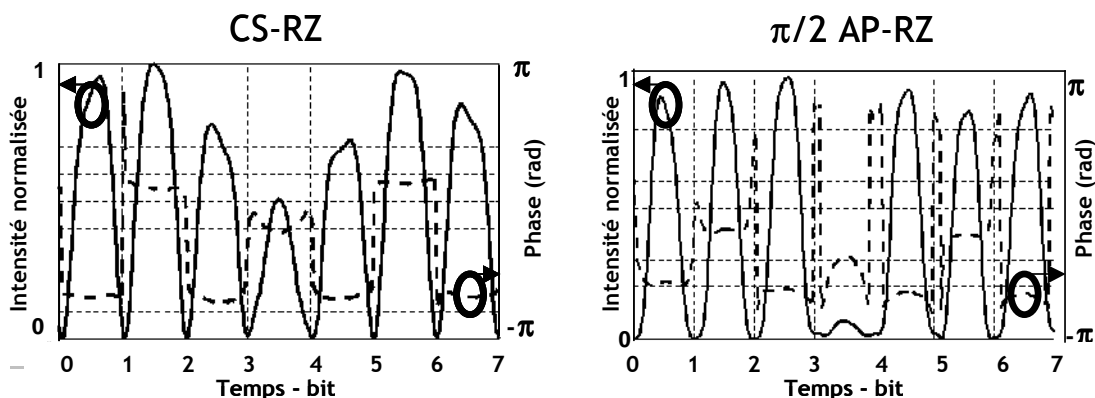


Figure III.10 : évolution temporelle en intensité (traits pleins) et en phase (traits pointillés) de la séquence binaire « 11011 » modulée en CS-RZ et en $\pi/2$ AP-RZ après une transmission sur fibre à forte dispersion à une puissance de 5 dBm

Au niveau du « 0 » du milieu de la séquence, une impulsion fantôme importante a été générée avec la modulation CS-RZ. Si le signal est modulé en $\pi/2$ AP-RZ, l'impulsion observée au niveau du « 0 » correspond grosso-modo au taux d'extinction fini du format. Il n'y a pas eu de création d'énergie significative dans ce temps-bit avec la modulation $\pi/2$ AP-RZ.

Cela est confirmé par le graphe gauche de la Figure III.8, dans le cas des fibres à forte dispersion. Mais cette explication n'est pas valable pour les fibres à faible dispersion où, nous l'avons vu, l'i-FWM ne se manifeste pas par la génération d'impulsions fantômes et où l'i-XPM, qui n'est pas régi par ces accords de phase, joue également un rôle non négligeable.

Bien que séduisant au premier abord, le $\pi/2$ AP-RZ n'a pas été employé dans les expériences réalisées en laboratoire à cause de ses performances très moyennes sur fibres à faible dispersion.

D'autres modulations de phase carrées similaires peuvent être employées, mais aucune ne parvient à dépasser les performances du $\pi/2$ AP-RZ quelle que soit la dispersion de la fibre de ligne. Nous pouvons citer par exemple le π PAP-RZ, ou π Pairwise Alternate-Phase RZ, consistant à effectuer un saut de phase de π tous les deux temps-bits. Avec cette modulation, les produits d'intermodulation présentés ci-dessus sont également en opposition de phase deux à deux, et interfèrent globalement destructivement.

III.B.1.2 Sur-modulation de phase sinusoïdale

Une autre technique permettant de « casser » les accords de phase des différentes contributions à l'i-FWM est d'appliquer une sur-modulation de phase sinusoïdale au signal optique. Nous avons alors affaire à un signal *chirpé*. La sur-modulation de phase sinusoïdale est effectuée à une fréquence égale à la fréquence d'information du signal, et d'amplitude égale à la profondeur de modulation du format, comme illustré en Figure III.11. Si elle est de π , le format correspondant sera nommé π -CRZ, pour π -Chirped RZ.

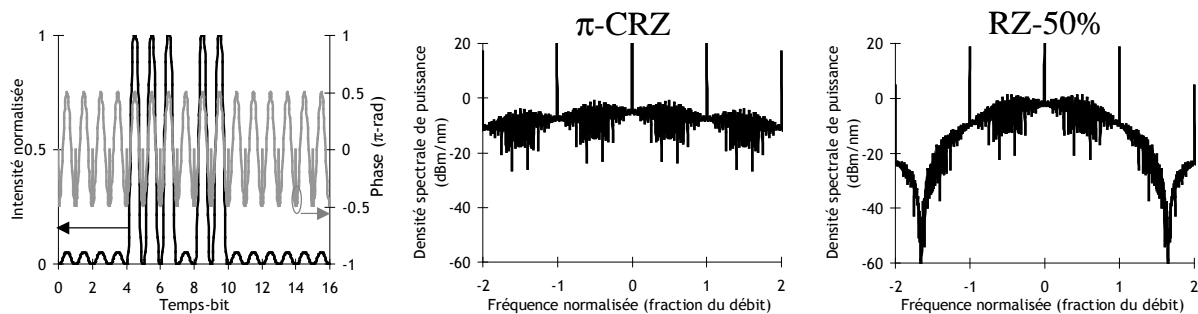


Figure III.11 : trace temporelle en intensité et en phase du format π -CRZ, et son spectre. À droite : spectre du format RZ-50% pour comparaison

La Figure III.12 montre le comportement face aux effets intra-canaux du format π -CRZ par rapport à d'autres formats précédemment évoqués.

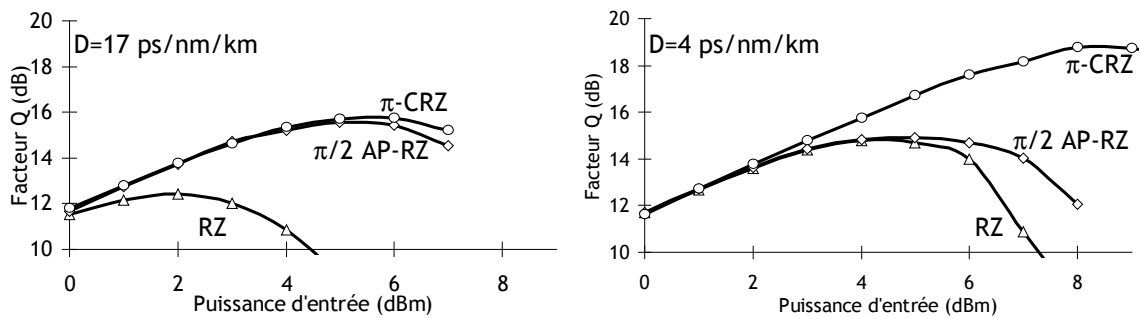


Figure III.12 : Impact des effets non-linéaires intra-canaux sur les formats OOK RZ, $\pi/2$ -AP-RZ et π -CRZ, sur fibre à forte dispersion et sur fibre à faible dispersion

Nous remarquons que, cette fois, le π -CRZ dépasse largement les autres formats étudiés sur la fibre à faible dispersion. En revanche, il ne fait qu'égaliser la, certes bonne, performance du format $\pi/2$ AP-RZ sur fibre à forte dispersion. Mais dans les deux cas, il fait preuve d'une excellente tolérance aux effets intra-canaux.

Cependant un inconvénient majeur de ce format est son spectre, qui est très large, environ trois fois celui d'un format RZ à 50% au niveau du premier lobe. Ces deux spectres sont représentés en Figure III.11. Le fait d'avoir un spectre large implique un comportement différent face à la dispersion, et donc peut impliquer un comportement différent vis-à-vis des effets intra-canaux.

Etant donné que le π -CRZ est très tolérant aux effets intra-canaux même sur fibre à faible dispersion, nous pouvons penser que cette tolérance n'est pas simplement due à l'effet de chirp, car celui-ci n'agit pas sur l'i-XPM.

Nous avons donc regardé comment se comportait un format RZ étroit temporellement, généré (selon un profil gaussien) de telle sorte qu'il aie à peu près la même largeur spectrale que le π -CRZ de rapport cyclique 50%. Il s'avère que le format RZ non sur-modulé en phase correspondant à un rapport cyclique de 24%. La Figure III.13 montre la tolérance aux effet intra-canaux des formats π -CRZ et RZ-24%.

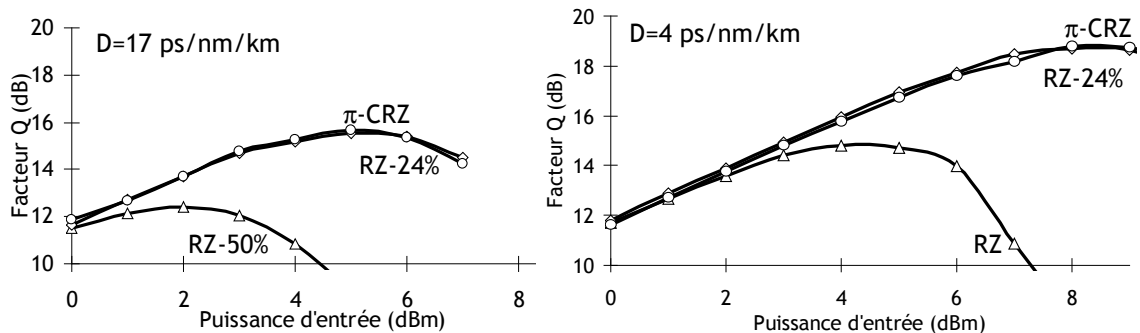


Figure III.13 : influence de la largeur spectrale du format RZ sur sa tolérance aux effets intra-canaux

Nous remarquons que la performance du format RZ à 24% est quasi-similaire à celle du format π -CRZ sur les deux fibres de ligne. La bonne tolérance aux effets intra-canaux de ce format est donc principalement due à la largeur de son spectre.

Bien qu'il soit très tolérant aux effets intra-canaux, du fait de sa largeur spectrale importante, le format π -CRZ ne pourra pas être utilisé dans les futurs systèmes à 40 Gbit/s à densité spectrale d'information conséquente, tels que ceux qui ont déjà été évoqués dans ce mémoire.

Ce format est parfois utilisé à 10 Gbit/s dans les systèmes sous-marins très longue distance [3.12] ou sans répéteurs [3.13]. Son importante largeur spectrale fait aussi qu'il est peu affecté par les effets non-linéaires croisés, mais son utilisation est toujours restreinte aux systèmes ayant une faible densité spectrale d'information (0.2 bit/s/Hz).

III.B.2 Utilisation du codage en phase

Les formats DPSK, modulés en phase, dont nous avons longuement parlé et dont nous reparlerons encore longuement au cours de ce mémoire peuvent aussi être considérés comme des formats tolérants aux effets intra-canaux. Vu que, dans le cas de ces formats, l'information est codée via la phase des symboles, celle-ci a une probabilité quasi-identique de valoir 0 ou π dans un symbole donné de la séquence, et donc les phases des différentes contributions à l'i-FWM au sein d'un temps-bit auront aussi une probabilité quasi-identique de valoir 0 ou π . Elles sont donc susceptibles de s'annuler mutuellement comme nous l'avons vu pour le $\pi/2$ AP-RZ. La tolérance aux effets intra-canaux des formats DPSK est montrée en Figure III.14.

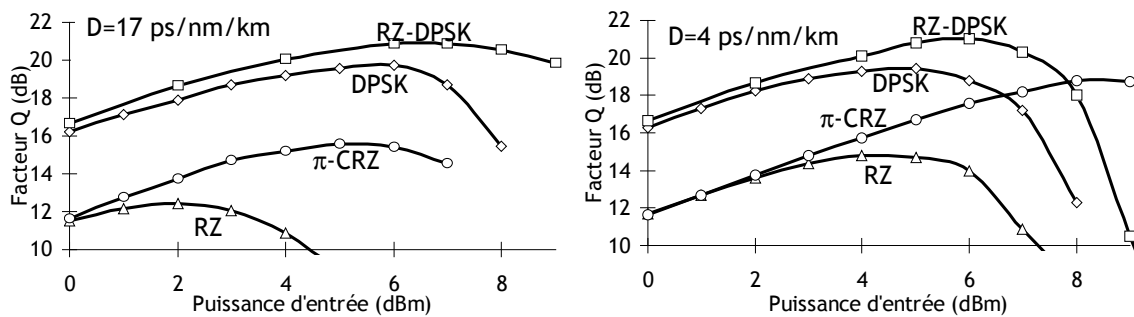


Figure III.14 : impact des effets non-linéaires intra-canaux sur les formats DPSK et RZ-DPSK

Nous observons dans un premier temps l'amélioration de la sensibilité d'environ 3 dB que nous avons déjà évoquée, par rapport aux formats OOK. En ce qui concerne la tolérance aux effets intra-canaux, nous observons que le seuil non-linéaire est légèrement supérieur à celui du π -CRZ sur fibres à forte dispersion, mais il y reste inférieur sur fibre à faible dispersion. Son comportement face aux effets intra-canaux est similaire à celui du $\pi/2$ AP-RZ, comme nous l'avons pressenti.

La différence de comportement entre la DPSK et le RZ-DPSK provient du gain apporté par la sur-modulation RZ, comme observé pour les formats OOK.

III.B.3 Utilisation de la technique d'alternance de polarisation

Nous allons aborder ici une dernière technique permettant d'améliorer grandement la tolérance aux effets intra-canaux. Cette technique est l'alternance de la polarisation.

III.B.3.1 Format RZ à polarisation alternée (APol-RZ)

Son principe, décrit Figure III.15, est simple : il consiste à effectuer une rotation de polarisation du signal optique de 90° entre chaque symbole. Celle-ci est effectuée au moyen d'un modulateur de polarisation à une fréquence égale à la moitié de la fréquence d'information du signal. Notons au passage que seuls les formats comportant déjà une sur-modulation RZ peuvent être pourvus d'une alternance de polarisation, pour que le changement de polarisation s'effectue au moment où la puissance optique est minimale.

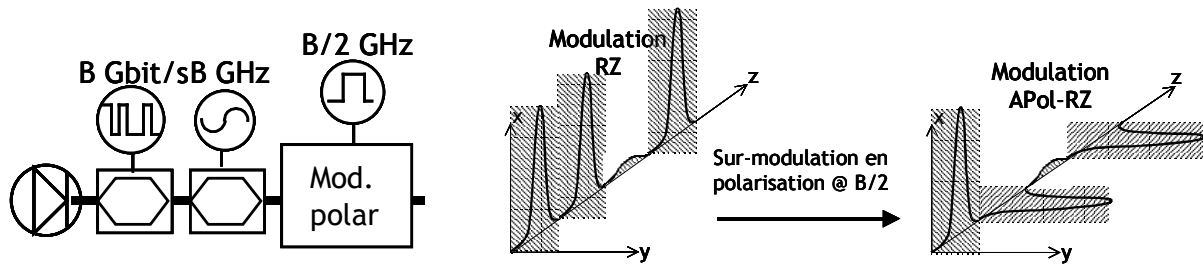


Figure III.15 : schéma de génération et principe du format APol-RZ

Nous saisissons tout de suite l'intérêt de l'alternance de polarisation pour accroître la tolérance aux effets intra-canaux. Si deux impulsions voisines viennent à se chevaucher, elles interagissent beaucoup moins ensemble puisqu'elles sont polarisées orthogonalement l'une par rapport à l'autre. Cependant, cet effet est quelque peu annihilé par les effets de PMD, auxquels les formats utilisant l'alternance en polarisation sont plus sensibles [3.14].

Observons maintenant la tolérance aux effets intra-canaux du format RZ alterné en polarisation, nommé APol-RZ (pour Alternate-Polarization RZ), en Figure III.16.

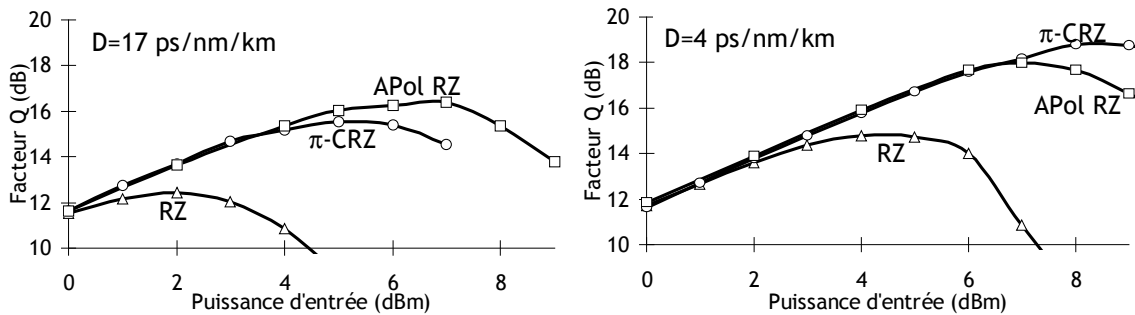


Figure III.16 : impact des effets non-linéaires intra-canaux sur le format APol-RZ

Grâce à la polarisation alternée, le format APol-RZ a des performances très similaires à celles du π -CRZ, qui est pour l'instant le meilleur format OOK parmi ceux que nous avons étudiés. Il est un peu meilleur que ce format sur fibres à forte dispersion, et un peu moins bon sur fibres à faible dispersion. Nous rappelons que ce format ne comporte pas de modulation de phase ni de spectre très large. Son spectre est similaire à celui du RZ-50.

III.B.3.2 Format RZ-DPSK à polarisation alternée (APol-RZ-DPSK)

Nous avons vu précédemment que les formats DPSK étaient particulièrement tolérants aux effets intra-canaux. Si nous ajoutons une modulation en polarisation à un format RZ-DPSK, nous pouvons nous attendre à une augmentation significative de son seuil non-linéaire. Les performances de ce format, nommé APol-RZ-DPSK, sont décrites en Figure III.17.

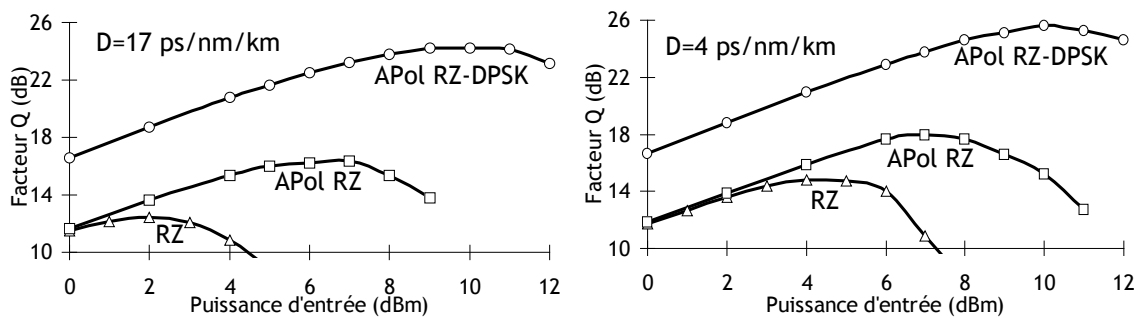


Figure III.17 : impact des effets non-linéaires intra-canaux sur le format APol-RZ-DPSK

Le seuil non-linéaire de l'APol-RZ-DPSK est, comme attendu, bien supérieur à celui de tous les formats précédemment évoqués, en particulier sur les fibres à forte dispersion.

Nous reparlerons de ce format au cours de ce mémoire, et en particulier au Chapitre 5, où nous présenterons une expérience de mise à niveau d'un système de 10 Gbit/s vers 40 Gbit/s en utilisant ce format tout en doublant la densité spectrale d'information [3.15].

Conclusion du chapitre III

Nous avons évoqué au cours de ce chapitre l'impact des effets non-linéaires intra-canaux, effets qui se manifestent d'autant plus que le débit du signal optique est élevé. Ces effets deviennent prédominants dans les systèmes de transmission optique modulés au débit de 40 Gbit/s si la densité spectrale d'information n'est pas trop élevée. Afin de mieux les étudier pour mieux les exploiter, nous avons développé un outil numérique permettant de découpler les différents effets, tout comme il est possible de le faire pour les effets croisés. En utilisant cet outil, il s'est avéré que le mélange à quatre ondes intra-canal était l'effet le plus pénalisant, bien que la modulation de phase croisée intra-canal se manifeste aussi sur les fibres à faible dispersion.

Nous avons ensuite testé la résistance aux effets intra-canaux de plusieurs formats de modulation, dont certains sont spécifiquement conçus pour qu'elle soit maximale, du moins à carte de dispersion optimisée. Les formats présentant une sur-modulation de phase carrée de profondeur $\pi/2$ sont efficaces lorsque l'impact de l'*i*-XPM est faible. Les formats *chirpés*, auxquels une sur-modulation de phase sinusoidale est appliquée sont très efficaces, mais il semble que cela soit dû en premier lieu à leur largeur spectrale importante. Les formats DPSK ont des performances similaires aux formats sur-modulés en phase, mais avec un gain en sensibilité. Enfin, la technique d'alternance de polarisation permet d'augmenter significativement l'impact des effets intra-canaux. Le format apparaissant comme le plus tolérant aux effets non-linéaires intra-canaux est donc un format cumulant tous ces avantages, l'APol RZ-DPSK. Ce format a été utilisé à plusieurs reprises durant ce travail de thèse, ses utilisations seront détaillées dans les deux chapitres suivants.

Bibliographie du chapitre III

- [3.1] R.-J. Essiambre, B. Mikkelsen, G. Raybon, « Intra-channel cross-phase modulation and four-wave mixing in high-speed TDM systems », *Electron. Lett.*, Vol. 35, n° 18, pp. 1576-1578, Sept. 1999

- [3.2] R.-J. Essiambre, « Intra-channel effects in high-speed pseudo-linear transmission », in proc. *LEOS'03*, Th11, Tucson, Arizona, Oct. 26-30, 2003
- [3.3] S. Kumar, J. C. Mauro, S. Raghavan, D. Q. Chowdhury, « Intrachannel Nonlinear Penalties in Dispersion-Managed Transmission Systems », *IEEE J. Select. Topics Quantum Electron.*, Vol. 8, n°3, pp. 626-631, May 2002
- [3.4] V. Mikhailov, R. I. Killey, S. Appathurai, P. Bayvel, « Investigation of intra-channel nonlinear distortion in 40 Gbit/s transmission over standard fibre », in proc. *ECOC'01*, Mo. L.3.4, Amsterdam, Netherlands, Oct. 1-4, 2001
- [3.5] M. Lefrançois, E. Barnasson, G. Charlet, J.-C. Antona, S. Bigo, « Relative Impact of the different Intrachannel Nonlinear Effects over 43 Gb/s Transmissions with Varying Fibre Dispersion », in proc. *ECOC'05*, Tu1.2.7, Glasgow, Scotland, Sept. 25-29, 2005
- [3.6] M. Lefrançois, E. Barnasson, G. Charlet, J.-C. Antona, S. Bigo, « Numerical discrimination of intrachannel cross-phase modulation and intrachannel four-wave mixing and their respective effect on 40 Gbit/s transmissions », *Opt. Lett.*, Vol. 31, n°4, pp. 432-434, Feb. 2006
- [3.7] G. P. Agrawal, « Nonlinear Fiber Optics, third edition », *Academic Press*, 2001
- [3.8] X. Wei, X. Liu, « Analysis of intrachannel four-wave mixing in differential phase-shift keying transmission with large dispersion », *Opt. Lett.*, Vol. 28, n°23, pp. 2300-2302, Dec. 2003
- [3.9] L. K. Wickham, R.-J. Essiambre, A. H. Gnauck, P. J. Winzer, A. R. Chraplyvy, « Bit Pattern Length Dependence of Intrachannel Nonlinearities in Pseudolinear Transmission », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 16, n°6, pp. 1591-1593, June 2004
- [3.10] J. Martensson, A. Berntson, M. Westlund, A. Danielsson, P. Johannisson, D. Anderson, M. Lisak, « Timing jitter owing to intrachannel pulse interactions in dispersion-managed transmission systems », *Opt. Lett.*, Vol. 26, n°2, pp. 55-57, Jan. 2001
- [3.11] M. J. Ablowitz, T. Hirooka, « Resonant Intrachannel Pulse Interactions in Dispersion-Managed Transmission Systems », *IEEE J. Select Topics Quantum Electron.*, Vol. 8, n°3, pp. 603-615, May 2002
- [3.12] G. Mohs, D. Kovsh, B. Bakhshi, R. Lynch, E.A. Golovchenko, M. Manna, M. Vaa, W.W. Patterson, P. Corbett, H. Li, G. Harvey, S. Abbott, « 64x10Gbit/s transmission over 13,100km of installed fiber combining dispersion flattened and conventional fiber systems », in proc. *ECOC'03*, Tu4.6.4, Rimini, Italy, Sept. 21-25, 2003
- [3.13] L. Labrunie, F. Boubal, P. Le Roux, E. Brandon, « 500 km WDM 12x10 Gbit/s CRZ repeaterless transmission using second order remote amplification », *Electron. Lett.*, Vol. 39, n°19, Sept. 2003
- [3.14] G. Charlet, R. Dischler, A. Klekamp, P. Tran, H. Mardoyan, L. Pierre, W. Idler, S. Bigo, « WDM Bit to Bit Alternate Polarization RZ-DPSK transmission at 40x42.7Gbit/s over transpacific distance with large Q-factor margin », in proc. *ECOC'04*, Th4.4.5, Stockholm, Sweden, Sept. 5-9, 2004
- [3.15] G. Charlet, H. Mardoyan, P. Tran, A. Klekamp, M. Astruc, M. Lefrançois, S. Bigo, « Upgrade of 10Gbit/s Ultra Long Haul system to 40Gbit/s thanks to APol RZ-DPSK modulation format », *Electron. Lett.*, Vol. 41, n°22, pp. 1240-1241, Oct. 2005

CHAPITRE IV. ÉTUDE NUMÉRIQUE ET EXPERIMENTALE DE TECHNOLOGIES NOVATRICES SUSCEPTIBLES D'AMÉLIORER LES PERFORMANCES A 40 GBIT/S

Après avoir abordé dans les chapitres précédents les techniques d'augmentation progressive de la capacité d'un système, et après avoir étudié en détail les effets intra-canaux dans les systèmes à 40 Gbit/s, nous allons dans ce chapitre nous focaliser sur l'étude des systèmes de transmission optique à 40 Gbit/s proprement dits, et plus précisément sur l'étude de techniques pouvant permettre une augmentation de leurs performances, notamment en termes de seuil non-linéaire.

Nous allons dans un premier temps nous focaliser sur l'étude de la possibilité pour les systèmes sous-marins actuellement en service de fonctionner au débit de 40 Gbit/s, alors qu'ils ont été initialement conçus pour un fonctionnement optimal à 10 Gbit/s. Cependant nous n'aborderons pas les contraintes liées à une augmentation progressive du débit, car nous avons déjà largement abordé ce point au Chapitre 2. Nous verrons que dans ces systèmes il est nécessaire de gérer un cumul de pente de dispersion important qui s'avère être pénalisant à 40 Gbit/s.

Ensuite, dans le cadre d'une autre étude plus axée sur les systèmes terrestres, nous allons mettre à profit la prédominance des effets non-linéaires intra-canaux dans les systèmes peu denses à 40 Gbit/s. En exploitant le fait que les effets intra-canaux dépendent directement de l'information binaire transmise, nous allons étudier la faisabilité d'établir un certain type de codage de l'information binaire qui éliminerait les successions de bits les plus pénalisantes en termes d'effets non-linéaires intra-canaux.

Enfin nous étudierons un nouveau type de systèmes sous-marins, dont la particularité est d'être dépourvu de compensation de dispersion en ligne. Pour la remplacer, un dispositif réalisant la conjugaison de phase optique du signal incident y est inséré en son milieu, ce qui équivaut à une compensation de dispersion et à une compensation partielle des effets non-linéaires.

La majeure partie de ces études sera effectuée numériquement, mais des confirmations expérimentales viendront appuyer certains de ces résultats.

IV.A Utilisation des systèmes sous-marins NZDSF au débit de 40 Gbit/s

IV.A.1 Présentation des systèmes sous-marins NZDSF

IV.A.1.1 Description

Les systèmes de transmission optique sous-marins aujourd'hui déployés et en service fonctionnent à 10 Gbit/s, voire pour certains encore à un débit moindre de 2.5 Gbit/s. Ils sont pour la plupart basés sur le même modèle, utilisant la fibre à dispersion décalée non-nulle négative (NZDSF-) en tant que fibre de ligne [4.1], [4.2]. C'est la raison pour laquelle nous les nommerons *systèmes NZDSF*. La fibre de ligne NZDSF- a une

dispersion d'environ -2 à -3.5 ps/nm/km à la longueur d'onde de 1550 nm, et sa pente de dispersion varie de 0.06 à 0.12 ps/nm²/km suivant les modèles. Son aire effective varie aussi, selon les modèles, de 55 à 75 μm².

Les tronçons de ces systèmes sont en général plus courts que ceux des systèmes terrestres. Ils varient d'environ 45 à 60 km suivant les systèmes, bien que la tendance actuelle soit à l'augmentation de cette longueur, jusqu'à 100 km voire plus sur les systèmes régionaux (de longueur totale inférieure à 5000 km) [4.3]. La différence majeure entre les systèmes sous-marins et les systèmes terrestres provient, comme nous l'avons vu au Chapitre 1, de la manière dont est gérée la dispersion le long de la ligne. Dans les systèmes sous-marins NZDSF, il n'y a pas de compensation en ligne au niveau de chaque amplificateur. Celle-ci est assurée seulement après un nombre déterminé de tronçons de fibres de ligne. Un tronçon entier est alors spécifiquement alloué à cela. Ce tronçon n'est pas constitué d'une fibre de ligne, mais d'une fibre de compensation de dispersion qui, dans le cas de des systèmes NZDSF, est une fibre dont les caractéristiques sont très proches de celles de la SMF des systèmes terrestres. Sa dispersion vaut environ 18 ps/nm/km à 1550 nm, sa pente vaut environ 0.06 ps/nm²/km et son aire effective environ 75 μm². La longueur du tronçon de compensation est identique à celle d'un tronçon de ligne, ou très proche, et la fibre de compensation est, au même titre que les fibres de ligne, déployée dans le câble sous-marin.

IV.A.1.2 Carte de dispersion d'un système NZDSF

Pour compenser à 100% la dispersion cumulée dans une longueur donnée de fibre NZDSF à -3 ps/nm/km au moyen d'une fibre SMF à 18 ps/nm/km, la longueur nécessaire de cette fibre SMF de compensation correspond au sixième de la longueur de la NZDSF de ligne. Dans ce cas, la compensation de dispersion sera effectuée par un tronçon de SMF situé après 6 tronçons de fibre de ligne NZDSF, tous étant de même longueur, par exemple 50 km. Ce motif de carte de dispersion [6 tronçons de fibres NZDSF + 1 tronçon de fibre SMF] sera alors répété tout le long du système.

Cependant il faut se rappeler que les pentes de dispersion des fibres NZDSF et de la fibre SMF sont toutes les deux positives. La compensation parfaite de dispersion de notre exemple n'aura donc lieu qu'à la longueur d'onde correspondant aux dispersions qui ont été données, à savoir 1550 nm.

Comme montré sur la Figure IV.1 partie gauche, la dispersion de la fibre de ligne NZDSF associée à une longueur d'onde du bas de la bande C du système, vers 1535 nm, sera plus faible, donc plus élevée en valeur absolue, que la dispersion associée à une longueur d'onde proche de 1550 nm, par exemple. Et au niveau de la fibre SMF de compensation, dont la dispersion est positive, celle-ci sera également plus faible à 1535 nm qu'à 1550 nm. Il s'en suivra donc une sous-compensation de dispersion aux longueurs d'onde du bas de bande C. La carte de dispersion à ces longueurs d'onde sera alors dite « descendante ». A l'inverse, en haut de bande vers 1565 nm, la carte de dispersion du système sera dite « montante », et à 1550 nm elle sera dite « plate ». La Figure IV.1, partie droite, montre un exemple de cartes de dispersion d'un système NZDSF de 7000 km de long et de tronçons de 50 km de long, avec compensation de dispersion tous les 6 tronçons. Cette carte a été préalablement optimisée par l'ajout d'une pré-compensation propre à chaque canal.

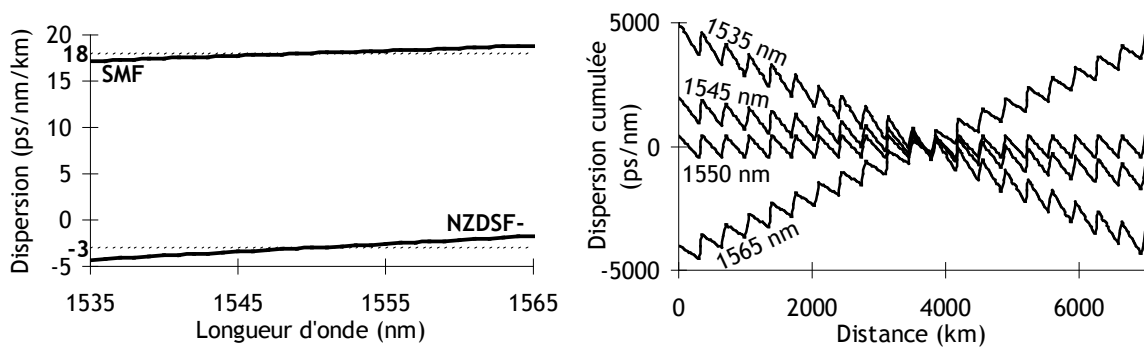


Figure IV.1 : Profil de dispersion des fibres NZDSF et SMF (à gauche), exemple de cartes de dispersion pour un système NZDSF, pour plusieurs canaux de la bande C, sur une distance transatlantique de 7000 km (à droite)

Nous pouvons observer les fortes disparités d'excursions de dispersion en fonction de la longueur d'onde après une transmission sur 7000 km : de 900 ps/nm pour le canal central à environ 10000 ps/nm pour les canaux extrêmes de la bande considérée.

Ces variations importantes de carte de dispersion fonction de la longueur d'onde auront bien sûr leur incidence sur les effets de propagation que subiront les canaux, et dont on peut attendre qu'ils varient fortement d'un canal à un autre.

IV.A.2 Étude préliminaire à 10 Gbit/s

Les systèmes NZDSF actuellement en service fonctionnent pour la plupart, nous l'avons vu, au débit de 10 Gbit/s. Leurs canaux sont modulés au moyen d'un format OOK, le plus souvent le RZ, mais aussi parfois le NRZ ou le CRZ.

Concernant les différentes stratégies à l'étude dont le but est d'augmenter la capacité de ces systèmes (toujours en prévision d'une augmentation de la demande en capacité), il est aussi envisagé, avant de passer au débit de 40 Gbit/s par canal, de conserver le débit de 10 Gbit/s et de passer d'un espacement entre canaux de 50 GHz à 33 GHz voire 25 GHz, et d'employer une modulation DPSK. Celle-ci, nous l'avons vu, est susceptible de tolérer un OSNR plus faible et de présenter un seuil non-linéaire plus important que pour un format OOK. Elle peut donc permettre d'augmenter les marges de fonctionnement du système.

Nous allons dans ce paragraphe décrire le comportement de ces systèmes au débit de 10 Gbit/s, avec une modulation RZ ou RZ-DPSK, à travers des résultats issus de simulations numériques.

IV.A.2.1 Étude en configuration mono-canal

La Figure IV.2 représente le facteur Q obtenu après une transmission mono-canal de 8500 km sur un système NZDSF pour des formats RZ et RZ-DPSK modulés à 10 Gbit/s, après optimisation de la pré-compensation. La transmission a été effectuée sans bruit en ligne, tout le bruit d'ASE ayant été rajouté à la fin pour obtenir l'OSNR escompté : 16 dB/0.1nm pour RZ et 13 dB/0.1nm pour RZ-DPSK, afin de compenser la différence de sensibilité en back-to-back de ces deux formats. Par cette méthode il est possible de déterminer la puissance du signal indépendamment de l'OSNR, contrairement aux systèmes réels. Pour une meilleure comparaison des résultats, nous fixons ainsi la puissance du canal RZ-DPSK à -4 dBm, et celle du canal RZ à -5.5 dBm, pour compenser la meilleure tolérance de la RZ-DPSK aux effets non-linéaires intra-canaux (les seuls effets pris en compte ici car la transmission est mono-canal).

Moyennant ces hypothèses, nous pouvons voir sur la Figure IV.2 que les tendances des deux formats sont très similaires, et même que la RZ-DPSK est plus performante que le RZ malgré les contraintes supplémentaires en terme de bruit et d'effets non-linéaires qu'elle subit. Pour une même transmission mono-canal à 10 Gbit/s et dans laquelle le bruit en ligne n'a pas été pris en compte, le résultat est plus performant d'une part au milieu de la bande spectrale par rapport à ses extrémités pour les deux formats, et d'autre part pour le format RZ-DPSK par rapport au format RZ.

Mais nous avons vu au Chapitre 1 que les formats DPSK pouvaient potentiellement être affectés par le bruit de phase non-linéaire (NLPN), et spécialement à 10 Gbit/s. Or, comme le bruit en ligne n'a pas été pris en compte, les simulations précédentes sont insuffisantes pour estimer la dégradation réelle du signal dans un système NZDSF.

Afin de visualiser l'impact du NLPN, attendu déterminant, sur la performance du format RZ-DPSK, nous avons effectué, pour trois longueurs d'onde correspondant respectivement à une carte de dispersion descendante, plate et montante, d'autres simulations le prenant en compte. Pour cela nous avons pris en compte le cumul de bruit d'ASE en ligne comme dans les systèmes réels, et fait propager le signal et le bruit comme un seul et unique champ, contrairement aux simulations conventionnelles où ils sont propagés séparément. En ce qui concerne la détection, étant donné que la densité spectrale de bruit n'est plus blanche, la méthode de Forestieri ne fonctionne plus pour estimer le BER. Nous avons donc utilisé une méthode de Monte-Carlo pour le calculer selon le protocole présenté au Chapitre 1.

Du fait du très long temps de calcul nécessaire pour obtenir un BER avec la méthode de Monte-Carlo, nous n'avons pas pu simuler le système tel qu'il est dans la réalité. Les facteurs Q obtenus sans NLPN (environ 15 dB, soit un BER proche de 10^{-9}) seraient impossibles à obtenir raisonnablement par cette méthode. Pour pouvoir malgré tout établir une tendance de l'influence du NLPN, nous avons artificiellement augmenté les pertes des tronçons du système de 5 dB, pour dégrader l'OSNR et donc le facteur Q, dans le but d'obtenir des BER supérieurs à 10^{-5} , et donc calculables par une méthode de Monte-Carlo en un temps raisonnable.

Les résultats en présence de bruit de phase non-linéaire pour la RZ-DPSK sont également présentés en Figure IV.2 pour les trois canaux de la bande C étudiées : à 1546 nm, 1550 nm et 1554 nm. Ils doivent être interprétés avec les précautions requises suite à la méthode utilisée pour les obtenir.

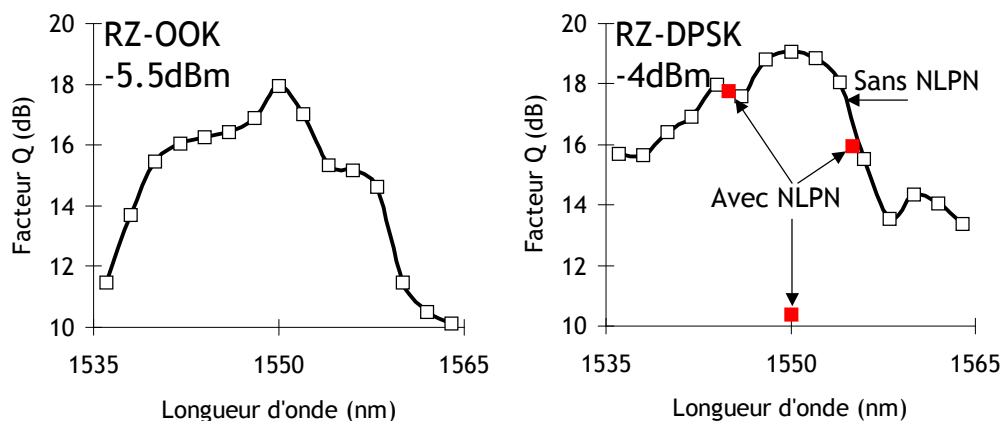


Figure IV.2 : comportement des formats de modulation RZ et RZ-DPSK modulés à 10 Gbit/s en configuration mono-canal, en présence d'un OSNR respectif de 16 et de 13 dB/0.1nm, après transmission sur un système NZDSF de 8500 km

Ces résultats ont été obtenus dans des conditions identiques, on peut donc les comparer les uns aux autres. Cependant, par souci de lisibilité, nous avons ramené la valeur du facteur Q du canal à 1546 nm calculé en présence de NLPN, à la valeur correspondant au cas où le NLPN n'était pas pris en compte. Les facteurs Q correspondant aux autres longueurs d'onde ont été réajustés de telle sorte que leurs nouvelles valeurs présentent les mêmes variations relatives que les anciennes.

Ces précautions prises, nous observons que les résultats de simulation en présence de NLPN présentent une dégradation flagrante de la performance du canal de milieu de bande, là où l'excursion de dispersion est la plus faible. La performance des canaux modulés aux autres longueurs d'onde simulées avec NLPN, et présentant une excursion de dispersion plus importante, est bien meilleure. Ceci est confirmé par les constellations correspondantes des Figure IV.3 et Figure IV.4. Les symboles DPSK de la Figure IV.3 présentent une excursion en phase relativement faible pour les canaux à 1546 nm (tout comme pour les canaux à 1554 nm que nous n'avons pas montrés ici), alors que ceux correspondant à 1550 nm prennent cette forme d'hélice qui perturbe la détection différentielle, comme nous l'avons évoqué au Chapitre 1.

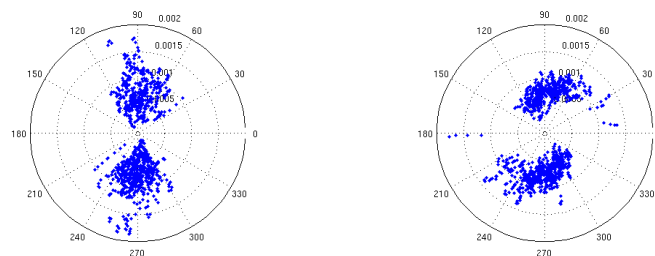


Figure IV.3 : constellations DPSK à 10 Gbit/s après une transmission prenant en compte le NLPN dans le cas de canaux modulés à 1546 nm (à gauche) et à 1550 nm (à droite)

Pour mieux s'en convaincre, nous avons également représenté, en Figure IV.4, les constellations de ces mêmes signaux, mais obtenues en prenant en compte le différentiel de phase entre le symbole considéré et le précédent. Les différentiels de phase du signal à 1546 nm sont tous relativement proches de 0 ou de π , confinés dans un angle de $\pm\pi/6$ autour de ces valeurs, alors que ceux du signal à 1550 nm peuvent quasiment prendre des valeurs allant jusqu'à $\pm\pi/2$ autour des valeurs nominales 0 ou π .

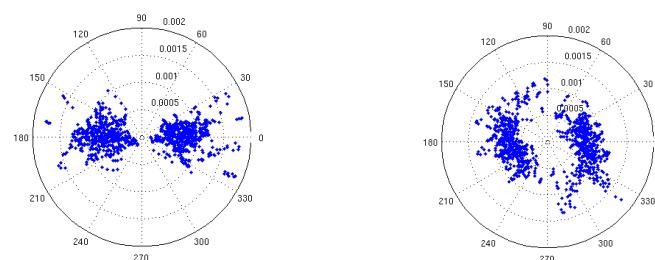


Figure IV.4 : constellations prenant en compte le différentiel de phase entre deux symboles DPSK consécutifs après une transmission avec NLPN, à 1546 nm (à gauche) et à 1550 nm (à droite)

IV.A.2.2 Influence du NLPN sur la RZ-DPSK en configuration WDM

Nous allons maintenant plus précisément nous intéresser au format DPSK, en prenant aussi en compte l'influence du NLPN en configuration WDM lorsque les canaux sont espacés de 33 GHz (soit une densité spectrale d'information de 0.3 bit/s/Hz).

Comme dans le cas mono-canal, les résultats que nous allons présenter sont issus de simulations Monte-Carlo. La Figure IV.5 montre les résultats de ces simulations Monte-Carlo pour deux multiplex, l'un centré à 1546 nm, où nous avons vu qu'en mono-canal, le NLPN était négligeable, et l'autre centré à 1550 nm, où il était maximal. Pour s'assurer d'obtenir un BER calculable en un temps raisonnable, nous avons là aussi augmenté les pertes des tronçons de 3 dB.

Malgré les pertes rajoutées, les simulations Monte-Carlo ne permettaient pas d'obtenir un BER précis en bas de bande, car le nombre d'erreurs reporté était très faible, voire nul. Mais en se plaçant en milieu de bande, le BER augmente très fortement, comme dans le cas mono-canal. La différence entre les facteurs Q obtenu en bas de bande et en milieu de bande est supérieure à 6 dB. Nous y observons également une dégradation significative du facteur Q en configuration WDM par rapport à la configuration mono-canal. Ces deux effets cumulés font que l'utilisation de formats DPSK est à proscrire en milieu de bande.

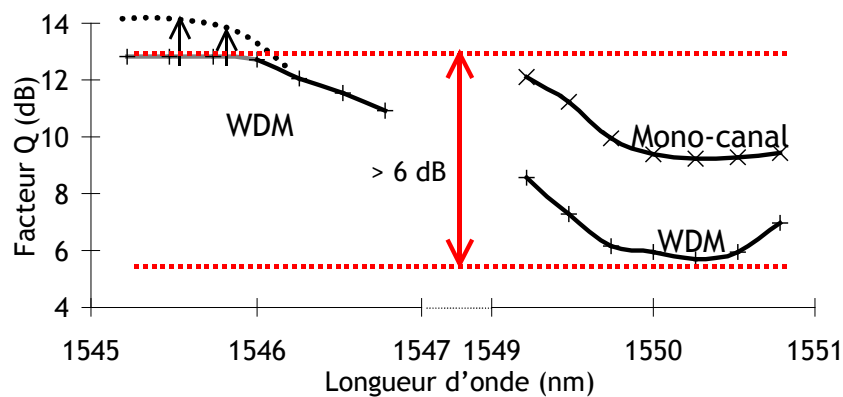


Figure IV.5 : influence du bruit de phase non-linéaire en configuration WDM du format RZ-DPSK modulé à une porteuse autour de 1546 nm et autour de 1550 nm, pour une puissance par canal de -6 dBm et un OSNR de 10 dB/0.1nm

IV.A.2.3 Conclusion

Les systèmes NZDSF peuvent donc, dans un premier temps, être utilisés au débit de 10 Gbit/s avec une modulation RZ-DPSK et un espacement entre canaux inférieur à 50 GHz, dans une optique d'augmentation de leur capacité. Mais un multiplex en RZ-DPSK dans toute la bande C n'est pas recommandable car les effets non-linéaires croisés et le NLPN deviendraient très pénalisants au milieu de bande. Une solution potentielle à ce problème peut être de générer un multiplex mixte RZ-OOK/RZ-DPSK, en modulant en OOK les canaux de milieu de bande les plus pénalisés par le bruit de phase non-linéaire.

IV.A.3 Étude à 40 Gbit/s

Nous allons maintenant évoquer l'autre moyen pouvant être utilisé pour augmenter la capacité des systèmes sous-marins NZDSF. Il consiste en une augmentation du débit par canal vers 40 Gbit/s au moyen d'un format adéquat, tout comme nous l'avons déjà étudié au Chapitre 2. Cependant ici nous ne nous focalisons que sur une augmentation de la densité spectrale d'information d'un facteur 2, ce qui limite l'impact des effets croisés.

Nous avons vu aux chapitres précédents que la multiplication par 4 du débit d'un canal s'accompagnait de la multiplication par 4 de sa largeur spectrale. Dans le cas des systèmes NZDSF, cette augmentation de la largeur spectrale du canal a une autre conséquence, spécifique à ces systèmes, qui peut s'avérer pénalisante dans le cas où de

très grandes distances sont ciblées, et qui est directement liée à la non-compensation de la pente de dispersion.

IV.A.3.1 Influence de la pente de dispersion cumulée sur des signaux modulés à 40 Gbit/s

Du fait de cette non-compensation de la pente de dispersion, les différences de dispersion cumulée entre deux longueurs d'onde, même très proches, s'accroissent le long de la ligne, et peuvent prendre des valeurs très élevées au niveau du récepteur, au point que des différences significatives de dispersion cumulée peuvent apparaître à l'intérieur même du spectre d'un signal modulé à 40 Gbit/s, et a fortiori aux débits supérieurs ! Ceci est illustré sur la partie gauche de la Figure IV.6 pour la RZ-DPSK. En considérant sa largeur spectrale à -10 dB, qui est de 0.8 nm à 40 Gbit/s, la différence de dispersion cumulée entre une extrémité de cette portion de spectre et l'autre atteint 450 ps/nm après une propagation sur 7000 km ! Ce phénomène n'est évidemment pas sans conséquence sur le signal dans le domaine temporel et génère des pénalités de transmission, au même titre qu'en génère la dispersion du premier ordre cumulée lorsqu'elle n'est pas compensée.

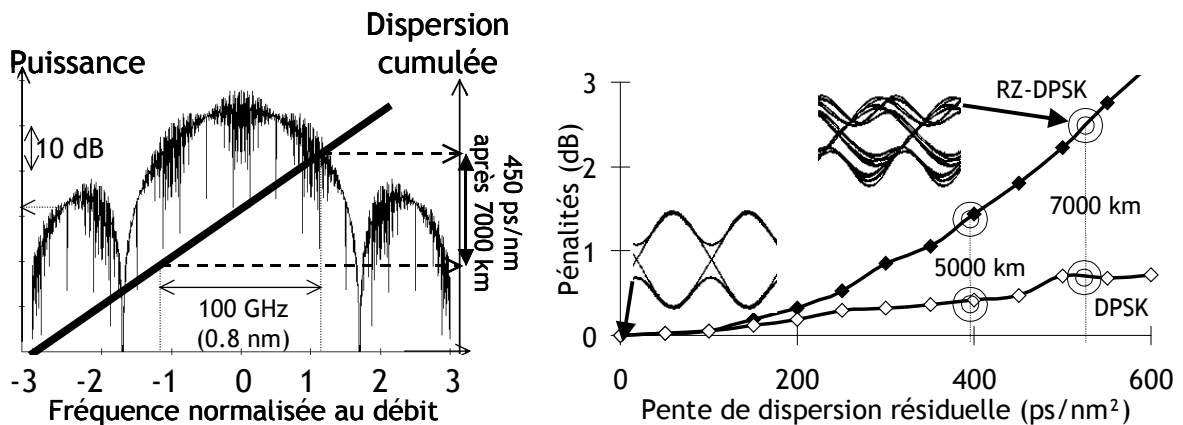


Figure IV.6 : à gauche : mise en évidence de la pente de dispersion intracanal au sein d'un spectre RZ-DPSK à 40 Gbit/s. A droite : tolérance de la DPSK et de la RZ-DPSK à la pente de dispersion résiduelle, et diagrammes de l'œil RZ-DPSK correspondants

Nous avons représenté sur la partie droite de la Figure IV.6 les pénalités de transmission subies par les formats DPSK et RZ-DPSK à 40 Gbit/s qui seraient uniquement consécutives à ce cumul de pente de dispersion, que l'on nommera *pente de dispersion intra-canal*. La dispersion résiduelle (du premier ordre) est fixée à zéro. En d'autres termes, ces pénalités sont celles que subirait un signal optique à 1550 nm modulé selon le format considéré et se propageant sur une fibre NZDSF- en l'absence de cumul d'ASE et d'effets non-linéaires. Nous avons aussi représenté deux diagrammes de l'œil RZ-DPSK après détection différentielle équilibrée, pour l'un non pénalisé et pour l'autre ayant subi ce cumul de pente de dispersion sur 7000 km. Nous pouvons observer un certain glissement temporel relatif entre les traces supérieures et inférieures. Ce glissement est à l'origine des pénalités observées.

Pour la RZ-DPSK, ces pénalités inhérentes à la pente de dispersion cumulée atteignent pratiquement 3 dB après 7000 km de propagation. Ceci n'est bien sûr pas acceptable, car ces pénalités sont à ajouter aux pénalités dues aux effets non-linéaires, à l'ASE, etc. qui sont déjà des facteurs limitants dans une transmission optique.

Pour la DPSK, cet effet est beaucoup moins pénalisant, du fait de son spectre plus étroit. Les pénalités qui y sont consécutives n'atteignent pas 1 dB après 7000 km. Cela est séduisant au premier abord et pourra être exploité, mais nous devons tout de même garder

à l'esprit que la sensibilité et la tolérance aux effets non-linéaires de ce format sont plus faibles que celles de la RZ-DPSK.

La Figure IV.7 montre l'influence de la pente de dispersion intra-canal sur le format RZ-DPSK à 40 Gbit/s après une transmission sur 7000 km à 1535 nm. Nous y retrouvons, pour les faibles puissances, la pénalité de ~3 dB déjà observée en Figure IV.6 qui fait qu'une telle transmission est inenvisageable sans compensation de la pente de dispersion.

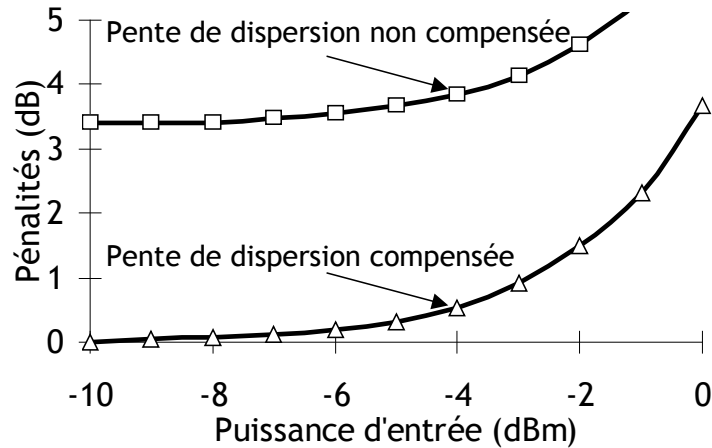


Figure IV.7 : influence de la pente de dispersion intra-canal sur le format RZ-DPSK à 40 Gbit/s après une transmission sur 7000 km à 1535 nm

Ce phénomène peut donc poser problème pour des transmissions transatlantiques et a fortiori transpacifiques. Cependant, pour des distances moindres, il peut rester marginal. Une transmission sur un système NZDSF de 4820 km en RZ-DPSK à 40 Gbit/s a ainsi été reportée [4.4]. Mais au-delà, les pénalités dues à la pente de dispersion intra-canal rendent impossibles les transmissions à 40 Gbit/s.

Cependant il est possible, au moyen de composants basés par exemple sur des réseaux de Bragg, de compenser cette pente de dispersion intra-canal en ligne ou au niveau du récepteur. Ainsi, tout comme la post-compensation qui ramène la dispersion chromatique cumulée à une valeur proche de zéro, la pente de dispersion cumulée est ramenée à une valeur acceptable et de ce fait la qualité du signal au niveau du récepteur est améliorée. Des expériences utilisant ce genre de dispositifs pour compenser la pente de dispersion ont déjà été reportées, montrant notamment la possibilité d'atteindre une distance de 6250 km par un système NZDSF avec le format RZ-DPSK modulé à 40 Gbit/s [4.5].

IV.A.3.2 Étude numérique de transmissions NZDSF sans pente de dispersion intra-canal

IV.A.3.2.1 Paramètres des simulations

Nous allons tester ici numériquement les possibilités offertes par les systèmes NZDSF de faire propager des signaux modulés à 40 Gbit/s sur toute la bande C et dans l'objectif d'atteindre des distances transpacifiques, lorsque la pente de dispersion intra-canal est compensée [4.6].

Nous allons étudier 3 formats de modulation DPSK : la DPSK, la RZ-DPSK et l'APol RZ-DPSK, format dont nous avons vu qu'il était le plus résistant aux effets intra-canaux parmi ceux étudiés au Chapitre 3.

Les transmissions simulées dont les résultats sont présentés ici sont uniquement des transmissions mono-canal. Nous étudions donc uniquement l'impact des effets intra-canaux. Mais nous avons préalablement effectué des simulations préliminaires attestant que l'impact des effets non-linéaires croisés était très faible, dans la mesure où les canaux sont espacés de 100 GHz (densité spectrale d'information de 0.4 bit/s/Hz). La pénalité due à la présence de canaux voisins qui a été observée au voisinage du seuil non-linéaire d'une transmission en RZ-DPSK était d'environ 0.5 dB.

Nous supposons ici que la pente de dispersion intra-canal est parfaitement compensée, en ne la prenant pas en compte dans nos simulations. Cela dit nous avons effectué des transmissions mono-canal dans toute la bande C en calculant, pour chaque longueur d'onde porteuse simulée, la dispersion chromatique correspondante.

Pour chaque canal, la pré- et la post-compensation sont également optimisées au cas par cas.

IV.A.3.2.2 Résultats de simulation

- *Formats RZ-DPSK et APol RZ-DPSK*

La Figure IV.8 montre les courbes de pénalités sur le facteur Q pour 3 différents canaux de la bande C modulés par la RZ-DPSK et l'APol RZ-DPSK, après une propagation sur 10500 km d'un système NZDSF. Le bruit de phase non-linéaire n'a pas été pris en compte pour ces simulations à 40 Gbit/s. Cependant son impact peut malgré tout être significatif pour les puissances les plus élevées en milieu de bande [4.7], mais sans commune mesure avec ce qui a été observé à 10 Gbit/s.

Il apparaît tout d'abord que, pour chaque format, les seuils non-linéaires (NLT) à 1 dB sont très proches les uns des autres quelle que soit la longueur d'onde de la porteuse, et donc la carte de dispersion associée. Ils diffèrent de moins de 1 dB. Cela montre que l'impact de la carte de dispersion est relativement faible pour ces formats RZ-DPSK, moyennant une bonne optimisation de la pré- et de la post-compensation. L'excursion de dispersion en ligne a peu d'importance, contrairement à ce que nous avons pu voir à 10 Gbit/s au §IV.A.2, où nous avons observé plusieurs dB d'écart en facteur Q entre les canaux centraux et les canaux extrêmes.

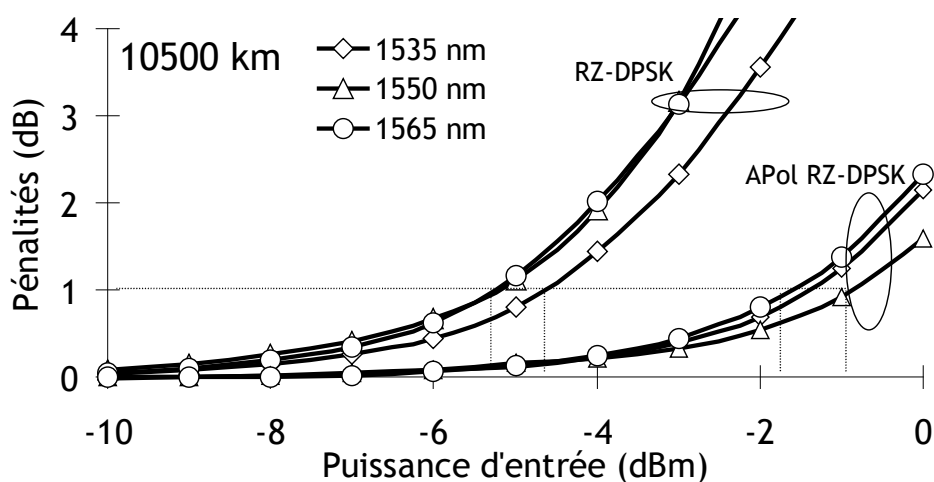


Figure IV.8 : pénalités sur le facteur Q pour les formats RZ-DPSK et APol RZ-DPSK après une transmission NZDSF sur 10500 km, à trois longueurs d'onde porteuses différentes

La valeur absolue du seuil non-linéaire associé à la RZ-DPSK est d'environ -5 dBm. Dans le système simulé, cette puissance correspond à un OSNR d'environ 14 dB/0.1nm si

des amplificateurs de facteur de bruit de 6 dB sont utilisés. Le BER obtenu en back-to-back avec cet OSNR est proche de 10^{-5} . Pour l'APol RZ-DPSK, le seuil non-linéaire est environ 3 dB plus élevé, entre -2 et -1 dBm, augmentant d'autant les marges de fonctionnement du système.

Les NLT des canaux extrêmes sont donc très proches de ceux des canaux centraux. Ces résultats nous montrent que les formats RZ-DPSK et APol RZ-DPSK tolèrent de très fortes excursions de dispersion chromatique en ligne, qui peuvent atteindre jusqu'à 12000 ps/nm pour les canaux extrêmes.

- *Format DPSK*

La Figure IV.9 montre les résultats de simulation similaires, obtenus avec le format DPSK, après 7000 km de propagation. Le NLT, en puissance d'entrée dans le système, de la DPSK après 7000 km est similaire à celui de la RZ-DPSK après 10500 km (-5 dBm). Il est alors d'environ 1.5 dB plus faible en puissance intégrée.

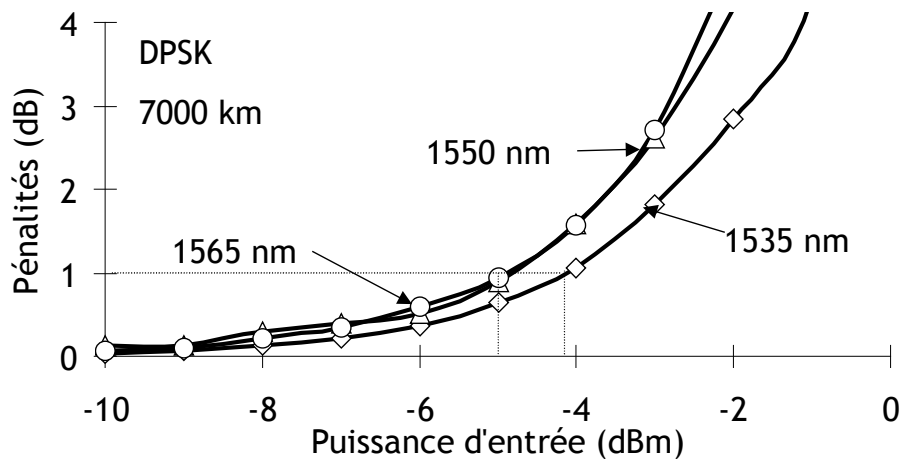


Figure IV.9 : pénalités sur le facteur Q pour le format DPSK après une transmission NZDSF sur 7000 km, à trois longueurs d'onde porteuses différentes

Cette tolérance aux effets non-linéaires ne suffit pas pour atteindre 10500 km. Mais nous avons vu au §IV.A.3.1 que la DPSK était beaucoup plus tolérante à la pente de dispersion intra-canal que la RZ-DPSK, notamment à 7000 km et moins. Ce peut donc être un format adapté aux systèmes régionaux de « courte » distance (de l'ordre de 5000 km) dans lesquels le dispositif de compensation de la pente de dispersion aurait été omis. D'où un important gain en coût pour ces systèmes, à la fois au niveau de la génération du format (la DPSK ne nécessite pas de sur-modulateur RZ et encore moins de sur-modulateur en polarisation) et au niveau du récepteur, où la compensation de la pente de dispersion n'est plus nécessaire.

Concernant les plus longues distances, le format RZ-DPSK, ou mieux l'APol RZ-DPSK, est plus adapté, dans la mesure où la pente de dispersion intra-canal est compensée. Nous verrons au Chapitre 5 que l'APol RZ-DPSK est effectivement un candidat permettant d'égaliser à 40 Gbit/s les performances des systèmes à 10 Gbit/s tout en doublant leur densité spectrale d'information. Nous y présenterons une vérification expérimentale de cela dans une configuration terrestre.

IV.A.4 Conclusion de l'étude

Nous avons étudié numériquement les systèmes sous-marins NZDSF utilisés à un débit de 40 Gbit/s par canal sur des distances compatibles avec les systèmes transpacifiques, et sur une largeur spectrale pouvant atteindre toute la bande C. Ces distance et bande spectrale accrues donnent lieu à de fortes accumulations de dispersion le long de la ligne.

Les fortes disparités en termes de carte de dispersion entre les différents canaux de la bande C n'affectent pas outre mesure la propagation des signaux, contrairement à ce qui a été observé à 10 Gbit/s.

De ces simulations nous pouvons déduire que les systèmes NZDSF peuvent être utilisés au débit de 40 Gbit/s sur des distances transpacifiques, sous réserve que les effets de PMD et de bruit de phase non-linéaire, non pris en compte ici mais pouvant potentiellement être non négligeables, n'induisent que des pénalités de transmission supplémentaires limitées.

Mais pour parfaire cette mise à niveau des systèmes NZDSF au débit de 40 Gbit/s, l'utilisation de formats DPSK est indispensable. La DPSK peut être utilisée pour atteindre des distances régionales (jusqu'à 5000 km) à moindre coût. La RZ-DPSK est nécessaire pour des distances supérieures, et l'APol RZ-DPSK pour les distances les plus élevées, pouvant dépasser les 10000 km. Pour atteindre de telles distances, ces deux derniers formats nécessitent l'utilisation d'un compensateur de pente de dispersion intra-canal pour pallier le cumul de pente de dispersion se produisant dans les systèmes NZDSF.

Cette étude a fait l'objet d'une publication dans le journal *Electronics Letters* paru en Février 2006 [4.6].

IV.B Étude de techniques de codage avancées pour les systèmes à 40 Gbit/s

Nous allons maintenant rapporter les résultats de l'étude d'une technique de codage avancée pour les systèmes terrestres modulés en OOK. Nous allons mettre à profit la prédominance des effets non-linéaires intra-canaux dans les systèmes modulés à 40 Gbit/s dont la densité spectrale d'information ne dépasse pas un certain niveau. Cette technique est basée sur un précodage de la séquence binaire à moduler, visant à limiter les conséquences des effets intra-canaux.

IV.B.1 Exploitation de la prédominance des effets intra-canaux : mise en évidence des « effets de séquence »

Dans ces systèmes à 40 Gbit/s à densité spectrale d'information limitée, les pénalités de transmission proviennent essentiellement des effets non-linéaires intra-canaux, basés sur des interactions non-linéaires entre différents symboles d'un signal optique. Comme les symboles codés dépendent de l'information à transmettre, l'impact des effets intra-canaux en dépendra aussi. Ainsi, certaines successions de bits au sein de la séquence binaire généreront plus d'effets intra-canaux indésirables que d'autres. C'est ce que nous allons appeler les *effets de séquence*.

Suite à cette observation empirique, nous pouvons envisager de coder l'information binaire à moduler dans le but de supprimer, ou du moins de rendre plus rare, certaines successions de bits de la séquence originale. Ces successions de bits seraient celles qui sont susceptibles de générer le plus de pénalités liées aux effets intra-canaux, et en

particulier à l'i-FWM, effet dont nous avons vu au Chapitre 3 qu'il était le plus pénalisant dans bien des cas.

Afin de pouvoir récupérer l'information originale à partir de la séquence codée, un sur-débit sera bien sûr nécessaire pour rajouter à la séquence codée à moduler des bits de codage, en suivant le même principe que le FEC. Toutefois, dans le cadre de cette étude, nous ne nous sommes pas focalisés sur le codage de l'information proprement dit, nous nous sommes contentés d'étudier les effets de propagation sur un signal obtenu à partir de la séquence codée, et d'estimer le sur-débit nécessaire au décodage. Il est d'ailleurs plus rigoureux, dans ce cas, de parler de séquence *modifiée* plutôt que de séquence *codée*, ce que nous allons faire dans la suite du chapitre.

IV.B.2 Techniques de codage visant à éliminer les séquences les plus pénalisantes

Parmi les sous-séquences binaires les plus pénalisées par les effets intra-canaux, la plus connue est sans conteste la sous-séquence composée d'un « 0 » isolé au milieu de deux séries de « 1 » plus ou moins longues. Dans ce cas, une impulsion fantôme est très susceptible d'être générée au niveau du « 0 » par i-FWM [1.17]. Nous avons d'ailleurs repris maintes fois cette séquence en exemple lorsque nous avons décrit les effets intra-canaux, au Chapitre 3.

Certains groupes de recherche ont développé des codes visant, par exemple, à supprimer totalement certaines sous-séquences. Dans [4.9] et [4.10] par exemple sont reportés des travaux dont le but est d'étudier l'impact sur une transmission optique de techniques de codage dont le but est de bannir les sous-séquences « 11011 », « 1101 » ou « 1011 » de la séquence binaire à transmettre. Ces codages sont effectués selon les techniques décrites dans [4.11] où le passage d'un bit à un autre de la séquence codée est régi par des lois dépendant des bits précédents de la séquence, et qui de ce fait interdisent la création de certaines sous-séquences. Ces techniques de codage ont l'avantage d'être relativement simples. Mais, par exemple, le code visant à supprimer totalement les sous-séquences « 111 » et « 11011 » requiert 5 bits pour en coder 4, soit un sur-débit de 20 %. Les autres codes étudiés requièrent des sur-débts similaires.

Paradoxalement, plus ce genre de code est simple, c'est-à-dire plus la contrainte demandée est simple (comme la suppression totale d'une certaine sous-séquence courte par exemple), plus la séquence globale subira de modifications, et donc plus le sur-débit associé sera important. Ces techniques de codage, bien que séduisantes au premier abord, deviennent rapidement inutilisables si les contraintes demandées se complexifient, c'est-à-dire, par exemple, si la longueur des séquences à bannir augmente, si celles-ci se complexifient, ou si leur suppression est soumise à certaines conditions.

D'autres techniques consistent à coder l'information dans le but de limiter, et non de supprimer totalement, les triplets de bits les plus pénalisants (typiquement le triplet « 101 ») en termes d'i-FWM [4.12]. Les sur-débts associés peuvent déjà atteindre des valeurs plus réalistes, pouvant descendre jusqu'à 1 %.

IV.B.2.1 Procédure suivie

Les techniques de codage que nous allons aborder dans ce paragraphe sont orientées dans une direction quelque peu différente. La contrainte principale que nous nous fixons est d'éviter d'avoir des sur-débts trop importants. Pour cela nous codons la séquence initiale en ne modifiant qu'un nombre réduit de bits. Il va de soi que le gain en performance associé à cette modification ne peut qu'être moindre que celui obtenu avec des méthodes telles que celles décrites dans [4.10], ou même dans [4.12]. Cependant les

contraintes apportées à la séquence sont également moindres, tout comme le sur-débit associé attendu. Nous pouvons estimer sa valeur comme étant égale au rapport du nombre de bits modifiés sur le nombre de bits total de la séquence, ce qui se justifie en considérant les techniques de codage décrites dans [4.11].

En partant de là nous faisons en sorte de trouver un compromis entre le gain en performance apporté par ce codage et le sur-débit associé, tous deux attendus d'autant plus importants que le nombre de bits modifiés est grand.

Nous avons testé numériquement cette méthode dans une configuration parmi les plus affectées par les effets intra-canaux, à savoir une transmission NRZ (de taux d'extinction 13 dB) sur SMF. Les systèmes qui se basent sur cette configuration s'avèrent de plus être simples et peu coûteux à réaliser. Le système étudié ici est le même que celui étudié au Chapitre 3. Sa longueur est de 15×100 km, et il présente une carte de dispersion simple période légèrement montante, avec pré- et post-compensation optimisées.

Tout cela est étudié en détail au moyen de simulations numériques, et une confirmation expérimentale est ensuite apportée.

IV.B.3 Résultats issus des simulations numériques

IV.B.3.1 Simulation avec la séquence de DeBruijn « témoin »

Préalablement à l'étude du codage de l'information, nous avons effectué une transmission mono-canal « témoin » d'un signal optique modulé à partir d'une séquence de DeBruijn de 1024 bits, qui sert de référence pour les différentes modifications que nous testons par la suite.

La Figure IV.10 représente l'état du signal NRZ après une transmission SMF sur 1500 km telle que celle décrite ci-dessus, obtenue à partir de la séquence témoin de DeBruijn de 1024 bits. La puissance injectée est de 2 dBm, soit proche du seuil non-linéaire de ce système.

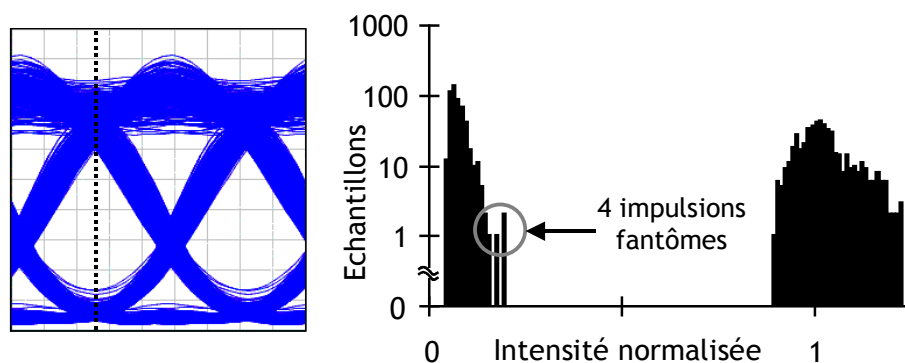


Figure IV.10 : diagramme de l'œil et histogramme de répartition des niveaux de puissance obtenus après une transmission sur 1500 km de SMF à 2 dBm, avec la séquence originale de DeBruijn, de 1024 bits

La figure montre, sur sa partie gauche, un diagramme de l'œil du signal obtenu après la transmission et la détection, et sur sa partie droite un histogramme de la répartition des différents niveaux de puissance au niveau du centre des 1024 temps-bits du signal. Le niveau de puissance des différents « 1 » de la séquence s'étale sur une plage assez importante, et n'est pas exploitable simplement. Par contre, en regardant attentivement le niveau des « 0 », nous pouvons y voir quelques traces dont la puissance

est significativement plus grande que celle des autres « 0 ». Ces traces sont susceptibles de correspondre à des impulsions fantômes. Ce sont ces quelques traces de puissance significativement plus grandes que la moyenne que nous avons exploitées en faisant en sorte de les supprimer en faisant subir à la séquence initiale de petites modifications.

IV.B.3.2 Traitement de la séquence

Nous avons donc repéré ces quatre symboles codant un « 0 », de puissance significativement plus élevée que celle des autres, et repéré les bits correspondant aux symboles voisins dans la séquence initiale. Deux « 0 » pénalisés, parmi ces quatre, correspondent au bit central d'une sous-séquence « 1110111 ». Cette sous-séquence correspond bien à celle à laquelle nous avons pensé et que nous avons déjà étudiée au chapitre précédent. Les deux autres « 0 » pénalisés correspondent au bit central de la sous-séquence « 0010100 ». La pénalité sur le « 0 » central est moins évidente à justifier dans ce cas mais elle existe néanmoins.

Effectuons maintenant une petite opération sur chacune de ces sous-séquences. Dans les deux sous-séquences « 1110111 », nous remplaçons un « 1 » voisin du « 0 » pénalisé par un autre « 0 » (en prenant garde à ne pas créer une nouvelle séquence pénalisante en considérant les bits suivant ou précédant cette sous-séquence). Nous obtenons alors des sous-séquences « 1110011 » ou « 1100111 ». Pour la séquence « 0010100 », nous remplaçons simplement le « 0 » pénalisé par un « 1 », obtenant alors une séquence « 0011100 », dont le symbole du « 1 » central présente du reste une puissance parmi les plus élevées de la séquence.

Nous avons donc créé une nouvelle séquence à partir de la séquence initiale de DeBruijn, qui a l'avantage de présenter le même nombre de « 1 » et de « 0 » que celle-ci. Ceci a son importance pour garantir une même puissance moyenne au signal, et une même sensibilité.

IV.B.3.3 Résultats de simulation avec la séquence modifiée

Après avoir effectué ces quelques modifications dans la séquence initiale, nous l'avons injectée dans le logiciel de simulation et nous avons modulé un signal NRZ à partir de cette séquence. Nous avons fait se propager ce signal dans le même système que le signal témoin, et exactement dans les mêmes conditions. Les résultats de cette simulation sont présentés en Figure IV.11.

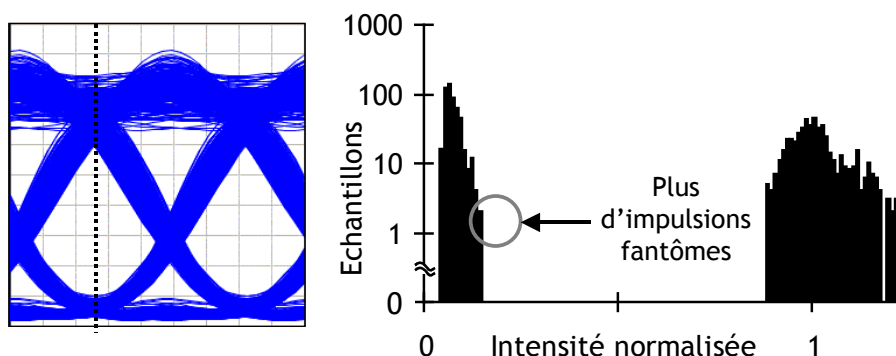


Figure IV.11 : diagramme de l'œil et histogramme de répartition des niveaux de puissance obtenus après une transmission avec la séquence modifiée

Nous voyons effectivement que les quatre impulsions fantômes que nous avons obtenues précédemment ont disparu, ce qui laisse présager une amélioration des performances en transmission en termes de seuil non-linéaire.

Pour vérifier et quantifier cela nous avons effectué des transmissions avec à la fois la séquence initiale de DeBruijn et la séquence finale modifiée pour plusieurs puissances du signal d'entrée, afin de déterminer le seuil non-linéaire de chaque configuration. Ces résultats sont décrits Figure IV.12 via les pénalités en facteur Q. La post-compensation est fixée, pour toutes les puissances, à sa valeur optimale obtenue au seuil non-linéaire. Celle-ci n'est pas nulle, ce qui explique les petites pénalités observées à basse puissance.

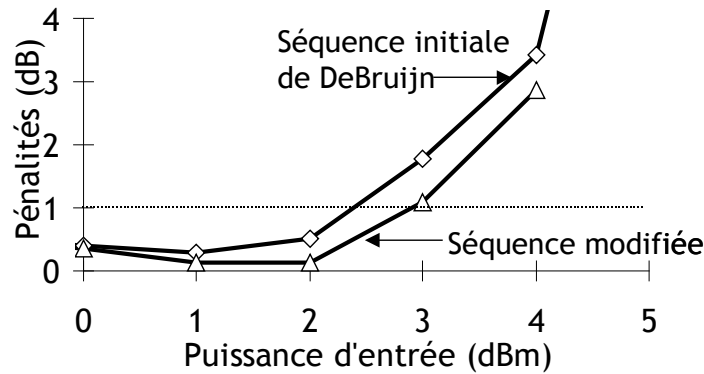


Figure IV.12 : évolution de la tolérance aux effets intra-canaux entre un signal modulé en NRZ à 40 Gbit/s par une séquence de DeBruijn, et un signal modulé de la même manière par la séquence modifiée

Le seuil non-linéaire de la séquence modifiée est supérieur de 0.5 dB au seuil non-linéaire de la séquence initiale. Ce gain n'est certes pas très important, mais comparé au peu de différence entre les deux simulations effectuées, portant uniquement sur 4 bits parmi 1024, le gain en seuil non-linéaire est malgré tout significatif.

IV.B.3.4 Autres codages et modifications de la séquence

Nous avons effectué de la même manière une autre modification de la séquence de DeBruijn, en remplaçant cette fois 28 bits parmi les 1024 bits de la séquence, dans d'autres sous-séquences identiques. Le gain en seuil non-linéaire n'est alors que de 0.75 dB. Il est certes supérieur au précédent, mais de très peu comparé à la contrainte autrement plus importante apportée à la séquence. Le signal obtenu, très proche de celui obtenu au cas précédent, est présenté en Figure IV.13. La faible valeur de gain supplémentaire obtenue peut être expliquée en tenant compte du fait que les autres sous-séquences modifiées correspondaient à des symboles « 0 » dont la puissance était beaucoup plus proche de celle des autres symboles « 0 ».

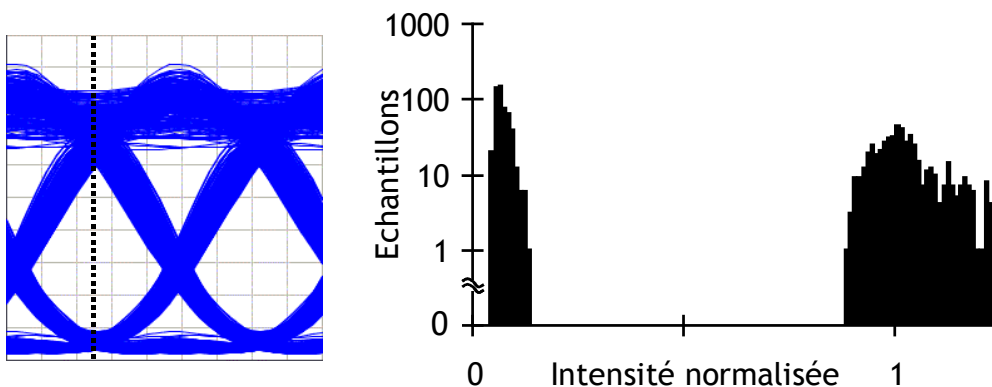


Figure IV.13 : diagramme de l'œil et histogramme de répartition des niveaux de puissance obtenus après une transmission avec la séquence obtenue en modifiant 28 bits

À titre de comparaison, nous avons effectué la même opération à partir du codage décrit dans [4.9], visant à éliminer la totalité des sous-séquences « 111 » et « 11011 » de la séquence de DeBruijn. Le diagramme de l'œil et l'histogramme correspondant sont montrés en Figure IV.14. Curieusement, alors que ce code a été conçu pour supprimer des « 0 » au niveau desquels des impulsions fantômes sont susceptibles d'être générées, nous observons que sa principale conséquence est de « nettoyer » le niveau des « 1 », beaucoup moins étalé en puissance que pour la séquence de DeBruijn, et même que pour nos codages. Le gain en seuil non-linéaire est alors, sans surprise, bien plus élevé que celui obtenu par nos codages. Il atteint 2 dB. Mais ce gain plus élevé a également un prix important, en termes de sur-débit nécessaire, comme nous l'avons vu tout à l'heure. Il est ici de 20 %, ce qui est trop grand pour les applications WDM à 40 Gbit/s pour lesquelles ces études seraient destinées à terme.

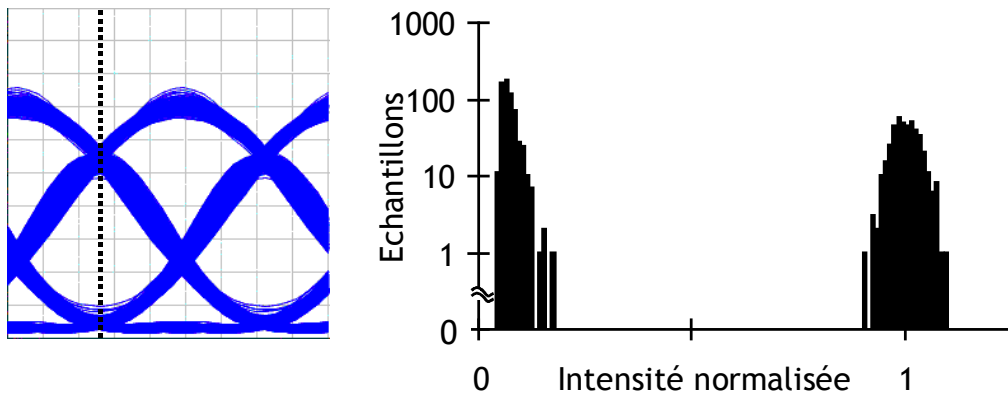


Figure IV.14 : diagramme de l'œil et histogramme de répartition des niveaux de puissance obtenus selon le codage décrit dans [4.9]

IV.B.3.5 Récapitulation

La Figure IV.15 récapitule la tolérance aux effets intra-canaux des transmissions correspondant à chacune des modifications de séquence décrites ci-dessus. Les gains en NLT vont de 0.5 dB pour la première modification décrite à 2 dB pour le code de [4.9].

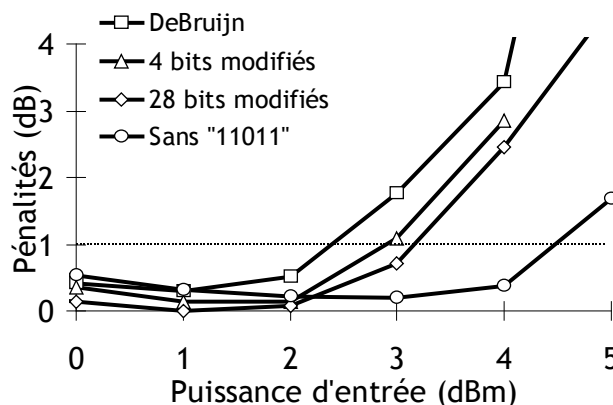


Figure IV.15 : évolution des seuils non-linéaires pour les différentes modifications de séquence étudiées

Les codages correspondant à ces modifications s'accompagneront d'un sur-débit nécessaire pour retrouver l'information originale, propre à chaque code. Nous rappelons que les techniques mêmes de codage de l'information en elles-mêmes n'ont pas été étudiées ici.

En considérant un sur-débit égal au rapport du nombre de bits modifiés dans la séquence sur son nombre de bits total, le sur-débit associé au premier code étudié serait d'environ 0.5 %, et celui associé au second serait d'environ 3 %. Quant à celui associé au code décrit dans [4.9], il est, nous l'avons vu, égal à 20 %.

À ces différents sur-débits sont associés différents gains en NLT, mais aussi une tolérance au bruit du signal d'autant plus faible que le sur-débit, donc que le débit, est élevé. La Figure IV.16 récapitule tous les gains en NLT des différents codes étudiés en tenant compte du sur-débit associé, et montre la marge supplémentaire associée à ces codes en tenant compte de la diminution de la tolérance au bruit à mesure que le débit augmente.

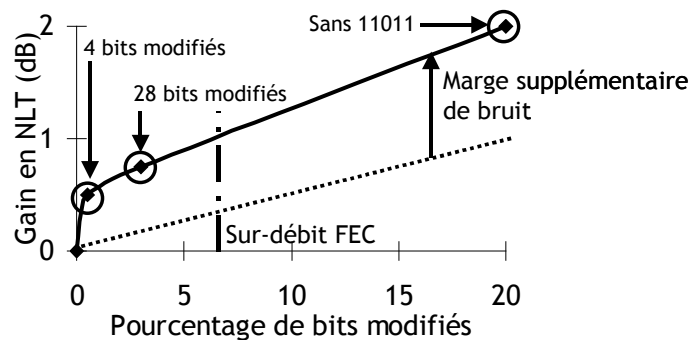


Figure IV.16 : évolution du gain en seuil non-linéaire en fonction du pourcentage de bits modifiés, et marges supplémentaires de bruit associées

Nous voyons que le code présentant une modification de 4 bits uniquement n'est quasiment pas affecté par le sur-débit, et donc que la marge de bruit supplémentaire est égale au gain en NLT, soit 0.5 dB. Pour les autres codes, le gain est certes meilleur, mais compte tenu d'un sur-débit également plus important, la marge de bruit supplémentaire est quasiment la même pour tous les codes étudiés.

De plus, si nous effectuons le rapport *gain en NLT* sur *pourcentage de bits modifiés*, il apparaît clairement sur la figure que le maximum est obtenu pour le premier code, où il y a le moins de modifications sur la séquence.

Pour effectuer des codages de l'information binaire visant à atténuer l'impact des effets intra-canaux, nous avons donc tout intérêt à ne modifier qu'un faible nombre de bits convenablement choisis.

Pour une éventuelle implémentation pratique de cette technique de codage, une idée séduisante serait d'insérer un tel codage de la séquence binaire au niveau du FEC, et ainsi générer un sur-débit global, incluant celui du FEC et celui du codage de la séquence. Nous avons notifié sur la Figure IV.16 le sur-débit lié au FEC, soit 7 %. Les deux codes les plus simples présenteraient un sur-débit inférieur à celui du FEC, ce qui laisserait présager une implémentation de ces codes avec le FEC sans risque d'augmenter significativement le sur-débit total.

IV.B.3.6 Autres configurations

La configuration dans laquelle nous avons testé cette méthode, une transmission SMF avec modulation NRZ à 40 Gbit/s, y était favorable. C'est en effet une des configurations générant le plus d'effets intra-canaux, donc dans laquelle ce genre de codage est le plus susceptible d'être efficace.

Nous avons effectué des tests dans d'autres configurations, et notamment avec une transmission sur NZDSF avec la même modulation. Comme attendu, étant donné que les

effets intra-canaux se manifestent moins lors d'une transmission sur cette fibre, le gain apporté par ce codage est encore plus faible que celui, déjà relativement faible, observé sur SMF.

Il en va de même si le format de modulation est remplacé par un codage plus résistant aux effets intra-canaux, comme la DPSK. Dans ce cas, la performance absolue est déjà bien meilleure que celle du NRZ, et le gain apporté par ce type de codage étudié ici n'apporte rien de plus qui puisse être exploitable à moindre coût.

Lorsque le taux d'extinction du format augmente, le gain apporté par ce codage augmente aussi, car les impulsions fantômes ressortent plus facilement de la masse du niveau de puissance correspondant aux « 0 ».

IV.B.4 Confirmation expérimentale

Nous avons vérifié expérimentalement l'effet de la première modification de séquence que nous avons testée, consistant à remplacer 4 bits parmi 1024 et qui présentait un NLT 0.5 dB meilleur que celui observé avec la séquence de DeBruijn.

Pour cela nous avons utilisé une boucle à recirculation constituée de 4×100 km de fibres SMF avec 100 % de compensation de dispersion en ligne au niveau des quatre tronçons, séparés par des EDFA. Nous avons effectué les mesures de BER après 800 km, soit 2 tours.

Pour un fonctionnement optimal, les EDFA nécessitent un signal WDM réparti le plus équitablement possible dans leur bande passante. Pour garantir malgré cela une meilleure concordance avec les résultats de simulation, qui provenaient d'une transmission mono-canal, nous avons modulé un canal NRZ au milieu de la bande C terrestre, vers 1545 nm, et « rempli » le reste de la bande avec des canaux non modulés, espacés de 200 GHz.

Nous avons effectué deux séries de mesures, comme pour les simulations : une avec une modulation NRZ d'une séquence PRBS de $2^{11}-1$ bits, qui sert de mesure « témoin », et l'autre avec une séquence programmée de 2048 bits.

Pour obtenir cette séquence nous avons procédé de la même façon que lors des simulations. Nous avons dans un premier temps récupéré la séquence PRBS donnée par le générateur de séquences du laboratoire et nous y avons rajouté un « 0 » dans le plus long train de « 0 » pour en faire une séquence de DeBruijn avec autant de « 1 » que de « 0 ». Nous avons injecté cette séquence dans notre logiciel de simulations (d'où la nécessité de l'avoir transformée en DeBruijn) et repéré les symboles les plus pénalisés. Nous avons remplacé, comme précédemment, les sous-séquences les plus affectées par l'i-FWM par d'autres qui le sont moins, mais nous en avons remplacé 8 au lieu de 4, car la séquence est deux fois plus longue. Puis nous avons vérifié en simulation que l'on obtenait bien un gain en NLT d'environ 0.5 dB avec cette séquence aussi.

Nous avons alors récupéré la nouvelle séquence modifiée de 2048 bits, et nous avons programmé le générateur de séquences et le détecteur d'erreurs avec. Nous avons ensuite effectué la même transmission que nous avons effectuée avec la séquence PRBS de $2^{11}-1$ bits. Les résultats des mesures expérimentales sont présentées en Figure IV.17 (la différence de 1 bit entre la longueur des deux séquences utilisées permet de faciliter l'expérience et ne présente pas d'impact significatif sur les mesures). Les données expérimentales sont représentées par les triangles et les losanges, et les courbes correspondent à une régression quadratique de ces données.

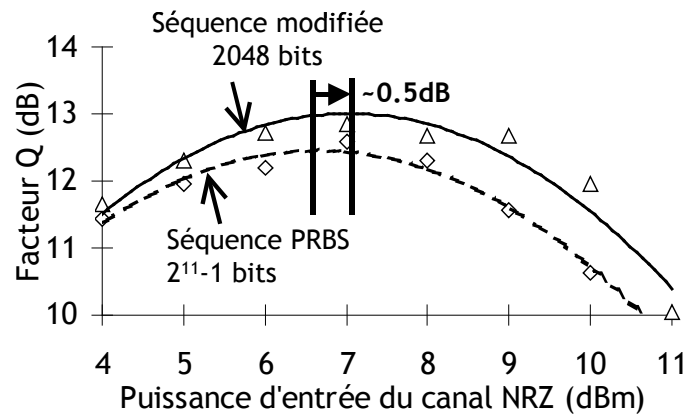


Figure IV.17 : mesures expérimentale d'une transmission sur 800 km de SMF, avec la séquence PRBS initiale et la séquence où 8 bits sur 2048 ont été modifiés

Les courbes expérimentales suivent le modèle de la « courbe en cloche » de l'évolution du facteur Q en fonction de la puissance du canal NRZ. Nous observons une meilleure performance globale en faveur de la courbe correspondant à la séquence modifiée, et nous pouvons estimer que son maximum est d'environ 0.5 dB plus grand que le maximum de la courbe correspondant à la séquence de DeBruijn.

IV.B.5 Conclusion de l'étude

Par le biais de cette étude, nous avons étudié la pertinence d'une technique de codage de l'information binaire visant à supprimer les sous-séquences les plus pénalisantes en termes d'effets non-linéaires intra-canaux. L'idée du codage décrit ici, contrairement à ceux décrits dans [4.9] ou [4.10], consiste à modifier le moins possible la séquence binaire tout en faisant en sorte d'obtenir un compromis avec le gain en seuil non-linéaire obtenu. Celui-ci semble être atteint en modifiant environ 0.5 % des bits de la séquence convenablement choisis, ce qui donne un gain en NLT de 0.5 dB.

Une idée séduisante serait d'implémenter un code effectuant ces opérations avec le code correcteur d'erreurs sans augmenter significativement le sur-débit global, ce qui semble d'autant plus possible que le sur-débit associé au codage de la séquence est faible, notamment devant le sur-débit lié au FEC.

IV.C Étude de systèmes sous-marins de nouvelle génération dépourvus de compensation de dispersion en ligne, et équipés d'un dispositif de conjugaison de phase optique en milieu de ligne

Nous avons étudié au §IV.A la possibilité d'utiliser les systèmes sous-marins NZDSF, initialement prévus pour fonctionner à 10 Gbit/s, au débit de 40 Gbit/s par canal. Or cette configuration présentait un problème du fait de la non-compensation de la pente de dispersion dans ces systèmes. Un dispositif supplémentaire de compensation de pente de dispersion s'avérait alors indispensable pour atteindre des distances transocéaniques.

Une autre solution pour améliorer la performance des systèmes sous-marins est d'utiliser des systèmes composés de fibres de ligne de nouvelle génération qui ont été développées récemment [4.13]. Ce sont les fibres dites « +D » et « -D ». Les systèmes sous-

marins correspondants, alors nommés +D/-D ont déjà largement fait leurs preuves en étant notamment le support d'un record de produit capacité \times distance, (6Tbit/s sur 6000 km) [4.14].

Dans ce paragraphe nous nous intéressons à une variante de ce type de systèmes, dans lesquels il n'y a pas de compensation de dispersion en ligne. Celle-ci est assurée à la place par un dispositif de conjugaison de phase optique, que nous allons décrire.

Après avoir présenté les systèmes sous-marins +D/-D conventionnels, nous allons présenter des résultats issus de simulations numériques évaluant les performances des systèmes avec conjugaison de phase optique, que nous comparerons avec celles des systèmes +D/-D. Nous présenterons pour terminer un montage expérimental permettant d'inclure un tel dispositif de conjugaison de phase optique dans un système de transmission optique.

IV.C.1 Description des systèmes +D/-D

Les systèmes sous-marins dits +D/-D sont donc composés de fibres de nouvelle génération, la « +D » et la « -D ». La fibre « +D » est la fibre de ligne du système, elle correspond à une SMF améliorée. Sa dispersion est de +20 ps/nm/km, et sa pente est à peu près équivalente à celle de la SMF. C'est au niveau des autres paramètres que cette fibre est meilleure que les fibres conventionnelles : ses pertes valent environ 0.185 dB/km et peuvent même descendre jusqu'à 0.17 dB/km et son aire effective vaut environ 107 μm^2 .

Dans les systèmes +D/-D, la compensation de la dispersion est assurée par des fibres compensatrices spécialement conçues pour cela, les fibres « -D », dont la dispersion vaut -40 ps/nm/km. Cette relativement faible valeur de dispersion, en absolu, comparée à celle des DCF terrestres pouvant atteindre -150 ps/nm/km, permet à la fibre « -D » d'être utilisée dans une configuration typique d'un système sous-marin, à savoir de faire partie intégrante de la ligne optique. L'intérêt principal de la fibre « -D », par rapport aux fibres utilisées dans les systèmes NZDSF, est qu'elle compense aussi la pente de la dispersion de la fibre « +D ». Ses pertes valent quant à elles 0.23 dB/km, mais elles sont néanmoins bien plus faibles que celles des DCF terrestres, qui valent environ 0.6 dB/km. Quant à son aire effective, elle vaut environ 30 μm^2 , légèrement supérieure aux 20 μm^2 des DCF terrestres. Ces caractéristiques améliorées de la fibre « -D » par rapport à celles des DCF font que la fibre « -D » peut être câblée avec d'autres fibres et notamment la « +D », dans un câble sous-marin.

À la différence des systèmes sous-marins NZDSF, il n'y a pas de tronçon de fibre spécifiquement alloué à la compensation de la dispersion dans les systèmes +D/-D. Un tronçon d'un système +D/-D est généralement composé aux deux tiers d'une fibre « +D » et au tiers restant d'une fibre « -D », qui compense la dispersion accumulée dans la fibre « +D » et sa pente. Ce rapport peut être ajusté en fonction de la compensation en ligne souhaitée. La fibre « -D » est placée à l'endroit du tronçon où la puissance est la plus faible, dans le but de diminuer l'impact des effets non-linéaires qui seraient exaltés dans cette fibre du fait de sa faible aire effective. Elle est donc à la fin du tronçon dans le cas d'une amplification par EDFA, et au milieu dans le cas d'une amplification Raman. La Figure IV.8 représente une carte de dispersion plate optimisée typique d'un système +D/-D amplifié par EDFA.

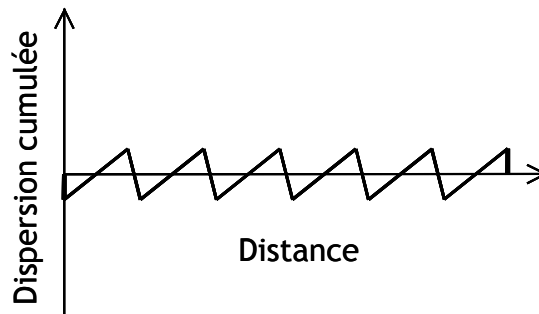


Figure IV.18 : carte de dispersion d'un système +D/-D

Les systèmes +D/-D sont encore peu utilisés sur le terrain. À ce jour, un seul a été déployé, à travers l'océan Pacifique, reliant les Etats-Unis au Japon. Il fonctionne au débit par canal de 10 Gbit/s [4.15]. Mais ces systèmes sont largement étudiés en laboratoire, et les prochains nouveaux systèmes sous-marins qui seront déployés seront des systèmes +D/-D, notamment les trois projets de liaison transpacifique, entre la Chine et les Etats-Unis, entre Sydney et Hawaï, et entre Singapour et les Etats-Unis via Hawaï.

Malgré leur avenir prometteur, ces systèmes présentent certaines limitations, notamment sur le plan physique. La fibre « -D » présente, nous l'avons vu, des pertes plus importantes que la fibre « +D » et une faible aire effective, qui peuvent s'avérer limitantes dans le cas où la performance du système est poussée à l'extrême. D'autre part, ces systèmes présentent des inconvénients d'ordre technique, qui sont d'ailleurs propres à tous les systèmes sous-marins. Étant donné qu'une ligne optique sous-marine comporte plusieurs types de fibre au sein d'un même câble, celles-ci nécessitent d'être soudées entre elles. Ces soudures peuvent se révéler complexes à réaliser et présenter des pertes significatives du fait de la forte différence d'aires effectives entre les différentes fibres considérées, notamment la « +D » et la « -D ». De plus un câble optique est constitué d'une multitude de liaisons optiques véhiculant l'information dans un sens ou dans l'autre. Il se peut donc qu'au niveau d'une section donnée du câble cohabitent ensemble des fibres de plusieurs types. Cela donne lieu à des contraintes supplémentaires lorsqu'une réparation d'un câble est nécessaire.

C'est pour s'affranchir de ces inconvénients que nous allons présenter ici un nouveau type de système sous-marin, directement dérivé du système +D/-D mais dépourvu de toute fibre compensatrice de dispersion en ligne, et au milieu duquel serait inséré un dispositif de conjugaison de phase optique. Ce système est nommé +D/OPC.

IV.C.2 Étude numérique de systèmes sous-marins +D/OPC

IV.C.2.1 Présentation des systèmes +D/OPC

Comme nous l'avons évoqué, ces systèmes ne comportent qu'un seul type de fibre de ligne, en l'occurrence la fibre « +D » qui, nous l'avons vu, est particulièrement performante en termes d'atténuation et d'aire effective. Cependant, dans ces systèmes, la dispersion chromatique ne ferait que s'accumuler tout le long de la propagation. Pour compenser en une fois la dispersion accumulée dans ces systèmes, dispersion pouvant atteindre des valeurs de l'ordre de la centaine de milliers de ps/nm, l'utilisation de fibres compensatrices de dispersion, ou même de compensateurs de dispersion à base de réseaux de Bragg est très délicate, sinon impossible. D'autres méthodes sont donc nécessaires.

Une première méthode, que nous n'étudierons pas ici, consiste à effectuer un pré- ou un post-traitement du signal électronique [4.16], au niveau de l'émetteur ou du

récepteur. Cette méthode nécessite des processeurs rapides et un échantillonnage du signal adéquat, et peut s'avérer rapidement limitante en présence d'effets non-linéaires [4.17]. De plus les algorithmes de traitement du signal doivent être spécifiques au système dans lequel ils sont utilisés.

Une autre méthode consiste à effectuer, au milieu d'une liaison optique, une conjugaison de phase optique d'un signal qui a subi une certaine dispersion cumulée [4.18]. Aucun traitement électronique n'est requis et cette méthode ne nécessite aucune adaptation en fonction du système dans laquelle elle est utilisée. C'est la méthode que nous avons choisie pour cette étude et que nous allons détailler ci-dessous.

IV.C.2.1.1 La conjugaison de phase optique

- *Principe*

La *conjugaison de phase optique*, ou OPC pour Optical Phase Conjugation, est une opération de conversion non-linéaire d'un signal optique, qui a lieu dans un milieu non-linéaire spécifiquement alloué à cela. Lors des premières expériences traitant de l'OPC, ce milieu était une fibre à fort coefficient non-linéaire, ou un amplificateur à semi-conducteur [4.19]. Cependant le milieu le plus utilisé aujourd'hui pour ce type d'opération de conversions non-linéaires est un cristal non-linéaire de Niobate de Lithium périodiquement polarisé (Periodically-Poled Lithium Niobate, PPLN) [4.18]. Il est préféré aux autres milieux en raison notamment de sa bonne efficacité de conversion, qui est de plus quasi-constante sur une bande spectrale très large pouvant inclure notamment la bande C et la bande L. De ce fait il est parfaitement compatible avec des applications WDM, ce qui n'était pas le cas des autres milieux. Dans la suite de ce mémoire, nous étudierons exclusivement la conjugaison de phase optique au sein d'un cristal de PPLN.

L'OPC consiste à générer, avec l'aide d'un signal de pompe continu dont la fréquence est proche de celle du signal optique incident, un nouveau signal optique dont le spectre est le symétrique du spectre du signal incident par rapport à la fréquence du signal de pompe. Ce signal est appelé *signal conjugué*, ou *idler*. L'intérêt de cette opération est d'invertir, au sein du spectre, les fréquences à vitesse de propagation rapide et lente. Ainsi, la dispersion s'appliquant sur un tel signal conjugué a un effet inverse que celui qu'elle a eu sur le signal incident.

Dans les fibres non-linéaires ou les SOA, cette conversion est réalisée par un processus non-linéaire du troisième ordre basé sur le mélange à quatre ondes. Dans les cristaux PPLN, elle est réalisée, moyennant un quasi-accord de phase, à partir d'une cascade de deux processus du deuxième ordre, ce qui équivaut à un processus du troisième ordre mais dont le rendement est supérieur. Nous décrivons les aspects physiques et pratiques de l'OPC dans un cristal PPLN au §IV.C.3.1.1.

Le premier de ces deux processus cascades est la génération d'un signal issu du signal de pompe à la fréquence f_p , dont la fréquence est le double de celle de ce signal de pompe, soit $2f_p$. Ce processus est nommé SHG, pour Second Harmonic Generation.

Le second processus non-linéaire consiste en la génération du signal conjugué issu d'une interaction non-linéaire entre la pompe doublée et le signal incident de fréquence f_s . Le signal généré a une fréquence égale à la différence des fréquences des deux signaux impliqués, soit une fréquence $f_c = 2f_p - f_s$, qui correspond bien au symétrique de la fréquence du signal incident par rapport à celle du signal de pompe. Ce processus est la DFG, pour Difference Frequency Generation. Si le cristal est optimisé pour la SHG de la pompe, le quasi-accord de phase n'est pas assuré de manière optimale pour la DFG car d'autres longueurs d'onde participent à cet effet. Néanmoins, si on néglige la différence des indices de réfraction du cristal correspondant aux longueurs d'onde des extrêmes de la

bande C, 1530 nm et 1565 nm, qui est inférieure à 10^{-3} , devant celle entre l'indice de la pompe et celui de la pompe doublée qui est d'environ 0.04, le désaccord de phase de la SHG et celui de la DFG sont identiques, et de plus, la DFG a le même rendement quelle que soit la longueur d'onde du signal considérée dans la bande C. La DFG peut alors s'appliquer simultanément à plusieurs signaux incidents, donc à un signal WDM. La Figure IV.19 montre un schéma récapitulatif de la conjugaison de phase optique d'un signal WDM au sein d'un cristal de PPLN.

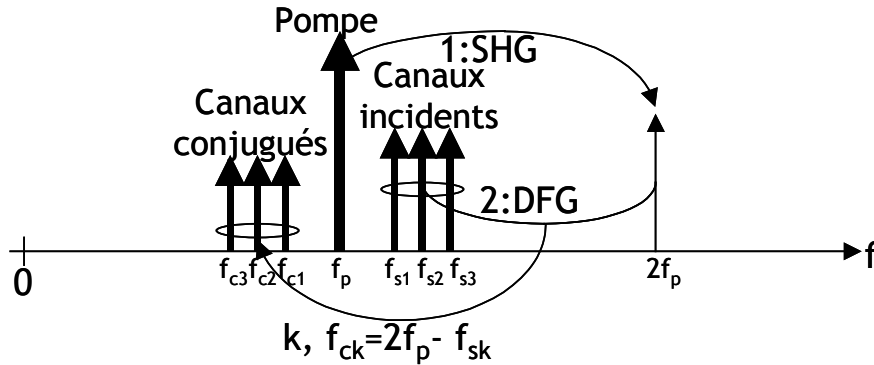


Figure IV.19 : conjugaison de phase optique au sein d'un cristal de PPLN

Notons que d'autres interactions non-linéaires pourraient se produire au sein du cristal, à commencer par un doublage de la fréquence des signaux incidents. Cependant, la puissance du signal de pompe, supérieure à 20 dBm, est bien plus élevée que la puissance d'un canal du signal, valant généralement quelques dBm au maximum. De ce fait, seule la SHG de la pompe est significative. D'autres interactions parasites sont susceptibles de se produire, mais elles sont négligeables devant les deux qui nous intéressent pour l'OPC, ou génèrent des signaux hors des bandes spectrales considérées pour les télécommunications optiques.

Notons aussi qu'il serait possible de pomper directement le cristal par une source de fréquence égale à celle de la pompe doublée présentée ci-dessus, évitant ainsi l'opération de SHG, ce qui améliorerait le rendement de la DFG. Mais dans ce cas apparaîtraient des difficultés techniques consécutives à l'utilisation d'une longueur d'onde n'appartenant pas à la fenêtre télécom, notamment concernant son amplification à forte puissance.

- *Application aux systèmes de transmission optique*

Observons maintenant l'aspect théorique d'un signal optique s'étant propagé sur une certaine distance, puis qui subit une OPC, et dont le conjugué se propage à nouveau sur une certaine distance.

Nous rappelons tout d'abord la NLSE, équation de propagation d'un signal optique le long d'une fibre optique :

$$i \frac{\partial A}{\partial z} + \frac{i}{2} \alpha A - \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A}{\partial T^2} - \frac{i\beta_3}{6} \frac{\partial^3 A}{\partial T^3} + \gamma |A|^2 A = 0$$

Équation IV.1

Au niveau de la conjugaison de phase, l'enveloppe du signal optique A devient A^* , complexe conjugué de A [4.20].

Si la NLSE se vérifie pour une propagation donnée, alors sa forme complexe conjuguée se vérifie aussi. La NLSE est présentée sous cette forme ici :

$$i \frac{\partial A^*}{\partial z} + \frac{i}{2} \alpha A^* + \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A^*}{\partial T^2} - \frac{i\beta_3}{6} \frac{\partial^3 A^*}{\partial T^3} - \gamma |A|^2 A^* = 0$$

Équation IV.2

Cette équation correspond alors à l'équation de propagation d'un signal complexe conjugué par rapport au signal dont la propagation est décrite par l'Équation IV.1, dans le même lien que celui-ci [4.21].

Nous observons via ces équations que la conjugaison de phase a pour effet d'inverser le signe des termes liés à la dispersion de vitesse de groupe et à l'effet Kerr. Ces inversions de signe peuvent donner lieu à une certaine compensation des effets correspondants, ce que nous allons voir ci-dessous. En revanche le terme lié à la dispersion du troisième ordre, et bien sûr celui lié à l'atténuation, ont gardé le même signe, et donc ces effets ne peuvent pas être compensés par OPC.

Grâce à l'inversion du signe du terme correspondant, la dispersion cumulée que subit un signal conjugué issu de l'OPC dans la seconde partie du système (après l'OPC) a un effet inverse à celui consécutif à la dispersion subie par le signal correspondant avant l'OPC. Ainsi, si les valeurs de dispersion cumulée dans les deux parties du système sont identiques, alors la dispersion résiduelle vue par le signal conjugué à la fin de la transmission sera nulle. L'intérêt de la conjugaison de phase optique dans les télécommunications optiques pour la compensation de la dispersion chromatique a été mis en évidence pour la première fois en 1979 [4.22].

La carte de dispersion d'un système présentant une OPC peut être modélisée comme montré en Figure IV.20, par une inversion du signe de la dispersion cumulée au niveau de l'OPC. L'exemple de la Figure IV.20 correspond au cas où l'OPC est placé en milieu de ligne et où il n'y a pas de compensation de dispersion en ligne. C'est ce cas que nous allons étudier par la suite.

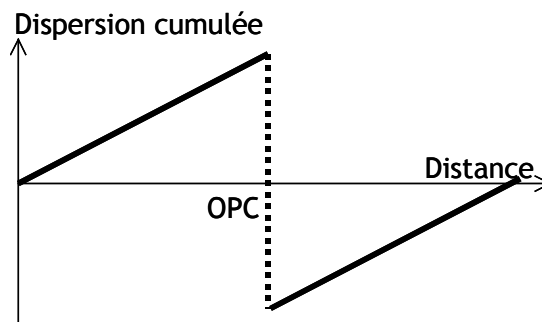


Figure IV.20 : carte de dispersion d'un système présentant une OPC

Le fait que la dispersion du troisième ordre ne soit pas compensable par l'OPC fait qu'une compensation parfaite de dispersion par OPC n'a lieu qu'au niveau d'une seule longueur d'onde, celle de la pompe, qui n'induit pas de décalage en fréquence entre le signal et son conjugué. Pour des canaux éloignés de la pompe, une post-compensation d'ajustement pourra s'avérer nécessaire afin de parfaire la compensation de la dispersion.

Le même raisonnement peut être appliqué pour le terme lié aux effets Kerr. Suivant le même principe, un signal ayant accumulé une certaine quantité d'effets non-linéaires au niveau de l'OPC voit sa phase non-linéaire y changer de signe. La propagation dans la seconde partie du système peut donc également donner lieu à une certaine compensation des effets Kerr. Ceci a été expérimenté pour la première fois en 1993 [4.23]. Mais la compensation des effets non-linéaires ne pourra jamais être parfaite, car pour cela la phase non-linéaire cumulée dans la seconde partie de la ligne doit être égale à celle

cumulée dans la première partie, comme pour la dispersion. Cela correspondrait à une distribution de puissance le long de la ligne symétrique par rapport à la position de l'OPC. Or ceci est impossible à cause de l'atténuation des fibres de ligne. Il existe toutefois des moyens permettant d'améliorer cette compensation d'effets non-linéaires en s'approchant de la distribution de puissance symétrique, en introduisant par exemple une amplification Raman [4.24], en utilisant des tronçons plus courts, ou en décalant légèrement l'OPC du milieu de la ligne pour que les zones des tronçons où la puissance optique est élevée soient symétriques par rapport à celui-ci [4.25]. Mais nous verrons par la suite que la compensation d'effets non-linéaires par OPC dépend aussi du type d'effets non-linéaires accumulés dans la ligne.

IV.C.2.1.2 Description des systèmes +D/OPC

Les systèmes +D/OPC que nous avons étudiés numériquement sont inspirés des systèmes conventionnels +D/-D amplifiés par EDFA, dont les tronçons font 66 km de long. Les tronçons des systèmes +D/OPC étudiés ici ont la même longueur, mais sont constitués uniquement de fibre « +D ». L'amplification du signal est y également assurée par des EDFA.

Le nombre total de tronçons de ce système est de 96, soit une longueur totale du système de 6336 km. En milieu de ligne, après le 48^e tronçon, un dispositif de conjugaison de phase optique à base de PPLN a été inséré. La Figure IV.21 montre le schéma de ce système, et la carte de dispersion correspondante. La dispersion totale cumulée dans les 6000 km de fibre « +D » dépasse les 120000 ps/nm, et l'inversion spectrale du signal a lieu après un cumul d'environ 60000 ps/nm de dispersion. Cette valeur est bien sûr très grande devant les valeurs d'excursion de dispersion des systèmes conventionnels compensés optiquement en ligne, qui dépassent rarement les quelques milliers voire la dizaine de milliers de ps/nm, obtenue pour les canaux extrêmes des systèmes NZDSF qui ont déjà une très grande excursion de dispersion.

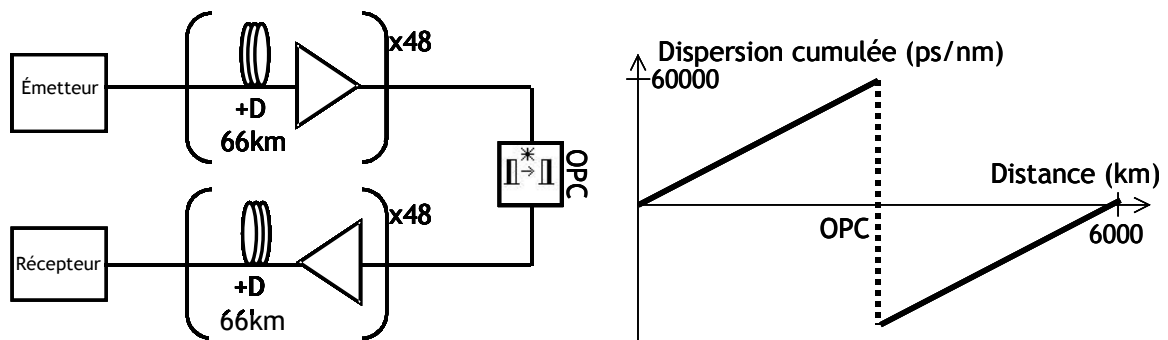


Figure IV.21 : Schéma et carte de dispersion d'un système +D/OPC

L'intérêt majeur du système +D/OPC réside dans la simplification de sa ligne optique. Il n'y a qu'un seul type de fibre dans le câble optique, et cette fibre présente de faibles pertes et une grande aire effective. En remplaçant les 22 km de fibre « -D » d'un tronçon de système +D/-D par 22 km de fibre « +D », les pertes d'un même tronçon de 66 km sont réduites de 1 dB, sans compter les pertes économisées par la réduction du nombre de soudures. De plus la phase non-linéaire cumulée dans ces systèmes est plus faible d'environ 0.8 dB, que dans les systèmes +D/-D grâce au remplacement d'une fibre à faible aire effective par une fibre à forte aire effective, et ce indépendamment de l'OPC.

Dans ces systèmes, tous les modules de compensation de dispersion en ligne sont remplacés par un seul module de conjugaison de phase optique. Cela est d'autant plus intéressant qu'il y a beaucoup de modules de compensation de dispersion remplacés, donc

que le système est long. De plus, l'OPC ne peut œuvrer que sur une liaison point-à-point. Il ne peut pas opérer efficacement dans un réseau, car ses dispositifs de routage des données ne fonctionnent pas efficacement avec des signaux présentant une forte dispersion cumulée. Il faudrait donc un dispositif d'OPC dans chaque branche du réseau. Cette limitation est à renforcer par le fait que les conversions de longueur d'onde induites par l'OPC compliqueraient rapidement la tâche de ces dispositifs. En conséquence, le nombre élevé de tronçons d'un système sous-marin transocéanique, ainsi que son caractère point-à-point font que l'OPC en milieu de ligne est plus adaptée à de tels systèmes, que nous avons étudiés.

IV.C.2.2 Résultats issus de simulations numériques

Nous présentons ici les évaluations des performances d'un système sous-marin +D/OPC en termes de seuil non-linéaire, en les comparant notamment à celles d'un système conventionnel +D/-D similaire, comportant le même nombre de tronçons de même longueur. Nous avons étudié deux configurations, la première consistant en une modulation NRZ à 10 Gbit/s, en mono-canal et en WDM, configuration des systèmes actuellement en service, et la seconde consistant en une modulation RZ-DPSK à 40 Gbit/s, pressentie pour les systèmes de prochaine génération, configuration testée en mono-canal et en WDM.

IV.C.2.2.1 Paramètres de simulation

Nous avons travaillé à OSNR constant et évalué le seuil non-linéaire à 1 dB de pénalité en facteur Q pour chaque configuration étudiée.

La longueur de séquence de DeBruijn la mieux adaptée à de telles simulations serait, selon la théorie de [4.26], longue d'au moins 2^{1500} bits pour simuler de manière totalement rigoureuse une propagation d'un format modulé à 40 Gbit/s le long d'un système +D/OPC qui atteint des valeurs de dispersion cumulée en ligne de 60000 ps/nm ! Mais cette étude [4.26] est susceptible de sur-estimer la longueur de séquence nécessaire, comme nous l'avons déjà observé au Chapitre 3. De plus une séquence d'une telle longueur est inconcevable, a fortiori impossible à simuler, et d'autre part une telle simulation serait inutile étant donné que les séquences d'information réelles peuvent être approchées par des séquences de DeBruijn de longueur beaucoup plus raisonnable. Nous avons malgré tout testé différentes longueurs de séquence parmi celles que nous pouvons simuler, jusqu'à 2048 bits, et nous n'avons pas trouvé de différences significatives entre les différents résultats, comme l'atteste la Figure IV.22. Nous avons donc dans cette étude utilisé des séquences binaires de DeBruijn de 256 bits.

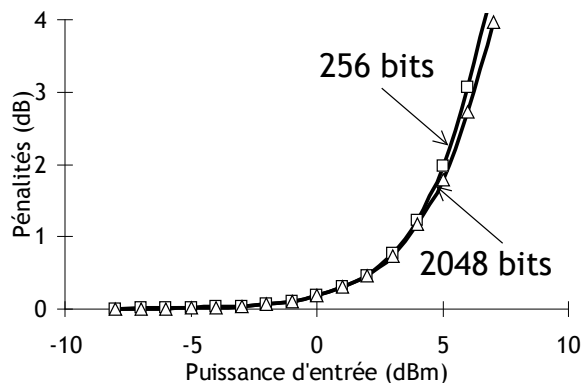


Figure IV.22 : impact de la longueur de la séquence de DeBruijn simulée pour une transmission +D/OPC en RZ-DPSK à 40 Gbit/s

Les systèmes +D/OPC peuvent également présenter une pré-compensation et une post-compensation, même si cela n'a pas été explicité dans la Figure IV.21. La Figure IV.23 montre la pénalité obtenue à une puissance de 3 dBm, dont nous verrons au §IV.C.2.2.3 qu'elle est proche du NLT dans le cas d'une modulation RZ-DPSK à 40 Gbit/s, pour plusieurs valeurs de pré-compensation. Celles-ci s'étalent sur une plage proche de la valeur de la moitié de l'excursion de dispersion totale du système, soit 60000 ps/nm. Nous observons, pour des cartes de dispersion radicalement différentes, des fluctuations de pénalité inférieures à 0.5 dB. L'influence de la pré-compensation dans les systèmes +D/OPC est donc très limitée, ce qui peut s'expliquer par le fait que, quelle que soit la valeur de pré-compensation, la carte de dispersion de ces systèmes est toujours antisymétrique par rapport au milieu de la ligne où se trouve l'OPC, et donc ne modifie pas fondamentalement l'impact des effets non-linéaires sur le signal.

Dans cette étude nous avons donc considéré un système +D/OPC ne présentant pas de pré-compensation, ce qui le simplifie encore sans le pénaliser. Si la compensation de dispersion est parfaite, cela implique pas de post-compensation non plus. Mais dans les faits, celle-ci ne l'est jamais parfaitement, surtout pour les canaux dont la porteuse s'éloigne de la pompe, qui sont moins bien compensés en dispersion du fait de la non-compensation de la pente de dispersion par l'OPC. Une post-compensation peut donc malgré tout être nécessaire pour les systèmes réels.

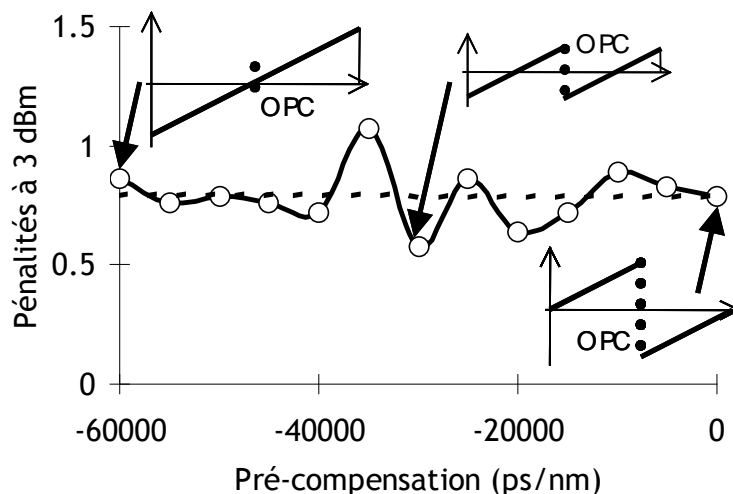


Figure IV.23 : influence de la pré-compensation sur la performance d'une modulation RZ-DPSK à 40 Gbit/s sur un système +D/OPC

IV.C.2.2.2 Résultats à 10 Gbit/s en NRZ

Nous nous sommes, dans un premier temps, intéressés au comportement d'un système +D/OPC en présence d'une modulation NRZ à 10 Gbit/s. La Figure IV.24 montre les résultats de simulation correspondants, en mono-canal et en WDM, comparés à ceux issus du système +D/-D de même longueur, dont la pré- et la post-compensation ont été optimisées en tenant compte d'une dispersion résiduelle en ligne de 4 ps/nm après chaque tronçon, soit une carte de dispersion très légèrement montante.

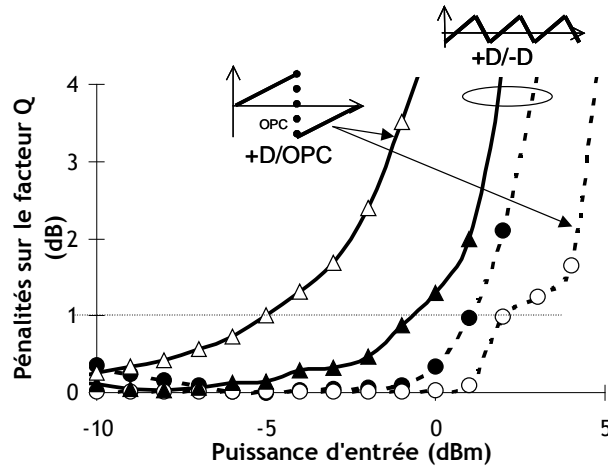


Figure IV.24 : pénalités sur le facteur Q des systèmes +D/-D et +D/OPC à 10 Gbit/s en NRZ, en configuration monocanal (courbes pointillées) et WDM (courbes continues) avec 50 GHz d'espacement (OSNR 13.5 dB/0.1nm)

En ce qui concerne la configuration mono-canal, le NLT du système +D/OPC est meilleur de quelques dB que celui du système +D/-D. Cela confirme que l'OPC peut être efficace pour compenser la dispersion chromatique et les effets non-linéaires intra-canaux. Mais lorsque l'on passe en configuration WDM (en simulant un multiplex de 21 canaux espacés de 50 GHz, représentatif d'un système WDM à 10 Gbit/s), le NLT s'en trouve sévèrement diminué, d'environ 8 dB, sur un système +D/OPC, alors qu'il n'est dégradé que d'1 ou 2 dB sur un système +D/-D. Cela montre qu'à 10 Gbit/s, une carte de dispersion basée sur la fibre « +D » uniquement, correspondant à celle du système +D/OPC est très affectée par les effets non-linéaires croisés, qui ne sont donc pas compensées par conjugaison de phase optique. Ceci est confirmé par les diagrammes de l'œil de la Figure IV.25, correspondant à une pénalité de -2 dB en configurations monocanal et WDM sur le système +D/OPC. On observe une plus grande fluctuation temporelle, attribuée à la modulation de phase croisée, sur l'œil WDM.

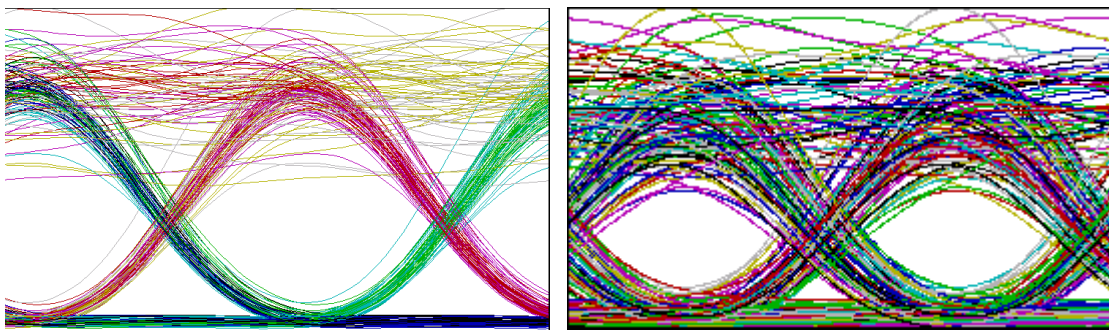


Figure IV.25 : diagrammes de l'œil à 2 dB de pénalité en monocanal (à gauche) et en WDM (à droite) sur le système +D/OPC

Le fait que la XPM soit si pénalisante lorsque l'excursion de dispersion atteint des valeurs importantes peut s'expliquer de la manière suivante : la XPM crée un déphasage des signaux optiques des canaux WDM, qui crée un décalage en fréquence de l'onde porteuse. Ce décalage en fréquence est converti en décalage temporel proportionnel à la dispersion cumulée du signal. Or, comme celle-ci peut atteindre des valeurs élevées dans ces systèmes, le décalage temporel induit par la XPM y est important.

IV.C.2.2.3 Résultats à 40 Gbit/s en RZ-DPSK, mono-canal

La Figure IV.26 montre les résultats de simulation en configuration mono-canal pour un format RZ-DPSK à 40 Gbit/s. Sont représentées les performances du système +D/-D, du système +D/OPC et d'un troisième système virtuel, nommé +D/DCF, proche du système +D/OPC mais pour lequel la compensation de dispersion par OPC serait assurée par une DCF idéale, ou bien par une OPC qui n'aurait pas opéré de « renversement » de la phase non-linéaire cumulée.

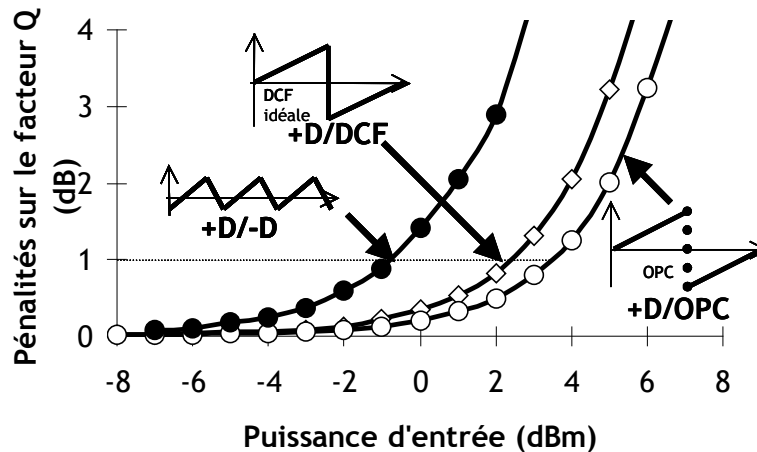


Figure IV.26 : pénalités sur le facteur Q à 40 Gbit/s en RZ-DPSK, en configuration monocanal, pour un OSNR de 14 dB/0.1nm

Le seuil non-linéaire du système +D/OPC est plus de 4 dB supérieur à celui du système +D/-D. De plus, celui du système virtuel +D/DCF n'est que d'1 dB moindre que celui du système +D/OPC, et donc toujours 3 dB meilleur que celui du +D/-D. Ceci montre que l'intérêt de l'OPC vient principalement de son aptitude à compenser en une seule fois de très grandes valeurs de dispersion cumulée (120000 ps/nm ici). Le bénéfice supplémentaire de l'OPC consécutif à la compensation partielle des non-linéarités n'est que de 1 dB.

IV.C.2.2.4 Résultats à 40 Gbit/s en RZ-DPSK, WDM

La Figure IV.27 montre les performances des systèmes +D/-D et +D/OPC en configuration WDM (11 canaux espacés de 100 GHz, multiplex représentatif, en simulation, des systèmes à 40 Gbit/s).

Une très légère dégradation est constatée pour le système +D/-D suite à l'ajout d'autres canaux, ce qui confirme le fait que les effets croisés ne sont pas très importants dans cette configuration à 40 Gbit/s, en comparant notamment cette légère dégradation avec la dégradation plus soutenue obtenue à 10 Gbit/s. Le système +D/OPC est plus profondément affecté par les effets non-linéaires croisés que le système +D/-D avec une dégradation de seuil non-linéaire supérieure à 3 dB. Ceci illustre à nouveau le fait que l'OPC ne compense pas les effets croisés. Cependant, leur impact est plus faible à 40 Gbit/s avec un espacement entre canaux de 100 GHz qu'à 10 Gbit/s avec 50 GHz d'espacement. Donc même en configuration WDM, le système +D/OPC est meilleur que le système +D/-D, contrairement à ce qui a été observé à 10 Gbit/s. Il peut potentiellement être pris en considération dans ce cas.

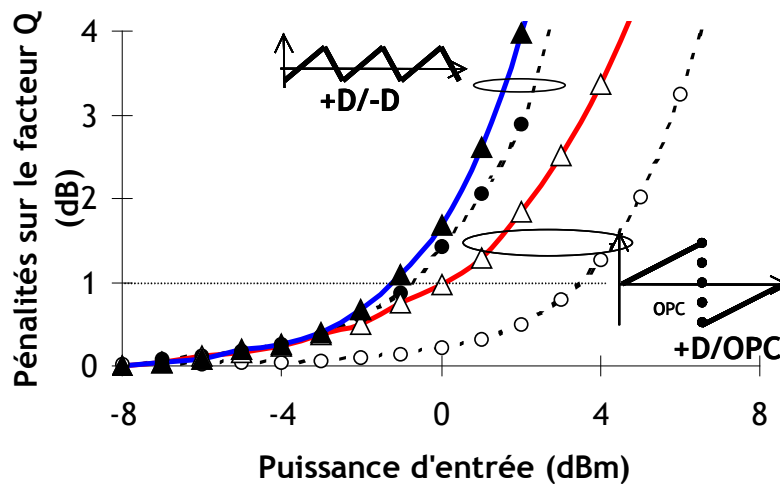


Figure IV.27 : pénalités sur le facteur Q à 40 Gbit/s en RZ-DPSK, en configuration WDM à 100 GHz d'espacement. pointillés : résultats en monocanal, pour comparaison

IV.C.2.2.5 Bilan des marges de fonctionnement supplémentaires pour les systèmes +D/OPC

La Figure IV.28 récapitule l'augmentation des marges de puissance que peut tolérer un système +D/OPC par rapport à un système +D/-D équivalent pour un fonctionnement optimal. Elle montre les puissances minimale et maximale supplémentaires acceptables sur un système +D/OPC par rapport à un système +D/-D.

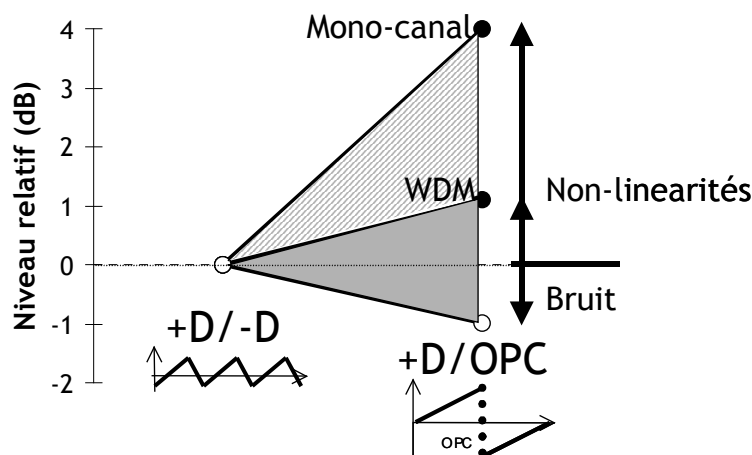


Figure IV.28 : marges de puissance supplémentaires apportées par le système +D/OPC par rapport au système +D/-D

Nous avons déjà évoqué au §IV.C.2.1.2 qu'un tronçon de même longueur présentait des pertes 1 dB moindres dans un système +D/OPC que dans un système +D/-D. Ce dB gagné peut être converti en augmentation de la longueur des tronçons pour diminuer le nombre d'amplificateurs dans la ligne, et ainsi réduire le coût du système. De plus un tel système nécessiterait une consommation électrique totale moindre que celle requise pour un système +D/-D, malgré la forte puissance requise pour la pompe de l'OPC.

De plus, au débit de 40 Gbit/s, nous observons une augmentation du seuil non-linéaire d'environ 1 dB également, qui peut atteindre 5 dB en mono-canal. En gardant la même longueur de tronçons, la combinaison des pertes plus faibles et du seuil non-linéaire plus élevé du système +D/OPC par rapport au système +D/-D peut permettre une

augmentation de la distance atteignable par un signal dans ce système, pourvu que les autres effets (dispersion, pente de dispersion, PMD,...) n'affectent pas outre mesure la qualité du signal.

IV.C.2.2.6 Conclusion des simulations

Nous avons proposé de concevoir des systèmes de transmission optique sous-marins constitués uniquement de la fibre « +D » et au milieu desquels est ajouté un dispositif de conjugaison de phase optique. Nous les avons comparés numériquement avec les systèmes conventionnels +D/-D. Les systèmes +D/OPC offrent des pertes en ligne réduites et une configuration plus simple que celle des systèmes +D/-D, malgré la difficulté technique engendrée par le dispositif de conjugaison de phase optique. Des tests de fiabilité poussés seront nécessaires avant de placer un tel dispositif dans un environnement sous-marin.

La conjugaison de phase optique permet une bonne compensation de la dispersion et des effets non-linéaires monocanal aussi bien à 10 Gbit/s qu'à 40 Gbit/s. Cependant elle ne permet pas la compensation des effets non-linéaires croisés. Comme ils sont prédominants à 10 Gbit/s, un système +D/OPC n'aurait que peu d'intérêt à ce débit. En revanche, ils sont relativement limités à 40 Gbit/s, donc les performances d'un système +D/OPC y sont significativement meilleures que celles d'un système +D/-D.

Ces résultats ont fait l'objet d'une présentation orale au congrès des *JNOG'07* qui s'est tenu à Grenoble en Juillet 2007 [4.27].

IV.C.3 Étude expérimentale

Après cette étude numérique, nous avons effectué des tests expérimentaux de la conjugaison de phase optique à base de PPLN en milieu de ligne d'un système de transmission optique.

IV.C.3.1 Montage expérimental de conjugaison de phase optique

IV.C.3.1.1 Description

Le montage permettant d'effectuer expérimentalement une opération de conjugaison de phase optique d'un signal optique est représenté en Figure IV.29. Il est composé principalement du cristal de PPLN où est effectuée l'opération d'OPC proprement dite, et d'un système de couplage entre le signal optique incident et le signal de pompe à forte puissance qui permet d'injecter simultanément ces deux signaux dans le cristal tout en gérant leur polarisation. Il comporte de plus un circulateur optique, premier composant au niveau duquel arrive le signal incident à conjuguer. Nous verrons que le signal effectue un aller-retour dans le coupleur et le cristal et qu'il ressort du coupleur, après conjugaison, par le même chemin que celui par lequel il y est entré. Le circulateur permet alors d'orienter le signal de sortie vers la fibre de sortie du montage et la suite de la ligne de transmission.

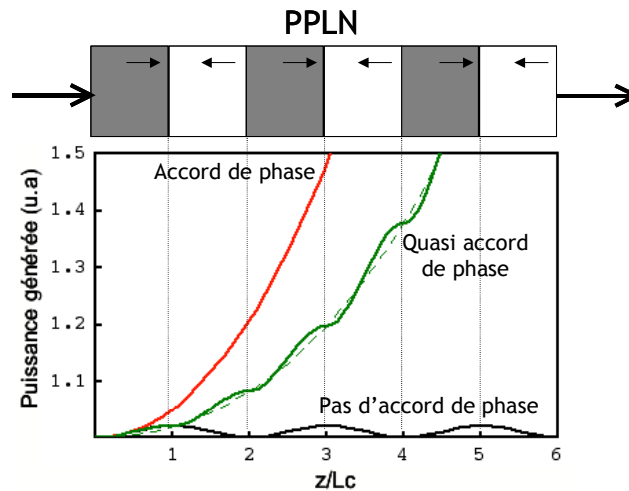


Figure IV.30 : principe du quasi accord de phase

- *Coupleur*

Les opérations de conversion non-linéaire dans un PPLN dépendent de la polarisation de l'onde incidente. Seule la polarisation TM du signal optique, correspondant à un champ électrique orienté dans la direction de l'épaisseur du cristal, est susceptible d'y subir les conversions non-linéaires en interagissant avec une pompe également polarisée TM. Or le signal optique incident n'est pas polarisé suivant un axe fixe. Pour que malgré tout ses deux composantes de polarisation subissent les mêmes opérations de conversion non-linéaire quel que soit son état de polarisation, un dispositif de couplage et de séparation du signal et de la pompe adapté à l'OPC a été réalisé, en espace libre.

Dans un premier temps, le signal incident, un multiplex inclus dans la bande C, et la pompe, à 1550.11 nm, sont combinés ensemble au moyen d'un filtre adapté, modélisé sur le schéma de la Figure IV.29 par une lame séparatrice sélective en longueur d'onde, qui réfléchit la longueur d'onde de la pompe et qui transmet celles du signal WDM incident.

Le signal et la pompe couplés arrivent ensuite au niveau d'un dispositif de séparation des polarisations (PBS pour Polarization Beam Splitter) qui dirige les composantes TE et TM du signal et de la pompe incidents vers deux sorties différentes. Au niveau de la sortie TE, une rotation de la polarisation du signal et de la pompe de 90° est effectuée pour qu'elle devienne TM. La polarisation de la pompe a été ajustée, avant le couplage, à 45° des axes propres du PBS, afin qu'il y ait la même puissance de pompe au niveau de chacune de ses sorties.

Les signaux TM de sortie du coupleur sont ensuite dirigés vers le cristal PPLN par des fibres PMF, les signaux issus de chaque sortie sont dirigés vers chacune de ses extrémités, comme rappelé en Figure IV.31. Dans le cristal se propagent donc des signaux polarisés TM, dans les deux sens de propagation. Le signal issu de la sortie TM du PBS, après avoir traversé le cristal de gauche à droite sur le schéma de la Figure IV.31 tout en subissant l'OPC, est redirigé, par la fibre qui a amené l'autre signal vers le cristal, vers la sortie TE du PBS, après avoir subi la rotation de polarisation de 90° qu'a subi l'autre signal avant d'arriver au niveau du cristal. Le signal TE devenu TM se propage dans l'autre sens dans le cristal, y subit également l'OPC, puis arrive au niveau de la sortie TM, et ainsi les deux signaux orthogonaux se recombinent et se propagent dans le coupleur en sens inverse. La pompe suit les mêmes chemins que le signal, tant à l'aller qu'au retour. Elle est séparée du signal par le même élément qui l'a combinée avec lui à l'aller, et par un filtre réjecteur supplémentaire situé sur la voie signal qui permet de parfaire son élimination du multiplex comportant les canaux conjugués.

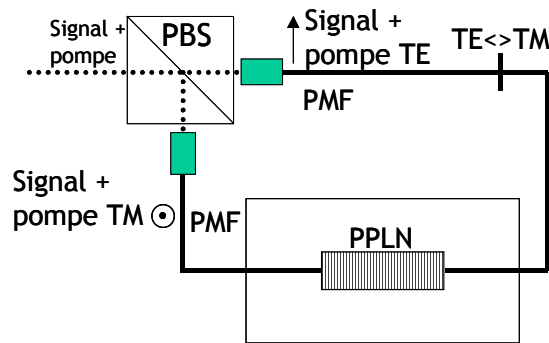


Figure IV.31 : liaisons optiques entre le PBS du coupleur signal/pompe et le cristal PPLN

IV.C.3.1.2 Paramètres influant sur l'efficacité de l'OPC

Pour que l'efficacité de l'OPC soit maximale, c'est-à-dire que la puissance des canaux conjugués soit la plus élevée possible pour une puissance donnée du signal incident, plusieurs paramètres sont à optimiser :

- *Puissance de la pompe*

Plus la puissance de la pompe est élevée, plus l'efficacité de l'OPC est élevée. De plus, si la puissance de la pompe est significativement plus élevée que la puissance des canaux incidents, alors il ne se produira pas de conversions non-linéaires significatives autres que la SHG de la pompe et la DFG entre la pompe doublée et le signal dans le cristal, susceptibles de perturber l'OPC. Un amplificateur à forte puissance est donc nécessaire pour la pompe. Pour éviter d'éventuels retours de la pompe dans l'amplificateur susceptibles de le détériorer, nous avons rajouté un isolateur optique en sortie de l'amplificateur à forte puissance (qui vient s'ajouter à celui inclus dans l'amplificateur). La puissance de pompe que délivre notre amplificateur est de 28 dBm, correspondant à une puissance de pompe d'environ 23 dBm dans chaque voie de sortie du coupleur, compte-tenu de la séparation du signal et des pertes des différents composants, notamment de l'isolateur, susceptibles de valoir 1 ou 2 dB.

- *Température du cristal*

Pour que l'OPC soit la plus efficace possible, il faut que le quasi-accord de phase dans le cristal soit optimal. Pour cela la longueur optique des domaines périodiquement polarisés doit être égale à une demi-longueur de cohérence. Celle-ci peut être ajustée par l'indice de réfraction du cristal, qui dépend de sa température. La température du cristal doit donc être asservie à une valeur bien précise, car le QPM n'est plus assuré de manière optimale si la température varie de plus de 0.5 °C au-dessus ou en-dessous de sa valeur optimale. Il faut de plus, pour limiter les effets photoréfractifs dans le cristal qui donneraient lieu à des instabilités sur le long terme, que celui-ci opère à température élevée. Un cristal PPLN de base nécessiterait une température de fonctionnement d'environ 200 °C pour limiter ces effets. Cependant le cristal que nous utilisons ici est dopé MgO, ce qui permet de limiter ces effets photoréfractifs. Ainsi il peut fonctionner à température plus basse, autour de 70 °C. Cette température de fonctionnement permet de plus un couplage entre le guide d'ondes du cristal et les fibres d'entrée et de sortie plus fiable. La température de fonctionnement de notre cristal est contrôlée avec une précision de 0.1 °C, et elle est précisément de 69.2 °C pour une pompe à 1550.11 nm. À noter qu'à une température donnée correspond un QPM optimal pour une longueur d'onde donnée. Celle-ci varie d'environ 0.16 nm/°C mais le cristal ne peut ni opérer à des températures trop basses à cause de l'effet photoréfractif, ni à des températures trop élevées sans

risque accru de détérioration notamment du couplage avec les fibres. La plage maximale de variation de la température de fonctionnement du cristal est de 50 °C à 90 °C, soit une plage de variation des longueurs d'onde optimales d'environ 6 nm autour de 1550 nm.

Afin de rester dans les standards ITU, la longueur d'onde de la pompe utilisée appartient elle-même à la grille ITU, à 1550.11 nm (193.400 THz), pour que les signaux conjugués y appartiennent aussi.

- *Polarisation du signal et de la pompe*

Nous avons vu que seule la polarisation TM subissait les conversions non-linéaires dans le cristal. Pour que les conversions non-linéaires soient indépendantes de la polarisation du signal, nous avons vu qu'il fallait que la puissance de la pompe soit identique dans les deux sens de propagation dans le cristal, et que pour cela la pompe arrivant au niveau du coupleur soit polarisée à 45° des axes du PBS. Étant donné que l'amplificateur forte puissance utilisé n'est pas à maintien de polarisation, un polariseur adapté a été inséré au niveau de l'entrée de la pompe dans le coupleur.

En principe, ce schéma de couplage permet une OPC indépendante de la polarisation du signal incident. Dans les faits, il subsiste tout de même une certaine dépendance de l'efficacité de l'OPC à la polarisation du signal incident, qui nous a posés certains problèmes pratiques relatifs au fonctionnement du système de transmission optique avec OPC que nous avons mis au point, et qui est décrit dans le paragraphe suivant.

IV.C.3.2 Insertion du montage d'OPC dans un système de transmission optique

Nous avons donc inséré ce montage d'OPC au sein d'un système de transmission optique, en son milieu. Nous avons d'abord effectué des tests en configuration déployée, sur 400 km de fibres SMF, sans DCF en ligne ni pré-compensation, puis nous avons envisagé une configuration en *double boucle à recirculation*.

IV.C.3.2.1 Schéma en configuration déployée

Nous avons testé l'OPC au sein de la ligne de transmission optique SMF de notre laboratoire. Un schéma du système correspondant est montré en Figure IV.32, en configuration déployée, c'est-à-dire sans le système de la boucle à recirculation.

La ligne optique du système testé est constituée de 4 tronçons de 100 km de fibres SMF, excepté le dernier qui ne fait que 95 km. L'amplification est assurée par des EDFA dont les deux étages sont mis en cascade, et dont la puissance de sortie est fixée à 15 dBm. Il n'y a bien sûr pas de DCF en ligne, ni de pré-compensation.

Un multiplex de 26 canaux modulés en DPSK au débit de 10 Gbit/s s'étalant dans la bande C de 1539.4 nm à 1561 nm est généré. Ce multiplex a la particularité d'être centré sur la longueur d'onde de la pompe de l'OPC, 1550.11 nm. Il se propage tout d'abord à travers les deux premiers tronçons avant d'arriver au niveau du dispositif de conjugaison de phase optique. Le dispositif d'OPC est précédé d'un filtre sélectif de bande, coupant tous les canaux de la bande C dont les longueurs d'onde sont inférieures à 1545 nm, appartenant ainsi à la sous-bande que nous allons appeler *blue*. La bande correspondant aux longueurs d'onde supérieures à 1545 nm sera appelée la bande *red*. Ainsi seuls les canaux *red* poursuivent leur chemin après le filtre et arrivent au niveau d'un coupleur 90/10, dirigeant 90% de la puissance initiale vers l'OPC. Les 10% restants passent par une voie court-circuitant l'OPC. Dans l'idéal, le filtre sélectif de bande aurait été plus adapté

à l'expérience avec une coupure à 1550 nm au lieu de 1545 nm, mais de tels filtres n'étaient pas disponibles au moment où nous avons mis au point l'expérience.

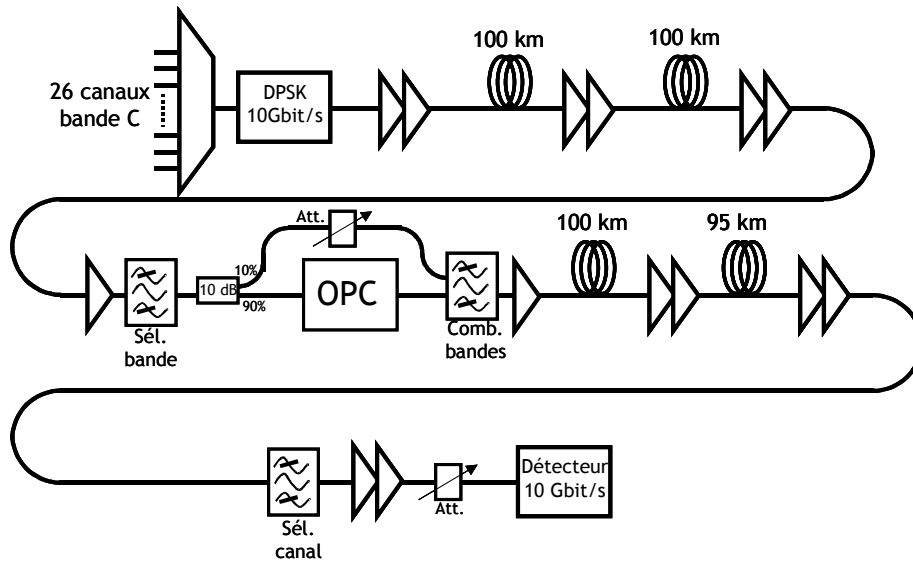


Figure IV.32 : schéma du système expérimental avec OPC en milieu de ligne, en configuration déployée

La majeure partie du demi-multiplex *red*, dont les porteuses des canaux sont situées entre 1545 nm et 1561 nm, subit donc une OPC, qui génère des canaux conjugués dont les porteuses sont situées entre 1539 nm et 1555 nm. Notons que dans cette configuration certaines longueurs d'onde du multiplex issu de l'OPC portent à la fois des canaux conjugués et des canaux non conjugués. Mais de toutes façons ce signal WDM issu de l'OPC est dirigé vers un nouveau filtre *red/blue*, identique au premier, qui recombine les 10% du multiplex *red* initial qui n'a pas été conjugué, avec la partie *blue* du spectre issu de l'OPC, qui ne comporte alors que des canaux conjugués. Un atténuateur variable placé sur la voie court-circuitant l'OPC permet d'égaliser la puissance moyenne des canaux conjugués par rapport à celle des canaux non conjugués. Un EDFA supplémentaire situé après le filtre recombinaison des deux multiplex est nécessaire pour compenser les pertes de l'OPC, dues à l'imperfection de l'efficacité de la conversion (une dizaine de dB) et aux pertes internes des différents composants, notamment du cristal. Le nouveau multiplex ainsi généré par ce dispositif d'OPC et de filtres sélecteurs/recombineurs de bandes est très similaire à celui qui se propageait dans le système avant l'OPC. La propagation continue donc de sorte que l'OPC soit transparente pour les amplificateurs qui suivent dans la ligne.

La propagation se poursuit sur les deux tronçons suivants, où la dispersion cumulée des canaux conjugués dans ces tronçons compense celle accumulée dans les deux premiers tronçons, contrairement à celle des canaux non conjugués, qui de ce fait seront immesurables. Le fait qu'il manque 5 km au dernier tronçon induit une dissymétrie de l'excursion de dispersion d'un côté de l'OPC par rapport à l'autre de 85 ps/nm. Cette valeur est peut être considérée comme quasi-nulle pour un signal à 10 Gbit/s. Ainsi la post-compensation s'avère parfaitement inutile.

La Figure IV.33 montre le spectre obtenu après cette transmission sur 400 km. La partie gauche du spectre comporte les canaux de la bande *blue* conjugués, tandis que la partie droite comporte les canaux *red*, non conjugués qui ne sont pas passés par le dispositif d'OPC.

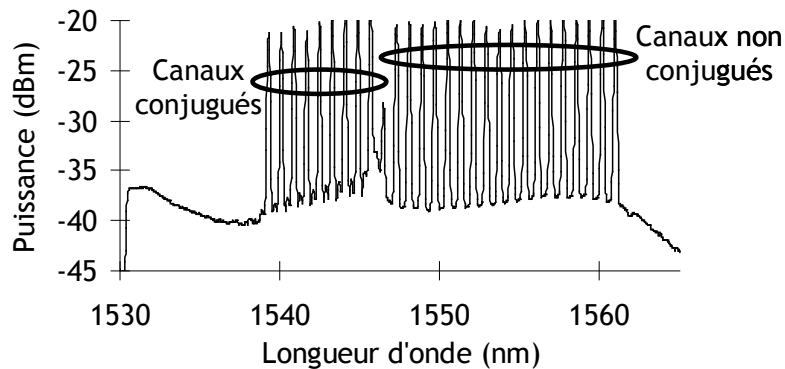


Figure IV.33 : spectre obtenu après une propagation sur 400 km et une OPC après 200 km et après égalisation (résolution 0.2 nm)

Avant la détection se trouve un filtre accordable permettant de sélectionner le canal à détecter, qui doit être un canal conjugué dans ce cas. Après filtrage le signal mono-canal est à nouveau amplifié, et sa puissance est optimisée avant qu'il n'arrive au niveau du démodulateur différentiel et du détecteur équilibré.

Un canal conjugué détecté après 400 km a un taux d'erreurs inférieur à la limite de résolution de nos appareils de mesure, soit 10^{-10} , ce qui correspond à une transmission « sans erreur ». Mais il subsiste de fortes fluctuations temporelles de l'intensité des canaux conjugués, attribuées vraisemblablement à des interférences parasites causées par des rétroreflexions sur les facettes du PBS. Ce problème associé à des problèmes de récupération d'horloge en boucle à partir d'un signal fortement dispersé nous interdisent d'aller plus loin en distance en utilisant un système de double boucle à recirculation. Nous allons tout de même décrire ci-dessous cette technique spécifique à ce genre d'expériences, que nous avons malgré tout testée.

IV.C.3.2.2 Schéma en configuration double boucle

Le fait que le signal optique doive passer une seule fois par l'OPC lors d'une transmission sur longue distance fait qu'il est impossible d'insérer l'OPC au sein d'une boucle à recirculation classique, car dans ce cas il y passerait autant de fois que le signal passe dans la boucle. Pour éviter cela nous avons inséré dans la boucle principale un autre système de commutateurs acousto-optiques permettant de faire passer le signal optique par l'OPC durant un seul tour de boucle convenablement choisi. Un schéma de la double boucle à recirculation pour l'OPC est décrit en Figure IV.34.

Dans une telle double boucle, un coupleur 3 dB est inséré entre l'amplificateur du dernier tronçon et un WSS, utilisé au sein de la boucle comme filtre égaliseur de gain dynamique. Ainsi, à chaque tour de boucle, la moitié du signal se dirige vers le montage OPC incluant les filtres red/blue décrits précédemment, et l'autre moitié suit le chemin de la boucle classique sur lequel est rajouté un amplificateur pour compenser les pertes dues aux différents composants rajoutés dans la boucle. À l'extrémité de chacune de ces branches se trouvent les commutateurs acousto-optiques C et D, synchronisés avec les commutateurs principaux A et B, qui permettent de faire passer, dans la suite de la boucle et notamment le WSS, le signal issu de l'une des deux branches de la double boucle, ou de l'autre. Les commutateurs C et D sont systématiquement dans un état complémentaire l'un par rapport à l'autre. Le commutateur de l'OPC, D, n'est passant que pendant le tour où le signal doit passer par l'OPC, c'est-à-dire au niveau de la moitié de la transmission. Le commutateur C est passant pendant tout le reste de la période des signaux de commande de la boucle. Le fait de mettre ces commutateurs à la fin de leurs branches respectives, et

non au début, permet aux amplificateurs de ces voies, et à l'OPC, de fonctionner avec un signal continu, indépendant des commutations, et d'empêcher le passage de leur ASE lorsque les commutateurs correspondants sont bloqués.

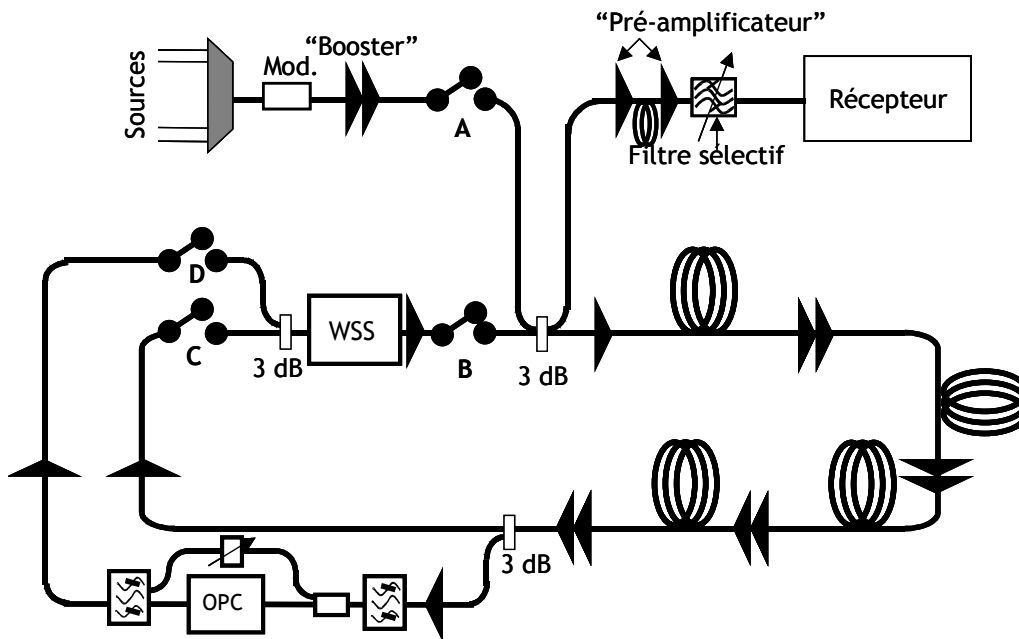


Figure IV.34 : schéma de la double boucle à recirculation envisagée pour des systèmes comportant une OPC

Mais le temps nous a manqué pour pouvoir utiliser cette configuration de double boucle à recirculation au maximum de ses possibilités tout en résolvant les problèmes que nous avons rencontrés au cours de ces expériences. Ces problèmes sont d'une part une dépendance à la polarisation de l'OPC, et d'autre part une récupération d'horloge qui ne peut pas s'effectuer pendant toute la période « injection + recirculation » des signaux de commande des commutateurs de la boucle. Pendant les tours de boucle où le signal n'est pas mesuré, la carte de dispersion correspondante est très asymétrique, et le signal arrivant au niveau du récepteur est très dispersé. Une récupération d'horloge sur ces signaux est impossible. Mais cette récupération d'horloge sur toute la période est indispensable pour effectuer une mesure de taux d'erreurs sur le signal. Pour remédier à ce problème nous avons imaginé la mise au point d'un autre système de couplage entre l'émetteur et le récepteur, qui injecterait directement le signal issu de l'émetteur, alors non dispersé, durant les tours de boucle ne correspondant pas au tour de mesure, et qui injecterait le signal issu de la boucle pendant le tour de mesure. Cela n'a pas encore été testé.

IV.C.4 Conclusion de l'étude

Par cette étude nous avons étudié l'impact de la conjugaison de phase optique en milieu de ligne, permettant d'effectuer une opération de compensation de dispersion d'un signal optique très dispersé, ainsi qu'une opération de compensation partielle de la SPM. D'après les études numériques que nous avons effectuées, il est apparu que l'OPC pouvait apporter un certain gain en performance pour les systèmes à 40 Gbit/s, qui est essentiellement consécutif à la gestion de dispersion particulière, car la compensation des effets non-linéaires n'apporte qu'un gain limité, du moins dans les systèmes testés amplifiés par EDFA.

Cette étude numérique a été suivie d'une tentative de confirmation expérimentale qui n'a malheureusement pas pu donner les résultats escomptés dans le temps imparti à ce travail de thèse. Mais la compensation de dispersion induite par une OPC en milieu de ligne a pu malgré tout être vérifiée après 400 km de propagation sur fibres SMF.

Conclusion du chapitre IV

Au cours de ce chapitre nous avons abordé plusieurs techniques susceptibles d'améliorer la performance des systèmes à 40 Gbit/s. Nous avons étudié dans la première partie l'utilisation des systèmes sous-marins NZDSF au débit de 40 Gbit/s. Celle-ci est réalisable moyennant l'utilisation de formats DPSK et de compensateurs de pente de dispersion pour atteindre des distances transocéaniques.

La deuxième partie a consisté en l'étude de techniques de codage avancées permettant de diminuer l'impact des effets intra-canaux sur les transmissions à 40 Gbit/s modulés selon des formats simples. Le gain apporté par ce codage est relativement faible, mais peut être significatif en regard du peu de contraintes apportées à la séquence binaire initiale par les codages que nous avons étudiés. Cette technique a été validée expérimentalement.

La dernière partie a été consacrée à une étude plus novatrice, d'un nouveau système sous-marin composé d'un seul type de fibre de ligne mais au milieu duquel serait inséré un dispositif de conjugaison de phase optique permettant la compensation de la dispersion accumulée le long de la ligne optique. Un gain en performance peut être observé à 40 Gbit/s par canal, d'après les études numériques effectuées. Mais des confirmations expérimentales plus poussées que celles effectuées ici seront nécessaires avant de valider la pertinence pratique d'une telle méthode.

Bibliographie du chapitre IV

- [4.1] J.-X. Cai, D. G. Foursa, L. Liu, C. R. Davidson, Y. Cai, W. W. Patterson, A. J. Lucero, B. Bakhshi, G. Mohs, P. C. Corbett, V. Gupta, W. Anderson, M. Vaa, G. Domagala, M. Mazurczyk, H. Li, M. Nissov, A. N. Pilipetskii, N. S. Bergano, « RZ-DPSK Field Trial Over 13100km of Installed Non Slope-Matched Submarine Fibers », *IEEE J. Lightwave Technol.*, Vol. 23, n°1, pp. 95-103, Jan. 2005
- [4.2] L. Becouarn, G. Vareille, P. Pecci, J.-F. Marcerou, « Multi-terabit DPSK transmission for submarine systems : experimental assessment with relevant margins from regional transpacific distances », in proc. *ECOC'03*, Tu4.6.1, Rimini, Italy, Sept. 21-25, 2003
- [4.3] J.-X. Cai, D. G. Foursa, A. J. Lucero, M. Nissov, W. T. Anderson, A. N. Pilipetskii, W. W. Patterson, P. C. Corbett, N. S. Bergano, « Long-Haul 40 Gb/s RZDPSK Transmission over 4450 km with 150-km Repeater Spacing using Raman Assisted EDFAs », in proc. *OFC'07*, OWM3, Anaheim, California, March 25-29, 2007
- [4.4] L. Becouarn, G. Vareille, S. Dupont, P. Plantady, J.-F. Marcerou, A. Klekamp, R. Dischler, W. Idler, G. Charlet, « 42 x 42.7Gb/s RZ-DPSK transmission over a 4820km long NZDSF deployed line using C-Band only EDFAs », in proc. *OFC'04*, PDP37, Los Angeles, California, Feb. 22-27, 2004
- [4.5] J.-X. Cai, C. R. Davidson, M. Nissov, H. Li, W. T. Anderson, Y. Cai, L. Liu, A. N. Pilipetskii, D. G. Foursa, W. W. Patterson, P. C. Corbett, A. J. Lucero, N. S. Bergano, « Transmission of 40-Gb/s WDM Signals Over Transoceanic Distance

- Using Conventional NZ-DSF With Receiver Dispersion Slope Compensation », *IEEE J. Lightwave Technol.*, Vol. 24, n°1, pp. 191-200, Jan. 2006
- [4.6] M. Lefrançois, G. Charlet, S. Bigo, « Impact of very large cumulated dispersion on performance of 40 Gbit/s submarine systems over nonzero dispersion shifted fibres », *Electron. Lett.*, Vol. 42, n°3, pp. 174-176, Feb. 2006
- [4.7] M. Ohm, R.-J. Essiambre, P. J. Winzer, « Nonlinear Phase Noise and distortion in 42.7 Gbit/s RZ-DPSK systems », in proc. *ECOC'05*, Tu1.2.1, Glasgow, Scotland, Sept. 25-29, 2005
- [4.8] M. J. Ablowitz, T. Hirooka, « Resonant Intrachannel Pulse Interactions in Dispersion-Managed Transmission Systems », *IEEE J. Select Topics Quantum Electron.*, Vol. 8, n°3, pp. 603-615, May 2002
- [4.9] B. Vasic, V. S. Rao, I. B. Djordjevic, R. K. Kostuk, I. Gabitov, « Ghost-Pulse Reduction in 40-Gb/s Systems using Line Coding », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 16, n°7, pp. 1784-1786, July 2004
- [4.10] I. B. Djordjevic, B. Vasic, « Constrained Coding Techniques for the Suppression of Intrachannel Nonlinear Effects in High-Speed Optical Transmission », *IEEE J. Lightwave Technol.*, Vol. 24, n°1, pp. 411-419, Jan. 2006
- [4.11] D. Lind, B. Marcus, « An introduction to Symbolic Dynamics and Coding », *Cambridge University Press*, 2003
- [4.12] A. Shafarenko, K. S. Turitsyn, S. K. Turitsyn, « Information-Theory Analysis of Skewed Coding for Suppression of Pattern-Dependent Errors in Digital Communications » *IEEE Trans. on Com.*, Vol. 55, n°2, pp. 237-241, Feb. 2007
- [4.13] M. Sauer, J. E. Hurley, S. Ten, J. J. Ferner, S. P. Colby, « 1.6 Tbit/s transmission over 2160 km of field-deployed dispersion-managed fibre without per channel dispersion compensation », *Electron. Lett.*, Vol. 39, n°9, pp. 728-730, May 2003
- [4.14] G. Charlet, E. Corbel, J. Lazaro, A. Klekamp, R. Dischler, P. Tran, W. Idler, H. Mardoyan, A. Konczykowska, F. Jorge, S. Bigo, « WDM Transmission at 6Tbit/s Capacity Over Transatlantic Distance, Using 42.7-Gbit/s Differential Phase-Shift Keying Without Pulse Carver », *IEEE J. Lightwave Technol.*, Vol. 23, n°1, pp. 104-107, Jan. 2005
- [4.15] B. Bakhshi, M. Manna, G. Mohs, D. I. Kovsh, R. L. Lynch, M. Vaa, E. A. Golovchenko, W. W. Patterson, W. T. Anderson, P. Corbett, S. Jiang, M. M. Sanders, H. Li, G. T. Harvey, A. Lucero, S. M. Abbott, « First Dispersion-Flattened Transpacific Undersea System : From Design to Terabit/s Field Trial », *IEEE J. Lightwave Technol.*, Vol. 22, n°1, pp. 233-241, Jan. 2004
- [4.16] D. McGhan, C. Laperle, A. Savchenko, C. Li, G. Mark, M. O'Sullivan, « 5120km RZ-DPSK transmission over G652 fiber at 10Gb/s with no optical dispersion compensation », in proc. *OFC'05*, PDP27, Anaheim, California, March 6-11, 2005
- [4.17] R.-J. Essiambre, P. J. Winzer, X. Q. Wang, W. Lee, C. A. White, E. C. Burrows, « Electronic predistortion and fiber nonlinearity » *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 18, n°17, pp.1804-1806, Sept. 2006
- [4.18] S. L. Jansen, D. van den Borne, P. M. Krummich, S. Spätler, G.-D. Khoe, H. de Waardt, « Long-Haul DWDM Transmission Systems Employing Optical Phase Conjugation », *IEEE J. Select. Topics Quantum Electron.*, Vol. 12, n°4, pp. 505-520, July 2006

- [4.19] P.-Y. Cortès, « Compensation de la dispersion chromatique et des effets non-linéaires par conjugaison de phase optique pour des systèmes de télécommunications par fibre à haut débit », *thesis*, Dec. 1996
- [4.20] S. Watanabe, S. Kaneko, T. Chikama, « Long-Haul Fiber Transmission Using Optical Phase Conjugation », *Opt. Fiber Technol.*, Vol. 2, n° 2, April 1996 , pp. 169-178
- [4.21] C. Lorattanasane, K. Kikuchi, « Design theory of long-distance optical transmission systems using midway optical phase conjugation », *IEEE J. Lightwave Technol.*, Vol. 15, n°6, pp.948-955, June 1997
- [4.22] A. Yariv, D. Fekete, D. M. Pepper, « Compensation for channel dispersion by nonlinear optical phase conjugation », *Opt. Lett.*, Vol. 4, n°2, pp. 52-54, Feb. 1979
- [4.23] S. Watanabe, T. Chikama, G. Ishikawa, T. Terahara, H. Kuwahara, « Compensation of pulse shape distortion due to chromatic dispersion and Kerr effect by optical phase conjugation », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 5, n°10, pp.1241-1243, Oct. 1993
- [4.24] S. L. Jansen, D. Van den Borne, A. Schöpflin, E. Gottwald, P. M. Krummrich, G.-D. Khoe, H. de Waardt, « 26x42.8 DQPSK Transmission with 0.8-bit/s/Hz Spectral Efficiency over 4500-km SSMF using Optical Phase Conjugation », in proc. *ECOC'05*, Th4.1.5, Glasgow, Scotland, Sept. 25-29, 2005
- [4.25] P. Minzioni, I. Cristiani, V. Degiorgio, L. Marazzi, M. Martinelli, C. Langrock, M. M. Fejer, « Experimental Demonstration of Nonlinearity and Dispersion Compensation in an Embedded Link by Optical Phase Conjugation », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 18, n°9, pp. 995-997, May 2006
- [4.26] L. K. Wickham, R.-J. Essiambre, A. H. Gnauck, P. J. Winzer, A. R. Chraplyvy, « Bit Pattern Length Dependence of Intrachannel Nonlinearities in Pseudolinear Transmission », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 16, n°6, pp. 1591-1593, June 2004
- [4.27] M. Lefrançois, G. Charlet, S. Bigo, « Étude numérique des systèmes de transmission optique sous-marins composés uniquement de fibres « +D », avec conjugaison de phase optique en milieu de ligne », in proc. *JNOG'07*, JE2, Grenoble, France, July 2-5, 2007

CHAPITRE V. EXPERIENCES DE TRANSMISSION DE GRANDE AMPLEUR ILLUSTRANT LES PERFORMANCES QUE PEUVENT ATTEINDRE LES SYSTEMES A 40 GBIT/S

Au cours de ce travail de thèse, nous avons étudié diverses méthodes permettant d'optimiser l'utilisation des systèmes de transmission optique à 40 Gbit/s, qu'ils soient issus de systèmes déjà existants à 10 Gbit/s, ou qu'ils soient directement conçus pour 40 Gbit/s.

Nous présentons dans ce chapitre deux expériences de transmission réalisées à l'occasion de ce travail de thèse, qui illustrent les performances que peuvent réaliser de tels systèmes.

La première expérience consiste à montrer qu'un système terrestre initialement conçu pour un fonctionnement à 10 Gbit/s par canal avec modulation NRZ peut être utilisé tel quel au débit de 40 Gbit/s avec le format de modulation APol RZ-DPSK. Cette mise à niveau ne pénalise pas la performance des canaux, et s'accompagne d'un doublement de la densité spectrale d'information du système [5.1].

La seconde est une transmission à 40 Gbit/s sur système sous-marin +D/-D avec amplification Raman, conçu directement pour ce débit, montrant les performances qui peuvent être atteintes avec le format RZ-DQPSK grâce notamment à ses exceptionnelles tolérances à la dispersion et à la PMD [5.2].

V.A Optimisation d'un système très longue distance à 10 Gbit/s par l'utilisation du format APol RZ-DPSK à 40 Gbit/s

L'expérience décrite dans ce paragraphe consiste à montrer concrètement que les systèmes terrestres sur longue distance conçus initialement pour un débit par canal de 10 Gbit/s peuvent être utilisés tels quels à 40 Gbit/s, c'est-à-dire sans changer l'infrastructure de la ligne (même disposition des différentes fibres, des différents amplificateurs, même carte de dispersion). Pour qu'une augmentation du débit par canal s'accompagne d'une augmentation de capacité totale du système, celle-ci doit être associée à une augmentation de sa densité spectrale d'information.

V.A.1 Montage expérimental

Le montage expérimental, se basant toujours sur le principe de la boucle à recirculation, est décrit Figure V.1. La fibre de ligne utilisée est la fibre TeraLight™, de dispersion 8 ps/nm/km, agencée selon une configuration terrestre typique. L'amplification optique est assurée par des EDFA.

Les deux émetteurs, celui générant le multiplex à 10 Gbit/s et celui générant le multiplex à 40 Gbit/s, correspondant aux deux configurations étudiées, sont représentés sur la figure et décrits ci-dessous.

V.A.1.1 Montage à 10 Gbit/s

L'émetteur à 10 Gbit/s est constitué de 80 canaux se répartissant sur toute la bande C avec un espacement de 50 GHz, ce qui correspond à une densité spectrale d'information de 0.2 bit/s/Hz. Pour ce faire, deux multiplex à 100 GHz d'espacement dont les fréquences des canaux sont décalées de 50 GHz par rapport aux fréquences des canaux de l'autre multiplex, sont modulés séparément, chacun avec un MZM propre. Ces modulateurs génèrent des signaux NRZ obtenus à partir de séquences PRBS de $2^{23}-1$ bits, au débit de 10.7 Gbit/s. Les canaux pairs et impairs, issus chacun d'un des deux multiplex à 100 GHz sont ensuite couplés ensemble avec la même polarisation, afin de considérer un pire cas en ce qui concerne les interactions non-linéaires entre les différents canaux. Le multiplex à 50 GHz d'espacement ainsi généré est injecté dans le « booster » avant d'entrer dans la boucle.

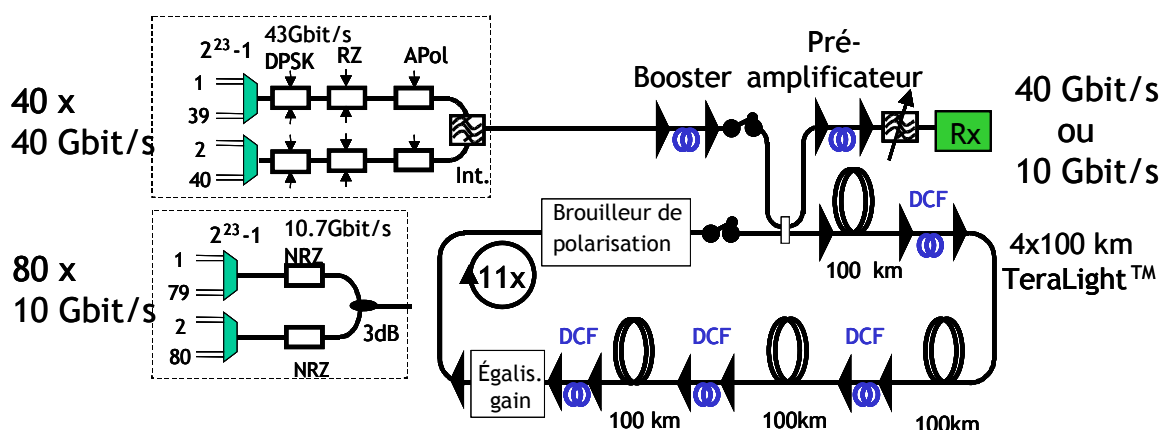


Figure V.1 : Montage expérimental du système étudié, avec les émetteurs 40x40 Gbit/s et 80x10 Gbit/s

La boucle est constituée de quatre tronçons de 100 km de fibre TeraLight™ ayant chacun une perte de 21.5 dB. Cette perte inclut celles des multiplexeurs/démultiplexeurs bande C/bande L installés à l'entrée et à la sortie des tronçons, en vue d'éventuelles futures extensions du système à la bande L. L'amplification du signal optique est assurée par des EDFA. Un égaliseur de gain dynamique est placé à la sortie du dernier EDFA de la boucle afin de parfaire la platitude du spectre WDM après les diverses amplifications qu'il aura subies. Un brouilleur de polarisation, également placé dans la boucle, permet de réduire les effets de polarisation consécutifs à la périodicité de la propagation sur boucle.

Deux distances de propagation sont considérées : 3200 km (8 tours de boucle) et 4400 km (11 tours de boucle). La puissance de sortie des EDFA correspondant à la puissance nominale de fonctionnement des canaux est de 18 dBm (soit -1 dBm par canal pour 80 canaux). Les EDFA de la boucle sont en configuration double étage, entre lesquels sont placées les DCF. La pré-compensation, la compensation en ligne et la post-compensation ont été optimisées en considérant un schéma simple période. La dispersion résiduelle en ligne a été fixée, après optimisation, à 20 ps/nm [5.3], pour limiter les effets de XPM. La pré- et la post-compensation ont été ajustées en fonction de la distance de propagation et sont restées identiques pour tous les canaux. La pré-compensation a été fixée à -400 ps/nm pour la distance de 3200 km, et à -500 ps/nm pour la distance de 4400 km. Au bout d'un tour de boucle, l'excursion de dispersion est d'environ 40 ps/nm sur tout le multiplex, soit négligeable en regard des quelque 1000 ps/nm que peut tolérer un format modulé à 10 Gbit/s pour une pénalité inférieure à 1 dB.

Au niveau de la réception, le canal à mesurer est sélectionné au moyen d'un filtre accordable puis arrive au niveau du récepteur à 10.7 Gbit/s afin de procéder notamment à sa détection et à la mesure de son BER.

V.A.1.2 Montage à 40 Gbit/s

Entre le montage à 10 Gbit/s et celui à 40 Gbit/s, seuls l'émetteur et le récepteur sont modifiés. La ligne optique, donc la carte de dispersion et la disposition des amplificateurs, est inchangée entre ces deux configurations.

Pour le montage à 40 Gbit/s, l'espacement entre canaux est doublé, à 100 GHz, ce qui correspond à un doublement de la densité spectrale d'information du système valant ainsi 0.4 bit/s/Hz. Ceci permet également un doublement de sa capacité par rapport à celle du montage initial à 10 Gbit/s.

La puissance de sortie des EDFA est également restée inchangée, à 18 dBm, ce qui correspond à une puissance par canal doublée, soit de 2 dBm, par rapport à la configuration initiale à 10 Gbit/s. En combinant cette augmentation de 3 dB de la puissance par canal, qui implique un OSNR 3 dB plus élevé que précédemment, et l'augmentation du débit de modulation d'un facteur 4, qui implique une tolérance au bruit 6 dB plus faible, un format dont la tolérance au bruit est 3 dB meilleure que celle du NRZ est indispensable pour espérer égaler les performances obtenues à 10 Gbit/s. Nous avons vu que les formats DPSK avec détection équilibrée pouvaient permettre cela. De plus, comme la puissance des canaux est 3 dB plus élevée, le format à 40 Gbit/s doit aussi présenter un seuil non-linéaire plus élevé. Le format APol RZ-DPSK, dont nous avons vu qu'il présentait une tolérance exceptionnelle aux effets intra-canaux, remplit tous ces critères et a donc été utilisé pour la modulation à 40 Gbit/s dans cette expérience. Pour le générer, nous rappelons que trois modulateurs sont nécessaires. Un premier MZM effectuant la modulation DPSK d'une séquence PRBS de $2^{23}-1$ bits, puis un sur-modulateur RZ et un sur-modulateur de polarisation, à base de GaAs.

Au niveau du récepteur, un filtre accordable sélectionne le canal à mesurer, puis ce canal passe par un démodulateur différentiel ayant un retard de 2 temps-bits, pour faire interférer deux symboles consécutifs ayant la même polarisation. Les signaux issus des deux photodiodes de la détection équilibrée sont ensuite dirigés vers un récepteur à 10.7 Gbit/s fonctionnant suivant le principe du démultiplexage temporel électrique. Celui-ci génère 4 séquences électriques à 10.7 Gbit/s à partir de la séquence détectée à 43 Gbit/s. Le BER de la transmission, correspond alors à la moyenne des BER mesurés sur ces quatre séquences à 10.7 Gbit/s.

Étant donné que des séquences PRBS ont été utilisées pour la modulation DPSK, le précodage logique n'est pas nécessaire pour cette expérience. Toutefois il serait requis dans un système réel, où, du fait de la polarisation alternée, il devrait s'effectuer pour chacune des demi-séquences correspondant à un état de polarisation.

V.A.2 Résultats expérimentaux

Pour garantir une transmission sans erreur, nous supposons ici l'utilisation d'un FEC de troisième génération qui donnerait un BER inférieur à 10^{-13} après correction pour un BER avant correction inférieur à la limite de $4 \cdot 10^{-3}$, dite limite FEC. Cette valeur limite correspond à un facteur Q de 8.5 dB. Ce FEC nécessite un sur-débit de 7 %.

Les spectres optiques des signaux ont été récupérés après la transmission sur 4400 km pour les deux débits, et sont représentés en Figure V.2.

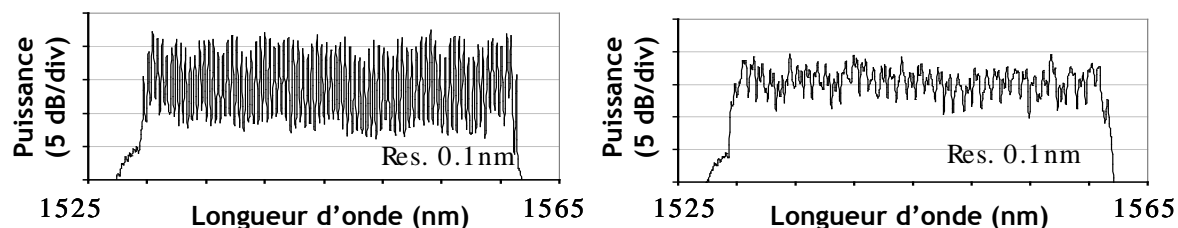


Figure V.2 : spectres du signal après 4400 km à 10 Gbit/s (à gauche) et à 40 Gbit/s (à droite), avec une résolution de 0.1 nm.

L'OSNR moyen a été mesuré à 17 dB/0.1nm à 40 Gbit/s, et à 14 dB/0.1nm à 10 Gbit/s. La différence correspond à la différence de puissance par canal entre les deux configurations.

Nous avons mesuré les BER de chaque canal après une transmission sur 3200 km et 4400 km pour les deux débits. Les facteurs Q correspondants sont représentés en Figure V.3. En observant les résultats à 40 Gbit/s, après 3200 km, nous observons une marge supérieure à 3 dB pour tous les canaux par rapport à la limite FEC. Après 4400 km, cette marge est de 0.6 dB pour la quasi-totalité des canaux.

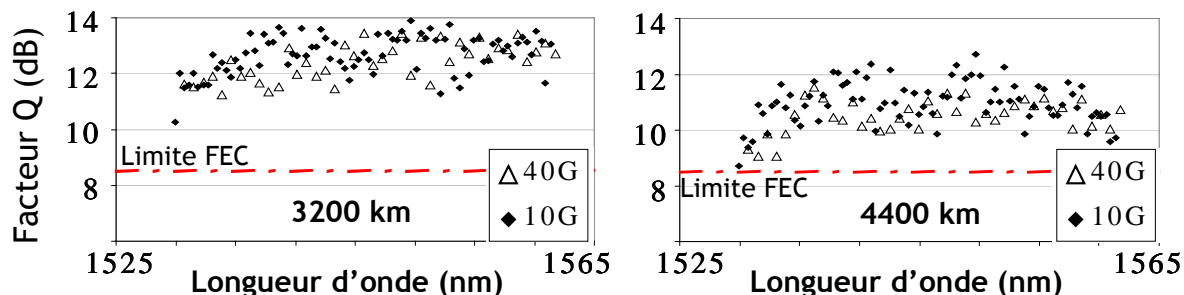


Figure V.3 : Facteurs Q des canaux WDM à 3200 km (à gauche) et à 4400 km (à droite) pour les canaux APol RZ-DPSK à 40 Gbit/s (triangles) et pour les canaux NRZ à 10 Gbit/s (losanges)

À 4400 km, le facteur Q moyen est légèrement plus faible à 40 Gbit/s (10.5 dB) qu'à 10 Gbit/s (11 dB), mais les facteurs Q mesurés présentent un écart-type plus important à 10 Gbit/s qu'à 40 Gbit/s. La pire valeur de facteur Q mesurée est de plus à mettre à l'actif d'un canal à 10 Gbit/s. Ceci peut s'expliquer par le fait que les interactions non-linéaires entre canaux sont plus pénalisantes à ce débit, comme nous l'avons déjà évoqué à plusieurs reprises dans ce mémoire.

V.A.3 Conclusion

À travers cette expérience nous avons montré qu'une transmission à 40 Gbit/s avec un format de modulation adapté, en l'occurrence l'APol RZ-DPSK, peut être réalisée sur un système initialement prévu pour un débit par canal de 10 Gbit/s, tout en doublant sa densité spectrale d'information. Mais pour garantir cela, la PMD du système doit rester faible car l'APol RZ-DPSK y est peu tolérant. Les BER mesurés sont très proches pour les deux débits, alors que l'infrastructure générale du système est identique. En outre, grâce à l'utilisation du format APol RZ-DPSK, cette expérience a permis d'établir un record de distance, à 4400 km, pour les systèmes à 40 Gbit/s par canal avec amplification par EDFA présentant une capacité totale supérieure au Tbit/s.

V.B Transmission sur 4080 km de 151 canaux modulés en RZ-DQPSK à 43 Gbit/s

Nous nous focalisons maintenant sur le débit de 40 Gbit/s en décrivant une expérience de transmission de grande ampleur montrant les performances que peut offrir la modulation RZ-DQPSK pour une transmission optique en configuration sous-marine.

Le système considéré est inspiré de la configuration +D/-D correspondant aux systèmes sous-marins de nouvelle génération. Pour diminuer la quantité de bruit d'ASE générée dans le système, l'amplification du signal optique est assurée par amplification Raman, avec un pompage contra-propagatif.

Comme nous l'avons évoqué au Chapitre 2, dans le but d'obtenir des capacités multi-téra-bit/s dans les systèmes de transmission optique WDM à 40 Gbit/s par canal, des formats de modulation étroits spectralement sont requis, notamment pour obtenir un espacement entre canaux de 50 GHz. Mais bien qu'ayant un spectre large, la DPSK, avec [5.4], [5.5] ou sans [5.5] sur-modulation RZ, a déjà été utilisée pour obtenir une telle densité spectrale d'information, en effectuant un entrelacement des multiplex des canaux pairs et impairs tel que leurs polarisations soient orthogonales. La RZ-DQPSK, au spectre plus étroit, convient bien sûr aussi pour obtenir cette densité spectrale d'information, et nous avons utilisé ce format pour cette expérience.

L'expérience décrite dans ce paragraphe consiste en une transmission de capacité totale 6 Tbit/s, répartis en 151 canaux WDM à 40 Gbit/s, sur une distance de 4080 km. Cette distance n'a jamais été atteinte auparavant avec le format RZ-DQPSK modulé à 40 Gbit/s. Cependant, elle est plus faible que les 6120 km atteints avec la DPSK préfiltrée pour la même capacité, qui avait permis du même coup d'établir le record de produit capacité \times distance à 40 Gbit/s [5.5]. Toutefois, nous montrons ici que la DQPSK est plus tolérante à la PMD, à la dispersion et au filtrage étroit que la DPSK. Ces tolérances plus importantes sont à prendre en considération pour d'éventuelles déploiements industriels, notamment de systèmes dont l'espacement inter-canal est de 50 GHz.

V.B.1 Montage expérimental

La Figure V.4 montre le schéma du montage du système utilisé pour cette expérience. L'émetteur est tout d'abord constitué de 151 sources optiques dont les fréquences sont espacées de 50 GHz, dont les longueurs d'onde sont réparties entre 1529.94 nm et 1560.15 nm pour la bande C, et entre 1569.58 nm et 1600.16 nm pour la bande L. Dans chaque bande, les canaux pairs sont multiplexés ensemble puis modulés en RZ-DQPSK, de même que les canaux impairs. La modulation DQPSK est effectuée par deux MZM modulés au débit de 21.4 Gbaud, selon la configuration *en parallèle* décrite au Chapitre 2. Ce débit correspond au débit binaire total de 42.8 Gbit/s, qui prend en compte les 7% de sur-débit du FEC. La DQPSK ainsi générée est sur-modulée en RZ pour obtenir le format RZ-DQPSK. Les canaux pairs et impairs modulés sont ensuite entrelacés ensemble en leur attribuant des polarisations orthogonales, ceci pour la bande C et pour la bande L.

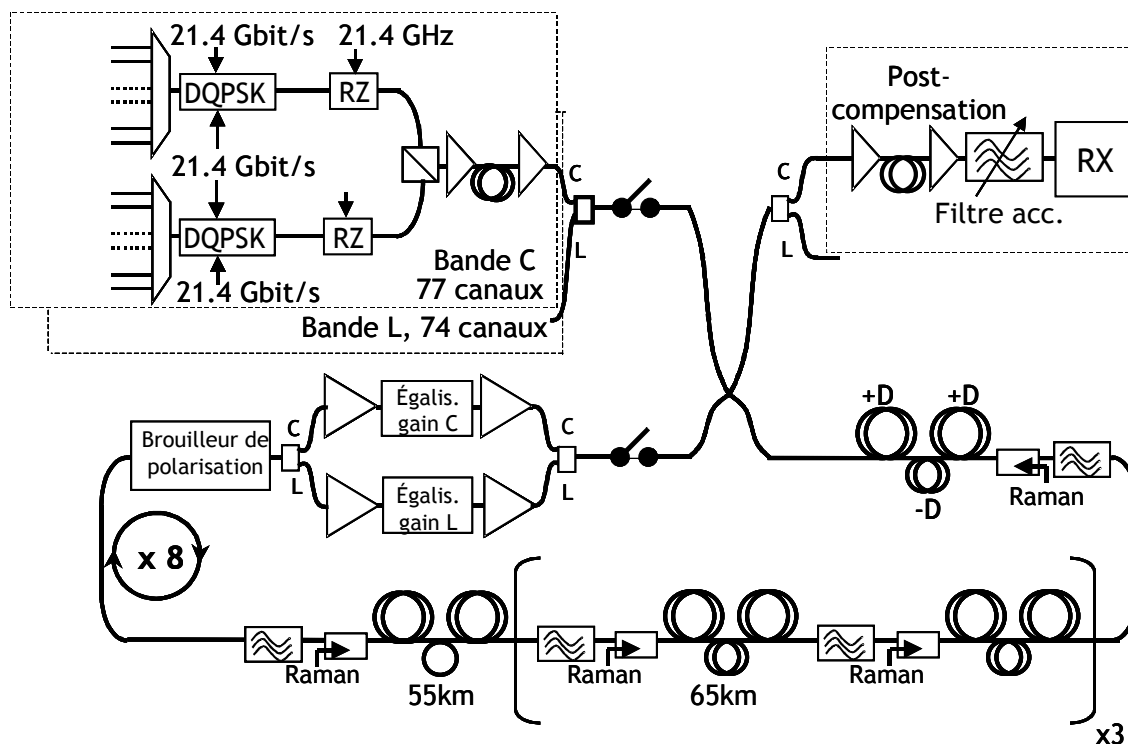


Figure V.4 : Montage expérimental du système étudié

Les multiplex de la bande C et de la bande L ainsi générés passent chacun dans le « booster » correspondant à leur bande puis sont à leur tour multiplexés ensemble. Ils sont ensuite injectés dans la DCF de pré-compensation avant d'entrer dans la boucle à recirculation. Celle-ci est constituée de tronçons de fibres de ligne de 65 km de long, pour la plupart. Ils sont composés de fibres UltraWave™ « +D » et « -D », et d'amplificateurs Raman à pompage contra-propagatif. Pour minimiser l'accumulation du bruit et des effets non-linéaires, et compte-tenu de la distribution de puissance le long de la ligne en présence d'amplification Raman, telle que décrite au Chapitre 1, un tronçon de ce système comprend un premier tiers de fibre « +D », un autre tiers de fibre « -D » et à nouveau un tiers de fibre « +D ».

La boucle est constituée de huit de ces tronçons et a une longueur totale de 510 km. La PMD globale de la boucle est de 0.8 ps. Les pertes des fibres et des différents composants de la ligne sont compensés périodiquement par un gain Raman de 16 dB au moyen de trois pompes, ayant des longueurs d'onde de 1433 nm, 1457 nm et 1490 nm. Un filtre égalisateur de gain est inséré au niveau de chaque amplificateur pour maintenir un spectre le plus plat possible sur tout le multiplex. L'optimisation finale de sa platitude est assurée par des égaliseurs de gain dynamiques opérant en bande C ou en bande L, et situés dans la boucle entre les deux étages d'EDFA bande C et bande L spécifiquement alloués à cela. Un brouilleur de polarisation est également situé dans la boucle pour minimiser les effets de polarisation induits par la boucle.

Au niveau du récepteur, le multiplex est d'abord restreint à la bande spectrale –C ou L– à laquelle appartient le canal à mesurer, avant d'être injecté dans le pré-amplificateur et la post-compensation. Le canal à mesurer est sélectionné au moyen d'un filtre accordable de 0.3 nm de large, puis est injecté dans un démodulateur différentiel Mach-Zehnder dont le retard correspond au temps-symbole de la RZ-DQPSK utilisée, soit 46 ps, ou deux temps-bits à 43 Gbit/s. Le déphasage entre les deux bras de ce démodulateur est réglable, et peut donc prendre les valeurs $+\pi/4$ ou $-\pi/4$ pour mesurer les

BER des contributions de la séquence I ou de la séquence Q codées dans les symboles RZ-DQPSK. Après démodulation, le signal est détecté par un récepteur équilibré. Dans ce récepteur, un signal d'horloge à 21.4 GHz est également récupéré à partir du signal, puis sa fréquence est divisée par 2 pour commander le détecteur d'erreurs qui opère à 10.7 Gbit/s. LE BER mesuré correspond alors à la moyenne des BER mesurés sur les deux séquences à 10 Gbit/s récupérées à partir de la séquence à 21.4 Gbit/s détectée, et ceci pour chaque déphasage du démodulateur.

Le précodage de la DQPSK est tel qu'il est impossible de commander le générateur de séquence et le détecteur d'erreurs avec la même séquence PRBS, comme cela est malgré tout possible avec la DPSK. Une programmation de, soit le générateur de séquences, soit le détecteur d'erreurs est alors requise. Concernant les canaux pairs, nous avons programmé le détecteur d'erreurs avec la séquence codée la plus longue possible qu'il accepte en mode non-PRBS, soit $2^{15}-1$ bits, et dont le codage en émission aurait donné la séquence PRBS de $2^{15}-1$ bits. Cette séquence PRBS est générée par le générateur de séquences de l'émetteur modulant ces mêmes canaux. Pour les canaux impairs, nous avons programmé le générateur de séquences avec une séquence pré-codée de $2^{11}-1$ bits, qui est également la plus longue séquence non-PRBS qu'il accepte, en effectuant une détection d'une séquence PRBS de $2^{11}-1$ bits au niveau du détecteur d'erreurs.

V.B.2 Résultats expérimentaux

Les BER des 151 canaux ont été mesurés après 4080 km, soit 8 tours de boucle. Les facteurs Q correspondants sont reportés en Figure V.5. Pour chaque canal sont reportées les composantes I et Q de la DQPSK mais aucune différence notable n'a été observée entre ces composantes.

Le pire canal a un facteur Q de 1.5 dB au-dessus de la limite FEC. Le facteur Q moyen est de 11 dB en bande C et de 10.6 dB en bande L.

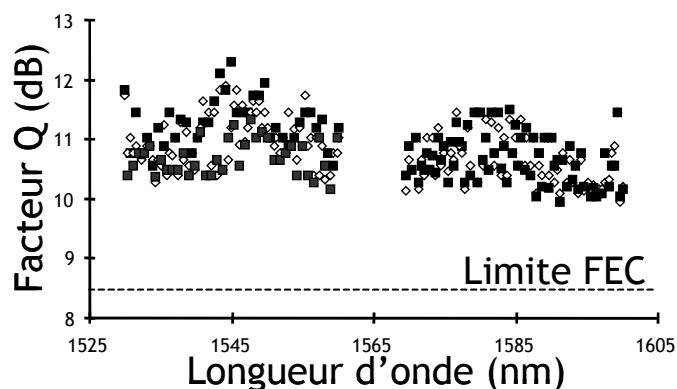


Figure V.5 : Facteurs Q de la RZ-DQPSK mesurés après 4080 km, en bande C et en bande L. Carrés noirs : contributions de la demi-séquence I . Losanges blancs : contributions de la demi-séquence Q

V.B.3 Tolérance de la RZ-DQPSK aux différents effets de propagation

Des performances très similaires avaient été obtenues dans la même boucle avec la DPSK, mais après 6120 km [5.5]. Mais la RZ-DQPSK présente des bénéfices par rapport à la DPSK en ce qui concerne la tolérance à différents effets de propagation, ce que nous montrons dans ce paragraphe.

V.B.3.1 Tolérance au bruit optique

La Figure V.6 compare la sensibilité mono-canal en OSNR de la RZ-DQPSK et de la DPSK, en *back-to-back*. La sensibilité de la RZ-DQPSK est plus faible que celle de la DPSK mais de moins de 1 dB. Cependant la motivation principale qui nous a poussés à utiliser un format modulé sur quatre niveaux, et du même coup à diminuer le débit de modulation du signal par 2, est une tolérance accrue aux effets de propagation linéaires, que nous évaluons aussi.

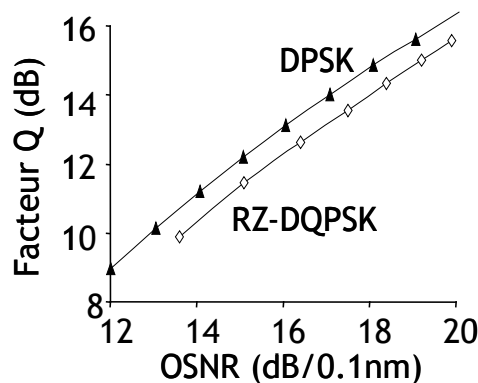


Figure V.6 : sensibilité en OSNR en *back-to-back* pour la DPSK et la RZ-DQPSK

V.B.3.2 Tolérance au DGD

La tolérance au DGD en *back-to-back* est présentée en Figure V.7. Cette figure montre les pénalités en facteur Q en fonction du DGD, pour un BER de référence de 10^{-5} obtenu en l'absence de DGD. Ces mesures sont effectuées au moyen d'un contrôleur de polarisation suivi d'une fibre à maintien de polarisation dont le DGD est connu, qui sont insérés directement entre l'émetteur et le récepteur. Le facteur Q est reporté pour différentes valeurs de DGD (correspondant simplement à différentes longueurs de PMF) après avoir ajusté la polarisation pour obtenir le pire BER. Pour une pénalité de 1 dB, le DGD correspondant est de 17 ps pour la RZ-DQPSK, soit deux fois plus élevé que celui de la DPSK. Cette tolérance accrue à la PMD est un atout majeur en faveur de la RZ-DQPSK à 40 Gbit/s, car à ce débit binaire les effets de polarisation peuvent devenir significatifs.

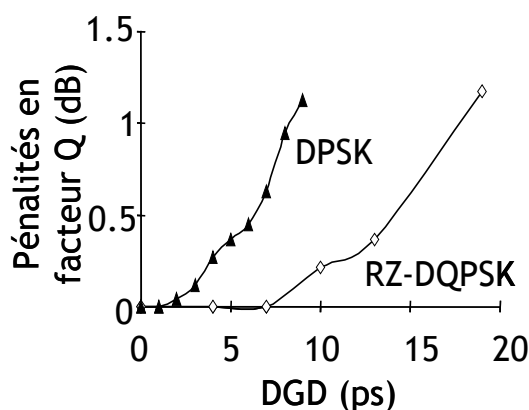


Figure V.7 : Tolérance au DGD de la DPSK et de la RZ-DQPSK, en *back-to-back*

V.B.3.3 Tolérance à la dispersion

Nous observons ici l'impact d'un défaut d'ajustement de la dispersion chromatique résiduelle sur le facteur Q après transmission, pour la DPSK et la RZ-DQPSK. Comme montré en Figure V.8, la tolérance à l'excursion de dispersion chromatique est d'environ

200 ps/nm pour la RZ-DQPSK, soit plus de deux fois plus importante que pour la DPSK pour une pénalité de 1 dB, selon les résultats de [5.5]. La figure montre également la tolérance à la dispersion en back-to-back, quasi-identique. Il en résulte que la tolérance à la dispersion n'est pas affectée par les effets de propagation.

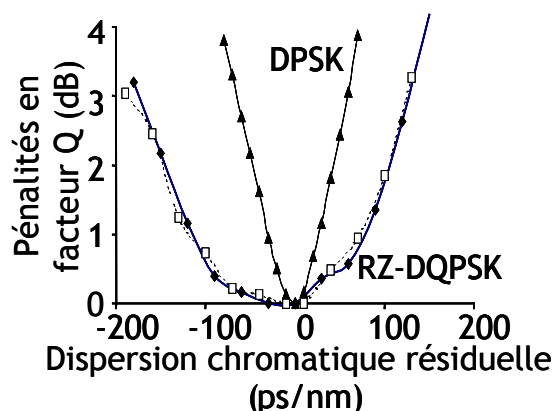


Figure V.8 : influence de la dispersion chromatique résiduelle sur les formats DPSK et RZ-DQPSK après transmission (carrés blancs : influence en back-to-back)

V.B.3.4 Tolérance au filtrage étroit

Nous avons également étudié la tolérance au filtrage de ces deux formats après 4080 km. La largeur optimale du filtre de réception est de 0.3 nm pour la RZ-DQPSK, soit plus étroite que les 0.44 nm requis pour la DPSK [5.5]. Mais le plus important, pour d'éventuels déploiements industriels ultérieurs est que la tolérance à la largeur du filtre est quatre fois plus élevée pour la RZ-DQPSK (0.24 nm) que pour la DPSK (0.06 nm) pour une pénalité maximale de 0.5 dB.

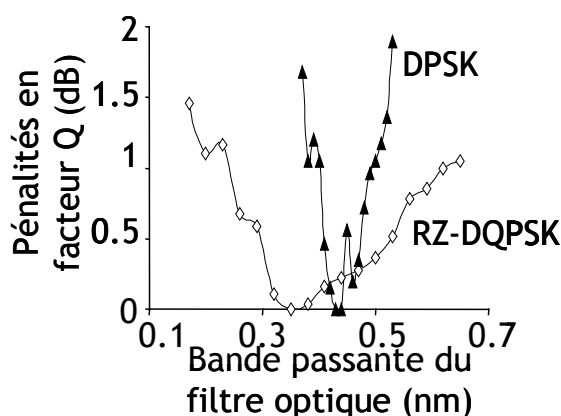


Figure V.9 : impact d'un filtrage étroit sur la DPSK et la RZ-DQPSK

V.B.4 Conclusion

Nous avons effectué une transmission de 6 Tbit/s sur 4080 km au moyen du format RZ-DQPSK, avec des marges en facteur Q par rapport à la limite du FEC supérieures à 1.5 dB. Les bonnes tolérances de ce format aux effets de propagation linéaires (filtrage, dispersion, PMD) sont des avantages certains pour le déploiement industriel des systèmes à 40 Gbit/s à forte densité spectrale d'information.

Conclusion du Chapitre V

Ce chapitre a permis d'illustrer de manière concrète deux des possibilités que peuvent offrir les systèmes de transmission optique à 40 Gbit/s.

Sous certaines conditions, ils peuvent égaler en performance les systèmes à 10 Gbit/s malgré les contraintes plus importantes en matière de tolérance à la plupart des effets de propagation, grâce notamment à l'utilisation du format APol RZ-DPSK.

De plus, l'utilisation de formats modulés sur plus de deux niveaux, comme la RZ-DQPSK, permet une réduction du débit de modulation optique et du même coup une tolérance exceptionnelle aux effets de propagation à ce débit de 40 Gbit/s.

Bibliographie du Chapitre V

- [5.1] G. Charlet, H. Mardoyan, P. Tran, A. Klekamp, M. Astruc, M. Lefrançois, S. Bigo, « Upgrade of 10Gbit/s Ultra Long Haul system to 40Gbit/s thanks to APol RZ-DPSK modulation format », *Electron. Lett.*, Vol. 41, n°22, pp. 1240-1241, Oct. 2005
- [5.2] G. Charlet, P. Tran, H. Mardoyan, M. Lefrançois, T. Fauconnier, F. Jorge, S. Bigo, « 151x43Gb/s transmission over 4080km based on Return-to-Zero-Differential Quadrature Phase-Shift Keying », in proc. *ECOC'05*, Th4.1.3, Glasgow, Scotland, Sept. 25-29, 2005
- [5.3] G. Charlet, J.-P. Thiéry, P. Tran, H. Mardoyan, J.-C. Antona, C. Martinelli, S. Bigo, « 80x10.7Gbit/s with NRZ, RZ and RZ-DPSK formats over sixty 100-km long terrestrial (non dispersion managed) fiber spans with all-Raman amplification », in proc. *OAA'03*, Otaru, Japan, July 6-10, 2003
- [5.4] B. Zhu, L. E. Nelson, S. Stulz, A. H. Gnauck, C. Doerr, J. Leuthold, L. Grüner-Nielsen, M. O. Pedersen, J. Kim, R. Lingle Jr. Y. Emori, Y. Ohki, N. Tsukiji, A. Oguri, S. Namiki, « 6.4 Tb/s (160x42.7Gb/s) transmission with 0.8bit/s/Hz spectral efficiency over 32 x 100km of fiber using CSRZ-DPSK format », in proc. *OFC'03*, PD19, Atlanta, Georgia, March 23-28, 2003
- [5.5] G. Charlet, E. Corbel, J. Lazaro, A. Klekamp, R. Dischler, P. Tran, W. Idler, H. Mardoyan, A. Konczykowska, F. Jorge, S. Bigo, « WDM Transmission at 6Tbit/s Capacity Over Transatlantic Distance, Using 42.7-Gbit/s Differential Phase-Shift Keying Without Pulse Carver », *IEEE J. Lightwave Technol.*, Vol. 23, n°1, pp. 104-107, Jan. 2005

CONCLUSION GENERALE

Au cours de ce travail de thèse nous avons effectué diverses études sur les systèmes de transmission optique afin d'étudier la possibilité de faire migrer leur débit par canal de 10 Gbit/s vers 40 Gbit/s de manière optimale sans dégrader leurs performances, tout en garantissant une augmentation de leur capacité.

Nous avons dédié une grande part de ce travail à l'étude, à la caractérisation et au choix de formats de modulation les mieux adaptés à toutes les configurations qu'ont présentées les différents systèmes de transmission optique que nous avons étudiés.

Parmi ces configurations, les plus contraignantes lors de la propagation du signal sont sans conteste celles pour lesquelles la grille spectrale du système, présentant un espacement entre canaux de 50 GHz, est restée inchangée malgré l'augmentation du débit des canaux 10 Gbit/s à 40 Gbit/s. Dans de tels systèmes, la densité spectrale d'information a également été multipliée par 4, tout comme la capacité totale. Une telle augmentation de capacité peut aussi être effectuée progressivement, au rythme de la demande, en augmentant le débit de certains canaux uniquement. Dans tous les cas, il est nécessaire, pour les canaux modulés à 40 Gbit/s, d'employer un format adapté, présentant d'une part un spectre relativement étroit par rapport aux formats plus conventionnels, et d'autre part une tolérance accrue aux effets de propagation particulièrement pénalisants engendrés dans ces systèmes. Pour les systèmes hybrides, utilisant les deux débits de 10 Gbit/s et 40 Gbit/s au sein d'un même multiplex, nous avons conclu que le format le mieux adapté était la transmission binaire à profil de phase contrôlé, la PSBT. La modulation différentielle en phase sur quatre niveaux, la DQPSK, présente une largeur spectrale similaire, mais elle est peu adaptée à cette configuration hybride malgré ses excellentes tolérances à la dispersion chromatique et à la PMD. En revanche elle peut être intéressante si tous les canaux espacés de 50 GHz sont modulés à 40 Gbit/s. L'utilisation de la DQPSK à 40 Gbit/s sur un système DWDM de 6 Tbit/s a été validée expérimentalement sur plus de 4000 km avec des marges de fonctionnement compatibles avec un déploiement industriel. La modulation différentielle en phase sur deux niveaux, la DPSK, conviendra à certains systèmes hybrides de densité spectrale d'information plus faible, lorsque les distances qui doivent être atteintes sont plus élevées.

Concernant les systèmes qui seraient directement conçus pour le débit par canal de 40 Gbit/s et présentant une densité spectrale d'information plus faible, il apparaît que les effets non-linéaires dits intra-canaux, se produisant lors d'interaction entre symboles appartenant au même canal, sont prédominants par rapport aux effets non-linéaires croisés, résultant d'interactions entre différents canaux d'un multiplex. Nous avons effectué en détail une étude spécifique de ces effets, et il en est ressorti que le mélange à quatre ondes intra-canal, l'i-FWM, était l'effet intra-canal le plus pénalisant dans la majorité des cas étudiés, et qu'il fallait donc impérativement le prendre en compte pour la conception de systèmes fonctionnant à 40 Gbit/s par canal. Le choix de formats de modulation tolérants à ces effets, et en particulier à l'i-FWM, est crucial pour ces systèmes. De tels formats peuvent être obtenus grâce à certaines modulations en phase ou en polarisation. C'est ainsi que le format présentant toutes ces modulations, la RZ-DPSK à polarisation alternée ou APol RZ-DPSK, est sans conteste le format le plus résistant aux effets intra-canaux. Nous l'avons d'ailleurs employé lors d'une expérience visant à montrer qu'un système à 10 Gbit/s par canal pouvait être utilisé tel quel à 40 Gbit/s en passant, pour tous les canaux, de la modulation NRZ à 10 Gbit/s, à cette modulation APol RZ-DPSK à 40 Gbit/s. Cette opération, accompagnée d'un doublement de la densité spectrale d'information du système, n'affecte pas la qualité de la transmission.

Nous avons également effectué des études de systèmes présentant certaines avancées technologiques susceptibles de permettre une amélioration de leurs performances à 40 Gbit/s.

Nous avons montré, par l'étude des systèmes sous-marins NZDSF, largement utilisés aujourd'hui à 10 Gbit/s par canal, que malgré l'importante excursion de dispersion propre à ces systèmes, ils étaient utilisables à 40 Gbit/s moyennant l'utilisation de formats modulés en phase, et de compensateurs de pente de dispersion pour les plus longues distances.

Concernant les systèmes sous-marins de nouvelle génération, les +D/-D, qui ont déjà largement fait leurs preuves, nous avons réalisé une étude d'une variante de ces systèmes. Ces nouveaux systèmes présentent une ligne optique simplifiée, où toutes les fibres compensatrices de dispersion « -D » sont supprimées. La compensation de dispersion est assurée à la place par un dispositif de conjugaison de phase optique du signal, qui peut également compenser une partie des effets non-linéaires. Ces systèmes sont susceptibles de présenter des performances meilleures que celles des systèmes +D/-D conventionnels, notamment du fait de leurs contraintes moindres au niveau de la ligne optique. Une étude expérimentale poussée reste néanmoins nécessaire afin de valider la pertinence de ces systèmes.

Afin d'exploiter la prédominance des effets non-linéaires intra-canaux, nous avons aussi réalisé une étude d'un codage de l'information binaire visant à supprimer certaines successions de bits dans la séquence à transmettre, les plus susceptibles de créer des pénalités de transmission consécutives aux effets intra-canaux. Le but de ce travail a été de trouver un compromis entre l'efficacité du codage et le sur-débit associé nécessaire pour retrouver l'information originale. Des modifications d'environ un bit sur 2000 semblent correspondre à ce compromis. Là encore, une validation plus poussée de cette technique est nécessaire, afin notamment de parfaire la mise au point du code en lui-même.

Nous avons effectué ces études dans le but de justifier l'utilisation du débit de 40 Gbit/s par canal au sein des systèmes de transmission optique déployés, qui s'avère maintenant imminente pour certains systèmes terrestres. Les signaux modulés à ce débit présentent une tolérance accrue aux effets non-linéaires croisés, ce qui permet une utilisation de configurations DWDM de densité spectrale d'information approchant l'unité, ce qui serait inenvisageable à 10 Gbit/s. Mais la modulation à ce débit s'accompagne d'une augmentation de contraintes apparaissant lors de la propagation du signal, à savoir une diminution de la tolérance au bruit, à la dispersion et à la PMD. Ces contraintes plus importantes peuvent être contrebalancées par l'utilisation de formats de modulation plus performants, comme les formats basés sur la modulation de phase, sur deux ou quatre niveaux.

Mais la course à la capacité et à la performance des systèmes de transmission optique ne s'arrête pas là, leur potentiel d'évolution est encore très élevé. Les techniques de détection cohérente associées au traitement numérique du signal qu'elles rendent possible, qui sont apparues alors que les travaux présentés dans ce mémoire étaient déjà fort avancés, sont susceptibles de permettre une telle évolution. Elles sont particulièrement attendues dans les systèmes à capacité très élevée, supérieures à 10 Tbit/s, où la densité spectrale d'information peut largement dépasser l'unité, et pour des débits par canal plus élevés, de 80 Gbit/s voire 100 Gbit/s. Les travaux correspondants rentrent dans le cadre d'une recherche à plus long terme, dans la continuité des travaux présentés dans ce mémoire.

ANNEXE. LISTE DES PRINCIPAUX FORMATS DE MODULATION

Nom	Trace temporelle (intensité et phase)	Diagramme de l'œil	Constellation	Spectre	Méthode de génération
NRZ					
RZ-50					
RZ-33					
CS-RZ					
$\pi/2$ AP-RZ					
π PAP-RZ					
π-CRZ					

Annexe. Liste des principaux formats de modulation

Nom	Trace temporelle (intensité et phase)	Diagramme de l'œil	Constellation	Spectre	Méthode de génération
DB					<p>B Gbit/s</p> <p>B Gbit/s</p>
PSBT					<p>B Gbit/s</p> <p>B Gbit/s</p>
AMI					<p>B Gbit/s</p> <p>B Gbit/s</p>
DPSK					<p>B Gbit/s</p> <p>B Gbit/s</p>
RZ-DPSK					<p>B Gbit/s</p> <p>B Gbit/s</p>
DQPSK					<p>B/2 Gbit/s</p> <p>B/2 Gbit/s</p>

Annexe. Liste des principaux formats de modulation

Nom	Trace temporelle (intensité et phase)	Diagramme de l'œil	Constellation	Spectre	Méthode de génération
RZ-DQPSK					<p>$B/2$ Gbit/s $B/2$ GHz</p> <p>$B/2$ Gbit/s</p>
APol RZ	<p>TE</p> <p>TM</p>				<p>B Gbit/s B GHz $B/2$ GHz</p>
APol RZ-DPSK	<p>TE</p> <p>TM</p>				<p>B Gbit/s B GHz $B/2$ GHz</p> <p>B Gbit/s</p>

BIBLIOGRAPHIE DE L'AUTEUR

Publications en journal

G. Charlet, H. Mardoyan, P. Tran, A. Klekamp, M. Astruc, **M. Lefrançois**, S. Bigo, « Upgrade of 10Gbit/s Ultra Long Haul system to 40Gbit/s thanks to APol RZ-DPSK modulation format », *Electron. Lett.*, Vol. 41, n°22, pp. 1240-1241, Oct. 2005

M. Lefrançois, E. Barnasson, G. Charlet, J.-C. Antona, S. Bigo, « Numerical discrimination of intrachannel cross-phase modulation and intrachannel four-wave mixing and their respective effect on 40 Gbit/s transmissions », *Opt. Lett.*, Vol. 31, n°4, pp. 432-434, Feb. 2006

M. Lefrançois, G. Charlet, S. Bigo, « Impact of very large cumulated dispersion on performance of 40 Gbit/s submarine systems over nonzero dispersion shifted fibres », *Electron. Lett.*, Vol. 42, n°3, pp. 174-176, Feb. 2006

Communications en conférence

M. Lefrançois, E. Barnasson, G. Charlet, J.-C. Antona, S. Bigo, « Relative Impact of the different Intrachannel Nonlinear Effects over 43 Gb/s Transmissions with Varying Fibre Dispersion », in proc. *ECOC'05*, Tu1.2.7, Glasgow, Scotland, Sept. 25-29, 2005

Présentation orale de cet article à l'occasion de la conférence ECOC 2005, à Glasgow

G. Charlet, P. Tran, H. Mardoyan, **M. Lefrançois**, T. Fauconnier, F. Jorge, S. Bigo, « 151x43Gb/s transmission over 4080km based on Return-to-Zero-Differential Quadrature Phase-Shift Keying », in proc. *ECOC'05*, Th4.1.3, Glasgow, Scotland, Sept. 25-29, 2005

G. Charlet, H. Mardoyan, P. Tran, **M. Lefrançois**, S. Bigo, « Nonlinear Interactions Between 10Gb/s NRZ Channels and 40Gb/s Channels with RZ-DQPSK or PSBT Format, over Low-Dispersion Fiber », in proc. *ECOC'06*, Mo3.2.6, Cannes, France, Sept. 24-28, 2006

T. Zami, B. Lavigne, E. Balmefrezol, **M. Lefrançois**, H. Mardoyan, « Comparative study of crosstalk created in 50 GHz-spaced Wavelength Selective Switch for various modulation formats at 43 Gbit/s », in proc. *ECOC'06*, We3.P.81, Cannes, France, Sept. 24-28, 2006

M. Lefrançois, G. Charlet, P. Tran, H. Mardoyan, S. Bigo, « Improvement of tolerance to nonlinearities resulting from small sequence modifications in 40 Gbit/s optical transmission », in proc. *ECOC'06*, Th3.2.4, Cannes, France, Sept. 24-28, 2006

Présentation orale de cet article à l'occasion de la conférence ECOC 2006, à Cannes

M. Lefrançois, F. Houndonougbo, T. Fauconnier, G. Charlet, S. Bigo, « Cross comparison of the nonlinear impairments caused by 10 Gbit/s neighboring channels on a 40 Gbit/s channel modulated with various formats, and over various fiber types », in proc. *OFC'07*, JThA44, Anaheim, California, March 25-29, 2007

Présentation sur poster de cet article à l'occasion de la conférence OFC 2007, à Anaheim (Californie)

M. Lefrançois, G. Charlet, S. Bigo, « Étude numérique des systèmes de transmission optique sous-marins composés uniquement de fibres « +D », avec conjugaison de phase optique en milieu de ligne », in proc. *JNOG'07*, JE2, Grenoble, France, July 2-5, 2007

Présentation orale de cet article à l'occasion des JNOG 2007, à Grenoble

Brevets

G. Charlet, **M. Lefrançois**, « Method of delaying an optical signal and optical routing device », *dépôt européen sous le n° 06290264.8*, filed Feb. 14th, 2006

J. Godin, **M. Lefrançois**, « Method of encoding a binary signal », *dépôt européen sous le n° 07105520.6-1247*, filed April 3rd, 2007

M. Lefrançois, G. Charlet, « Optical phase conjugation device, beam splitting device and method for optical phase conjugation », *dépôt européen sous le n° 07291050.8-2415*, filed Aug. 29th, 2007

G. Charlet, **M. Lefrançois**, « Liaison optique et procédé de transmission de données », *en cours de dépôt national sous le n° 0757587*, Sept. 14th, 2007

Upgrade of 10 Gbit/s ultra-long-haul system to 40 Gbit/s with APol RZ-DPSK modulation format

G. Charlet, H. Mardoyan, P. Tran, A. Klekamp, M. Astruc, M. Lefrançois and S. Bigo

It is demonstrated that ultra-long-haul links at 10 Gbit/s could be upgraded to 40 Gbit/s without any change to the infrastructure (fibre arrangement, amplifiers, dispersion map). The system capacity is doubled with alternate-polarisation RZ-DPSK modulation format.

Introduction: The on-going extension of 10 Gbit/s WDM terrestrial systems to ultra-long-haul distances adds new constraints which could postpone the introduction of the 40 Gbit/s channel rate. On the one hand, the optical signal-to-noise ratio (OSNR) should be 6 dB larger when the bit rate is increased by a factor of four while keeping the same modulation format. On the other hand, the tolerance to nonlinear effects is usually lower at 40 Gbit/s compared to 10 Gbit/s if non-return-to-zero (NRZ) modulation format is considered in both cases. 40 Gbit/s systems are also four times less tolerant to polarisation mode dispersion (PMD), which could also be a strong limitation but is not considered in this Letter. For all these reasons, it has been generally accepted that the reach of 40 Gbit/s systems is reduced, compared to the reach of 10 Gbit/s systems [1].

Here, we consider a multi-megametre-long 10 Gbit/s system with 50 GHz channel spacing in a standard terrestrial configuration, i.e. involving fibre of a single sort between amplifiers (namely TeraLight™ fibre) and only erbium-doped fibre amplifiers (EDFAs). We show that a very comparable bit error rate (BER) performance can be obtained at 40 Gbit/s over the same distance and without any change to the infrastructure (fibre arrangement, amplifier, dispersion map), while doubling the total capacity. This is achieved using transponders based on alternate-polarisation return-to-zero differential-phase-shift-keying (APol RZ-DPSK) format [2, 3].

Experimental setup: The setup of the experiments is shown in Fig 1. At 10 Gbit/s channel rate, the WDM transmitter consists of 80 DFB lasers ranging from 1530.33 to 1561.83 nm. Two sets of 100 GHz-spaced channels, corresponding to odd and even channels, are combined by array waveguide gratings and sent in two Mach-Zehnder modulators. These modulators generate NRZ optical data out with 2^{23-1} pseudorandom bit sequence (PRBS) length at the bit rate of 10.7 Gbit/s, accounting for 7% overhead for FEC emulation. Odd and even channels are interleaved with parallel polarisations in a polarisation-maintaining coupler, in order to emulate the worst-case polarisation evolution. The resulting light is sent to a booster before entering the recirculating loop.

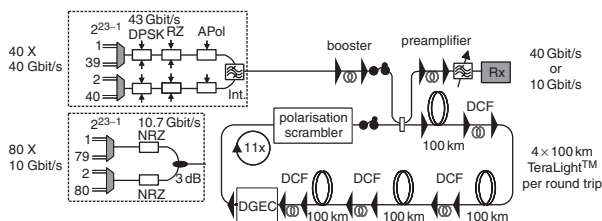


Fig. 1 Experimental setup, comparison of 40×40 and 80×10 Gbit/s ultra-long-haul transmissions

Periodic filling and emptying of the loop is controlled by two switches driven by time-delay generators triggering all the test equipment. The loop consists of four 100 km-long sections of TeraLight™ fibre with 21.5 dB span loss (including a C/L splitter at the input and output of the span for potential upgrade to the L-band). Each span is separated by EDFA repeaters. To allow a fine tuning of the power excursion across the multiplex, a dynamic gain equaliser (DGE) is located within the last EDFA of the loop. Following this EDFA, a synchronous polarisation scrambler is used to reduce loop-specific polarisation effects.

Two propagation distances are considered, 3200 and 4400 km. The EDFA output power yielding the best noise/nonlinearity trade-off was found almost the same for both distances and set to 18 dBm. All the

EDFAs consist of two amplification stages and incorporate a section of dispersion compensation fibre (DCF). The amounts of cumulated dispersion in the transmitter DCF (pre-compensation), in the receiver DCF (post-compensation) and in each fibre span plus the following in-line DCF (in-line residual dispersion) were optimised assuming a singly-periodic dispersion scheme. The best in-line residual dispersion was found at approximately 20 ps/(nm.km) [4], which primarily amounts to contain the impact of cross-phase modulation (XPM).

The amount of pre-compensation and post-compensation had to be adjusted according to the targeted distance but with a single pool for all the channels. Pre-compensation is -400 ps/nm for 3200 km and -500 ps/nm for 4400 km. Post-compensation is -200 ps/nm for 3200 km and -300 ps/nm for 4400 km. The chromatic dispersion excursion at the end of the 400 km-long loop is around 40 ps/nm across the multiplex. Outside the loop, at the receiver end, the channels are selected using a tunable optical filter and sent into a 10.7 Gbit/s electrical receiver.

We now upgrade the above setup to 40 Gbit/s channel rate, without changes to the infrastructure. The channel spacing is doubled to 100 GHz, which yields twice as much capacity at 40 as at 10 Gbit/s. To transmit such capacity while keeping exactly the same amplifier settings, an alternative format with ~ 3 dB enhanced OSNR sensitivity is required. The DPSK formats associated with balanced detection offer such an advantage. However, in these conditions, the 40 Gbit/s channel power is twice as large as the 10 Gbit/s one. This advocates the use of APol RZ-DPSK format, which brings nearly a 3 dB nonlinear threshold improvement compared to RZ-DPSK, a format already praised for its good tolerance to nonlinear effects. In our experiment, the APol RZ-DPSK optical data are generated by passing each of the odd and even wavelength combs into a push-pull Mach-Zehnder modulator which performs DPSK modulation at 42.7 Gbit/s. Then, another LiNbO₃ modulator driven by a clock at 42.7 GHz is used to carve pulses with nearly 50% duty cycle, and produce RZ-DPSK data. A polarisation modulator based on GaAs, driven at half the bit rate, so as to rotate the polarisation of adjacent pulses by 90° and yield bit-to-bit APol RZ-DPSK. At the receiver end, channel selection is performed by a tunable optical filter and a 2-bit-delay Mach-Zehnder interferometer is used to demodulate the APol RZ-DPSK signal. The two complementary outputs of the demodulator are sent into a 42.7 Gbit/s balanced ETDM receiver. The recorded bit error rate corresponds to the average performance of the four 10.7 Gbit/s tributaries. Because of the properties of PRBS, no precoder was used when measuring the BER, but it would be needed in an actual system.

The dispersion map used at 40 Gbit/s is identical to the aforementioned for 10 Gbit/s. However, we assume that the 40 Gbit/s transponders incorporate dynamic dispersion compensators which bring the overall residual dispersion to almost zero for all the channels, as foreseen in 40Gbit/s transmission products. To emulate this feature, the post-compensation was adjusted on a channel-by-channel basis by 10 ps/nm steps.

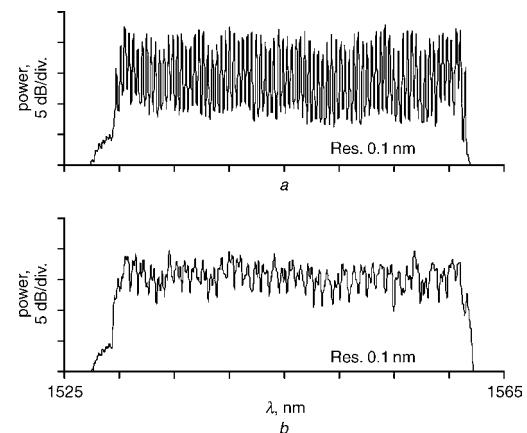


Fig. 2 Spectrum at 4400 km for 80×10.7 Gbit/s transmission and 40×43 Gbit/s transmission

a 80×10.7 Gbit/s transmission
b 40×43 Gbit/s transmission

Experimental results: For performance assessment, we assumed a third-generation FEC that would bring better than 10^{-13} BER after

correction when the Q-factor is higher than the 8.5 dB limit (4×10^{-3}), which is obtained with an FEC overhead of just 7% [3]. The optical spectra at 4400 km have been recorded for both bit rates and are plotted in Fig. 2. The doubling of the information spectral density at 40 Gbit/s compared to 10 Gbit/s can be easily noticed in the Figure.

The average OSNR has been measured at 17 dB/0.1 nm at 40 Gbit/s and 14 dB/0.1 nm at 10 Gbit/s. The BERs of all channels are recorded after 3200 and 4400 km transmission for both bit rates. The corresponding calculated Q-factors are depicted in Fig. 3. Considering the 40 Gbit/s results, we can observe a margin higher than 3 dB for all the channels with respect to the FEC limit at the distance of 3200 km. At 4400 km, the margin decreases down to 0.6 dB at 4400 km.

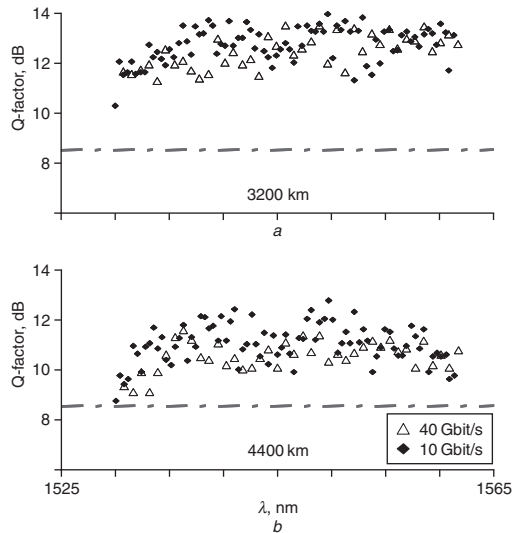


Fig. 3 Q-factor performance of WDM channels at 3200 and 4400 km for 40×40 Gbit/s APol RZ-DPSK and 10 Gbit/s NRZ
a 3200 km *b* 4400 km

The average Q-factor appears slightly worse at 40 Gbit/s (10.5 dB at 4400 km) than at 10 Gbit/s (11 dB at 4400 km) but the worst, i.e. that corresponding to the most penalised channel, is slightly better at 40 than at 10 Gbit/s. We attribute the larger channel-to-channel Q-factor variation at 10 Gbit/s to a larger nonlinear WDM crosstalk.

Conclusion: We have demonstrated that 40 Gbit/s transmission with an optimised modulation format, namely APol RZ-DPSK, could be implemented over currently-designed ultra-long-haul systems at 10 Gbit/s, while doubling the system capacity, provided the infrastructure has low PMD. A very similar BER performance was measured without any change to the fibre infrastructure. In addition, our experiment at 40 Gbit/s sets a record transmission distance (4400 km) for terabit/s terrestrial (with ~ 100 km-long span composed of only one sort of fibre) 40 Gbit/s systems. It should be emphasised that this distance was achieved with all-EDFA technology.

© IEE 2005

25 July 2005

Electronics Letters online no: 20052697

doi: 10.1049/el:20052697

G. Charlet, H. Mardoyan, P. Tran, M. Lefrançois and S. Bigo (*Alcatel Research & Innovation, route de Nozay, 91460 Marcoussis, France*)

E-mail: gabriel.charlet@alcatel.fr

A. Klekamp (*Alcatel Research & Innovation, Holderaecker St., Stuttgart, Germany*)

M. Astruc (*Draka Comteq, route de Nozay, 91460 Marcoussis, France*)

References

- 1 Banerjee, S. *et al.*: *Electron. Lett.*, 2004, **40**, (20), pp. 1287–1288
- 2 Gnauck, A.H. *et al.*: Proc. OFC'02, Anaheim, CA, USA
- 3 Charlet, G. *et al.*: Proc. ECOC'04, Th4.4.5, Stockholm, Sweden
- 4 Charlet, G. *et al.*: Proc. OAA'03, PD1, Otaru, Japan

Numerical discrimination of intrachannel cross-phase modulation and intrachannel four-wave mixing and their respective effect on 40 Gbit/s transmissions

Mathieu Lefrançois, Eric Barnasson, Gabriel Charlet, Jean-Christophe Antona, and Sébastien Bigo

Alcatel Research and Innovation, Route de Nozay, 91460 Marcoussis, France

Received August 5, 2005; revised October 5, 2005; accepted November 10, 2005; posted November 15, 2005 (Doc. ID 63909)

We propose a numerical method to accurately discriminate the influence of the different intrachannel nonlinear effects occurring in 40 Gbit/s optical transmissions, following an analogy with methods used to discriminate WDM interchannel effects. In contrast to other studies showing the predominance of intrachannel cross-phase modulation when low-dispersion fibers are used, in our study intrachannel four-wave mixing is the most penalizing effect in all investigated cases. © 2006 Optical Society of America
OCIS codes: 060.2330, 190.4370, 190.4380, 260.2030.

WDM transmission lines operating at a channel bit rate of 40 Gbit/s are impaired mainly by two intrachannel nonlinear effects,^{1–3} namely, intrachannel cross-phase modulation (i-XPM) and intrachannel four-wave mixing (i-FWM). Various methods have been reported for estimating their respective contributions both numerically and experimentally, from analytical considerations,² eye-distortion computations, or measurements.¹

Here we propose a simulation tool that accurately discriminates these effects by resorting to the conventional split-step Fourier transform.⁴ Using this tool, we can compute and quantify the contributions of the different intrachannel effects to the system performance in various 40 Gbit/s line configurations.

We assume here that the optical data are modulated according to a return-to-zero (RZ) format with a 50% duty cycle. Intrachannel nonlinear effects designate the specific impairments resulting from nonlinear interactions between the different pulses of one channel wavelength, as opposed to intrapulse self-phase modulation (i-SPM), which refers to the propagation of isolated pulses. Consider now a given channel represented by its electrical field E_0 , carried at wavelength λ_0 , and modulated with an n bit sequence. We propose to gain insight into intrachannel effects by decomposing E_0 into the sum of n fields E_j , all carried at wavelength λ_0 and modulated with an n bit sequence obtained as follows: the j th bit of E_j is the j th bit of the original sequence in E_0 , while the $n-1$ other bits are set to “0,” as schematized in Fig. 1. The pulse shape in each field E_j is such that $\forall t, E_0(t) = \sum_{j=1}^n E_j(t)$. The nonlinear Schrödinger equation (NLSE) describing the propagation of E_0 can then be split and integrated as a set of coupled equations,⁴ as if each E_j corresponded to a specific WDM channel. In these equations, the nonlinear contributions of intrachannel effects naturally come up, as interchannel effects come up in WDM coupled equations.

To build these coupled equations, let us consider the nonlinear term of the global NLSE describing the

propagation of E_0 , knowing that $E_0 = \sum_{j=1}^n E_j$:

$$\frac{\partial E_0(z,t)}{\partial z} = i\gamma |E_0|^2 E_0 = i\gamma \left[\sum_{j=1}^n (|E_j|^2 E_j + 2 \sum_{k \neq j} |E_k|^2 E_j) + \sum_{j=1}^n \sum_{\substack{l \neq j \\ k \neq l}} E_j E_k E_l^* \right]. \quad (1)$$

In Eq. (1), the terms $|E_j|^2 E_j$ correspond to the i-SPM in each field E_j . The terms $2 \sum_{k \neq j} |E_k|^2 E_j$ correspond to the different contributions of the i-XPM to each E_j , and the last terms $\sum_{l \neq j, k \neq l} E_j E_k E_l^*$ correspond to the i-FWM.^{3,5}

To discriminate these effects, we first consider a system of n coupled NLSEs, each one corresponding to one field and being solved according to the split-step Fourier transform method. After propagation the different fields are added together to recover the global field. The nonlinear term of the j th coupled equation, related to E_j , is described in Eq. (2):

$$\frac{\partial E_j(z,t)}{\partial z} = i\gamma \left[E_j \left(|E_j|^2 + 2 \sum_{k \neq j} |E_k|^2 \right) + \sum_{k \neq j} \sum_{l \neq j} E_k E_l E_{k+l-j}^* \right]. \quad (2)$$

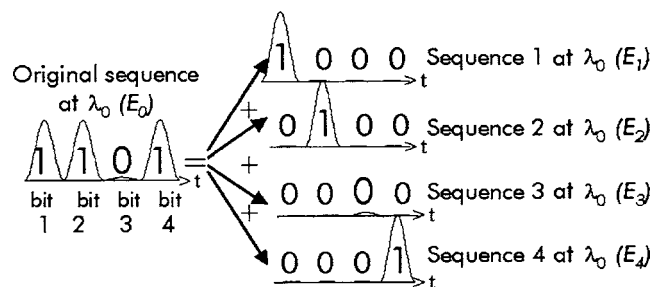


Fig. 1. Intrachannel nonlinear effects discriminating method: example of a separation of the different bits of a 4 bit sequence into four channels carried by the same wavelength.

The terms corresponding to the different intrachannel effects still appear in Eq. (2).

To take into account only i-SPM and/or i-XPM, we consider only the corresponding terms in each of the n coupled equations.

The i-FWM terms influencing E_j should be $\sum_{k \neq j} \sum_{l \neq j} E_k E_l E_{k+l-j}^*$, as mentioned in previous reports. Nevertheless, if all of these terms are taken into account in our simulations, the computation time will be multiplied by a factor of about n^2 , and thus will rapidly become impractical. We rather suggest another method: i-FWM terms are determined from the global terms $E_j |E_0|^2$ from which the i-SPM and/or i-XPM terms related to E_j have been removed, depending on the other effects simulated.

Considering this point, Eq. (3) will be used for each E_j for computations taking i-SPM and i-FWM into account:

$$\left[\frac{\partial E_j(z,t)}{\partial z} \right]_{\text{i-SPM and i-FWM}} = i \gamma E_j \left(|E_0|^2 - 2 \sum_{k \neq j} |E_k|^2 \right). \quad (3)$$

Time computation is significantly reduced, since there are no more double sums to be computed. However, Eq. (3), which is supposed to compute the nonlinearities occurring in E_j , also creates i-FWM not in E_j . This leads to an approximate computation of i-FWM. To validate it we performed some preliminary studies to compare the results given by computation of the global equation (1), without coupling, and by computation of the coupled set of n equations, Eq. (2), in which all the intrachannel nonlinear effects are taken into account (hence the simplification of the second member of the set, in which the double sums need not be computed). We found no difference between the two methods. Therefore the computation in which the i-XPM terms have been omitted can be considered a good approximation of the computation of i-SPM and i-FWM, when computation time is considered.

Four propagation modes are specifically investigated: all effects simulated (i-SPM, i-XPM, and i-FWM) with the global equation; with the coupled equations, i-SPM only, i-SPM and i-XPM, and the approximate i-SPM and i-FWM. All four modes are investigated in single-channel RZ transmissions at 43 Gbit/s, over a 15×100 km distance. Two fiber types are compared. The first one follows the G 652 ITU recommendation with 17 ps/nm/km dispersion, 0.2 dB/km losses, and a nonlinear coefficient of $1.27 \text{ W}^{-1} \text{ km}^{-1}$. The second is a hypothetical fiber, where, to ease comparisons, only dispersion has been changed (with respect to G 652), to 4 ps/nm/km, a typical dispersion for nonzero-dispersion-shifted fibers. For accurate bit-error-rate estimation, we use Forestieri's method.⁶ Then we plot the variation of the Q^2 factor (in decibels) versus the power at the system input. Noise has been fully added at the end of the transmission by way of an attenuator and a preamplifier. Note that the various eye diagrams presented here did not consider it. The optical signal-to-

noise ratio has been set to 16.5 dB/0.1 nm for an input power of 0 dBm and increased with power. When the power grows, the Q^2 factor increases to a maximum and then decreases. The specific power level corresponding to this maximum is here referred to as the nonlinear threshold. Dispersion management is optimized for each configuration: precompensation, in-line residual dispersion per span, and total residual dispersion are, respectively, -700, 50, and 0 ps/nm for 17 ps/nm/km dispersion fibers and -250, 25, and 0 ps/nm for 4 ps/nm/km fibers. The preamplifier is added at the end of the transmission line, followed by an optical filter of 0.8 nm width before the detector and a 30 GHz width electrical filter.

The different simulations presented in this paper use De Bruijn binary sequences. Figure 2 shows the influence of the sequence length for each fiber, where all the intrachannel effects are taken into account. It has been recently shown that very long sequences, up to 2^{15} bits and more, can be necessary to provide accurate results in 40 Gbit/s transmission simulations.⁷ However, we see here that sequences of 128 bits (2^7) and longer (such as the 2048 bit one also presented in Fig. 2) have nearly the same trends. The following simulations will thus use a 128 bit sequence.

Figure 3 shows the simulation results with i-SPM only and with i-SPM and i-XPM taken into account for 17 and 4 ps/nm/km dispersion fibers. Penalties coming from i-SPM only are close to zero for each fiber, up to 8 dBm of input power. Nonlinear impairments come mainly from i-XPM and i-FWM, as reported previously,¹ but 4 ps/nm/km dispersion fibers are more impaired by i-XPM than are 17 ps/nm/km fibers. This is in good accordance with previous reports,⁸ which mention an averaging of i-XPM when dispersion is high. The electrical eye diagram of Fig.

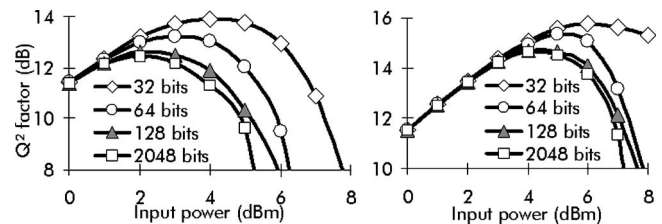


Fig. 2. Influence of the length of the binary sequence for a transmission over (left) a 17 ps/nm/km and (right) a 4 ps/nm/km dispersion fiber.

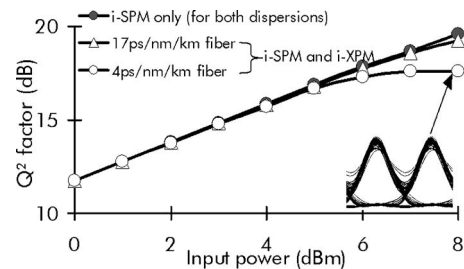


Fig. 3. Q versus input power for an optimal transmission for 17 and 4 ps/nm/km dispersion fibers when i-SPM and i-XPM are taken into account. Inset, electrical eye diagram for this configuration.

3 exhibits amplitude fluctuations in the transitions, timing jitter on the “1” pulses, and no deterioration of the “0” level. These last two effects bear the signature of i-XPM.

Figure 4 focuses on the influence of i-FWM over each fiber type. When all the effects are taken into account, the performance at 17 ps/nm/km is worse than at 4 ps/nm/km. The higher dispersion leads to a stronger overlap between the different pulses, which are thus more affected by i-FWM. Simulation results when only i-SPM and i-FWM are taken into account are also displayed in Fig. 4. The corresponding curves are very close to the curves with i-SPM, i-XPM, and i-FWM. This indicates that the relative effect of i-XPM is quite low compared with the effect of i-FWM, even with low-dispersion fibers, although it is often said that i-XPM is the most detrimental effect in such fibers.² These discrepancies can be explained, because we focused on results considering optimized dispersion maps: the influence of i-XPM depends strongly on the dispersion management, and particularly on the precompensation, and then can be significantly reduced after optimization.

Figure 5 represents the electrical eye diagrams obtained from different power configurations: 5 dBm for Figs. 5(a) and 5(b), over a 17 ps/nm/km dispersion fiber, and 7 dBm for Figs. 5(c) and 5(d) over a 4 ps/nm/km dispersion fiber. Eyes 5(a) and 5(c) are computed with only i-SPM and i-FWM, and 5(b) and 5(d) are computed with i-SPM, i-XPM, and i-FWM.

In all cases, timing jitter is limited, which confirms that i-XPM is relatively weak, especially over G.652 fiber.

At 17 ps/nm/km dispersion, both eyes 5(a) and 5(b) exhibit what are generally accepted as the typical features of i-FWM, i.e., amplitude fluctuations on “1” and “0” levels and generation of ghost pulses. In

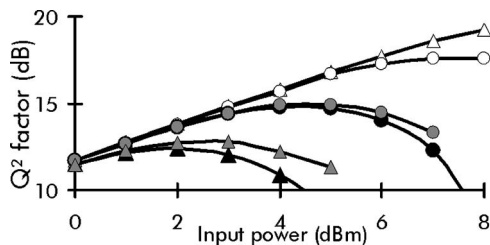
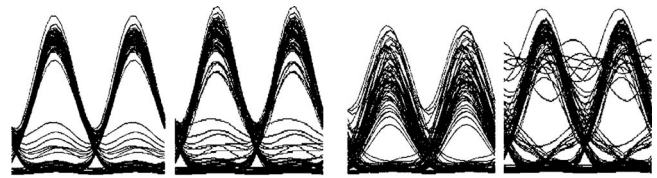


Fig. 4. Effect of i-FWM for both fiber types. Triangles, 17 ps/nm/km dispersion fibers, circles, 4 ps/nm/km dispersion fibers. White symbols, simulated i-SPM and i-XPM; gray, i-SPM and i-FWM; black, i-SPM, i-XPM, and i-FWM.



(a) 17 ps/nm/km (b) (c) 4 ps/nm/km (d)
Fig. 5. Electrical eye diagrams (a), (b) over a 17 ps/nm/km dispersion fiber at 5 dBm and (c), (d) over a 4 ps/nm/km one at 7 dBm with (a), (c) simulated i-SPM and i-FWM and with (b), (d), i-SPM, i-XPM, and i-FWM.

contrast, at 4 ps/nm/km dispersion, both eyes 5(c) and 5(d) exhibit strong amplitude fluctuations on “1” levels, but surprisingly no ghost pulses. Intrachannel four-wave mixing occurring in such low-dispersion fibers mainly acts on amplitude jitter in high power levels.

We have proposed a method to accurately discriminate the contribution of each intrachannel nonlinear effect. In contrast to previous understanding, we have found, thanks to this method, that intrachannel four-wave mixing is the dominant impairment at 40 Gbit/s with RZ format in all our investigated configurations, even when the chromatic dispersion is low, provided there is an optimized dispersion map. However, in this case, intrachannel four-wave mixing does not primarily translate into ghost pulses but into amplitude fluctuations on “1” levels.

References

1. V. Mikhailov, R. I. Killey, S. Appathurai, and P. Bayvel, in *27th European Conference on Communications* (IEEE, 2001), p. 92, paper Mo.L.3.4.
2. S. Kumar, J. C. Mauro, S. Raghavan, and D. Q. Chowdhury, *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.* **8**, 626 (2002).
3. R.-J. Essiambre, in *Laser and Electro-Optics Society 2003 (LEOS 2003)* (IEEE-LEOS, 2003), Vol. 2, p. 840.
4. G. P. Agrawal, *Nonlinear Fiber Optics*, 3rd ed. (Academic, 2001).
5. X. Wei and X. Liu, *Opt. Lett.* **28**, 2300 (2003).
6. E. Forestieri, *J. Lightwave Technol.* **18**, 1493 (2000).
7. L. K. Wickham, R.-J. Essiambre, A. H. Gnauck, P. J. Winzer, and A. R. Chraplyvy, *IEEE Photon. Technol. Lett.* **16**, 1591 (2004).
8. J. Mårtensson, A. Berntson, M. Westlund, A. Danielsson, P. Johannisson, D. Anderson, and M. Lisak, *Opt. Lett.* **26**, 55 (2001).

Impact of very large cumulated dispersion on performance of 40 Gbit/s submarine systems over nonzero dispersion shifted fibres

M. Lefrançois, G. Charlet and S. Bigo

Submarine systems based on nonzero dispersion shifted fibres are numerically investigated at 40 Gbit/s channel bit rate over 10 500 km in the whole C-band. High dispersion excursions up to 12 000 ps/nm, appearing in such systems, do not impair the performance of differential phase-shift keyed modulation formats at 40 Gbit/s. Alternate-polarisation return-to-zero differential phase-shift keying maintains its ~3 dB advantage over return-to-zero differential phase-shift keying.

Introduction: Wavelength division multiplexing (WDM) submarine systems using nonzero dispersion shifted fibres (NZDSFs) are widely deployed for long-haul transmissions at 10 Gbit/s channel bit rate. Submarine experiments currently operated at the higher bit rate of 40 Gbit/s use preferably more innovative solutions, such as +D/-D fibres [1]. However the study of NZDSF systems at 40 Gbit/s is an important matter for potential incoming upgrades. First experiments have been performed with such systems at 43 Gbit/s over 4800 km [2] and 6250 km [3, 4], showing promising results.

Here we investigate numerically these NZDSF links at 43 Gbit/s over a larger distance (10 500 km) and a wider bandwidth. As a consequence the dispersion excursion over the whole system can reach up to 12 000 ps/nm, to be compared with a maximum of 4500 ps/nm for [3]. We will study the impact of this large cumulated dispersion on the performance of different channels of the C-band modulated with differential phase-shift keyed (DPSK) formats: non-return-to-zero DPSK, return-to-zero DPSK (RZ-DPSK) with 50% duty cycle and alternate-polarisation RZ-DPSK (APol RZ-DPSK). The latter format has been investigated only over +D/-D fibre [1]. We show that its superior robustness to intrachannel nonlinear impairments is maintained over NZDSF even at 12 000 ps/nm cumulated dispersion.

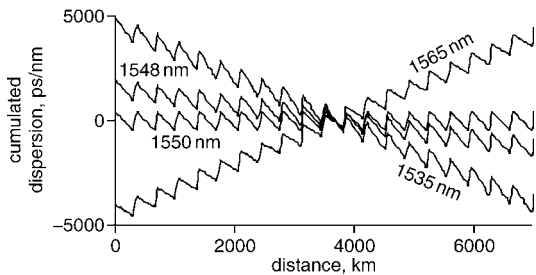


Fig. 1 Accumulated chromatic dispersion of NZDSF systems for different C-band wavelengths

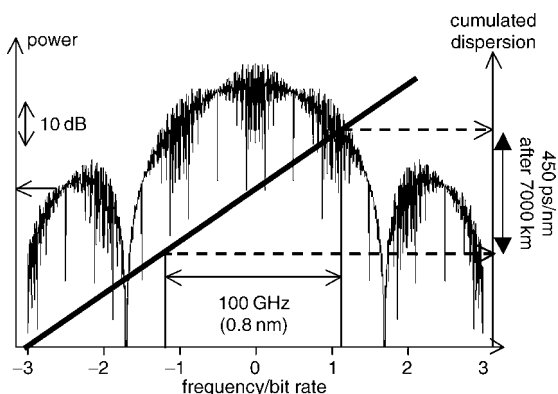


Fig. 2 Cumulated dispersion variation inside RZ-DPSK spectrum

NZDSF submarine transmissions: The NZDSF submarine transmission lines simulated here are composed of a concatenation of blocks, each one containing six spans of 50 km NZDSF fibres (3 ps/nm/km at 1550 nm) and one span of SSMF (18 ps/nm/km at 1550 nm) for dispersion compensation. The dispersion slope of both these fibres is positive, so it is not compensated along the line. Pre- and post-

compensation are added and optimised for each WDM channel. Fig. 1 shows typical optimised dispersion maps of NZDSF systems for different C-band channels. Central channel at 1550 nm is fully compensated, but when the channel wavelength gets away from this value, the dispersion excursion over the whole line increases, to have either a global increasing cumulated dispersion for the longest wavelengths (1565 nm) or a global decreasing one for the shortest wavelengths (1535 nm). As a consequence the dispersion excursion varies from less than 1000 ps/nm at 1550 nm, to 12 000 ps/nm after 10 500 km at 1535 nm and 1565 nm.

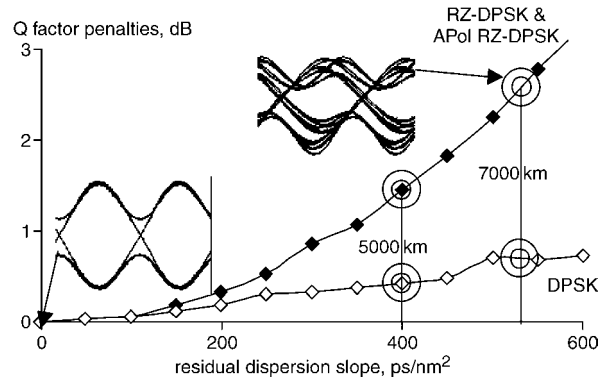


Fig. 3 Q factor penalties consecutive to impact of cumulated dispersion slope inside channel for DPSK and RZ-DPSK formats

Inset: RZ-DPSK eye diagram in back-to-back and after dispersion slope degradation over 7000 km

Necessity of intrachannel dispersion slope compensation: Since the dispersion slope is not compensated, it cumulates along the line leading first to significant dispersion map differences between each channel, as shown in Fig. 1, but also to significant cumulated dispersion differences in the spectrum width of a channel. Fig. 2 shows the excursion of the cumulated dispersion inside an RZ-DPSK spectrum. In its spectral width at 15 dB, which is 100 GHz, the variation of the cumulated dispersion is about 450 ps/nm after 7000 km whatever the wavelength. Fig. 3 shows the penalties induced by the cumulated intrachannel dispersion slope (IDS) for DPSK (with 0.5 nm optical filtering), RZ-DPSK and APol RZ-DPSK formats (with 0.8 nm optical filtering), each with 30 GHz electrical filtering. This data has been obtained from a back-to-back simulation to which only a filter emulating the dispersion slope has been added.

Considering DPSK, it is known that this format is quite tolerant to the IDS [4], owing in particular to its narrower spectrum (70 GHz at 15 dB) inside which the cumulated dispersion variation is only 300 ps/nm. The penalty induced by IDS is less than 1 dB after 7000 km.

After 5000 km the penalty consecutive to the dispersion slope inside one RZ-DPSK or APol RZ-DPSK channel is 1.5 dB, and is more than 3 dB after 7000 km. To reach long distances with these formats, the compensation of the IDS is mandatory. Such intrachannel dispersion slope compensators have been developed and first experiments using these components have been performed [3, 4].

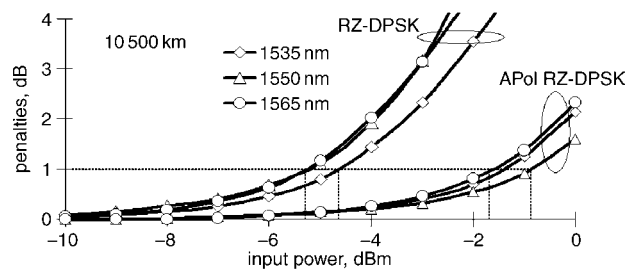


Fig. 4 Q factor back-to-back penalties against channel input power for RZ-DPSK and APol RZ-DPSK transmissions over 10 500 km for three channel wavelengths

Preliminary tests that we performed by WDM transmission simulations showed that the nonlinear threshold was less than 0.5 dB different

from the nonlinear threshold of single-channel simulations, even at central channels for which the dispersion excursion is the smallest. WDM effects are negligible so we performed single-channel simulations only. We assume in the following simulations that IDS is fully compensated, and thus that the fibre dispersion slope has not been taken into account. Nevertheless the differences of chromatic dispersion between the different simulated channels have been considered for each fibre of the line.

NZDSF single-channel transmission simulations with compensated IDS: Fig. 4 shows the Q factor penalties for 3 different C-band channels modulated with RZ-DPSK and APol RZ-DPSK with respect to the channel input power after 10 500 km transmission. It appears that for each format the performance of the different channels are globally identical (less than 1 dB difference). 1 dB penalty is reached for an input power of about -5 dBm for RZ-DPSK, corresponding to an OSNR of about 14 dB/0.1 nm. APol RZ-DPSK is about 3 dB more tolerant to the nonlinearities than RZ-DPSK: 1 dB penalty is reached between -2 and -1 dBm. Provided a good IDS compensation, this format shows a strong resistance to intrachannel nonlinearities despite the 12 000 ps/nm dispersion excursion it has to cope with at 1535 nm and 1565 nm.

Fig. 5 shows the tolerance to the nonlinearities of DPSK over 7000 km (after having adjusted the OSNR to have the same back-to-back performance as RZ-DPSK to cope with the lower sensitivity of DPSK). DPSK performance over 7000 km is similar to RZ-DPSK one over 10 500 km. This means that the tolerance to nonlinearities is about 30% lower for DPSK than for RZ-DPSK. However, considering the larger tolerance of DPSK to IDS (less than 1 dB penalty after 7000 km), IDS compensation can be omitted for this format, to reach distances shorter than 7000 km. Furthermore, DPSK generation is more cost effective. DPSK is then a solution that has to be considered for regional submarine systems.

The results of APol RZ-DPSK over 10 500 km are presented in Fig. 5.

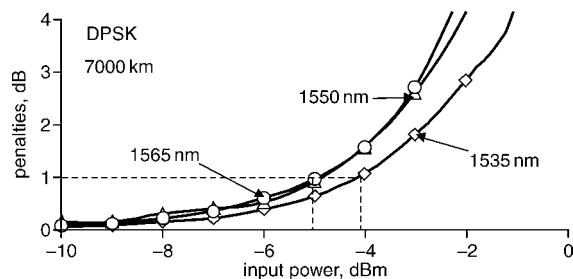


Fig. 5 Q factor back-to-back penalties against channel input power for DPSK transmissions over 7000 km for three channel wavelengths

APol RZ-DPSK is 3 to 4 dB more tolerant to the nonlinearities than RZ-DPSK: 1 dB penalty is reached between -2 and -1 dBm at 10 500 km.

Provided a good IDS compensation, this format shows a strong resistance to intrachannel nonlinearities despite the 12 000 ps/nm dispersion excursion it has to cope with at 1535 and 1565 nm.

Conclusions: We investigated numerically NZDSF-based submarine systems at 40 Gbit/s over an increased distance (10500 km) and an increased bandwidth (the whole C-band), compared to the experiments previously reported. We showed that the strong differences of the accumulated chromatic dispersion between each channel are not a limitation for the overall system performance. The channel performance across the multiplex is almost uniform. These results suggest that upgrades of already deployed 10 Gbit/s long-haul NZDSF systems to 40 Gbit/s could be achieved over transpacific distances, although some other potentially penalising effects such as PMD should also be considered but have not been studied here.

A 10 500 km distance over the whole C-band should be reachable when using RZ-DPSK and APol RZ-DPSK modulation formats, provided that an intrachannel dispersion slope compensation is used. APol RZ-DPSK performance is still more than 3 dB better than RZ-DPSK in terms of nonlinear threshold despite strong dispersion excursions.

DPSK does not allow such long distances to be reached. However, it is more tolerant to the cumulated dispersion slope, and thus can be used in regional submarine systems without dispersion slope compensators. So it is an interesting and cost-effective solution for these systems.

© IEE 2006

2 December 2005

Electronics Letters online no: 20064213

doi: 10.1049/el:20064213

M. Lefrançois, G. Charlet and S. Bigo (Alcatel Research and Innovation, Route de Nozay, 91460 Marcoussis, France)

E-mail: mathieu.lefrancois@alcatel.fr

References

- Charlet, G., Dischler, R., Klekamp, A., Tran, P., Mardoyan, H., Pierre, L., Idler, W., and Bigo, S.: 'WDM bit to bit polarisation RZ-DPSK transmission at 40 × 42.7 Gbit/s over transpacific distance with large Q-factor margin'. ECOC'04, Th4.4.5, Stockholm, Sweden, 2004
- Becouam, L., Vareille, G., Dupont, S., Plantady, P., Marcerou, J.-F., Klekamp, A., Dischler, R., Idler, W., and Charlet, G.: '42 × 42.7 Gb/s RZ-DPSK transmission over a 4820 km long NZDSF deployed line using C-Band only EDFAs'. OFC'04, PDP37, Los Angeles, CA, USA, 2004
- Cai, J.-X., Davidson, C.R., Nissov, M., Li, H., Anderson, W., Cai, Y., Liu, A.N., Pilipetskii, A.N., Foursa, D.G., Patterson, W.W., Corbett, P.C., Lucero, A.J., and Bergano, N.S.: 'Transmission of 40 Gb/s WDM signals over 6,250 km of conventional NZ-DSF with >4 dB FEC margin'. OFC'05, PDP26, Anaheim, CA, USA, 2005
- Cai, J.-X., Nissov, M., Li, H., Davidson, C.R., Anderson, W., Liu, L., Foursa, D., Pilipetskii, A.N., and Bergano, N.S.: 'Experimental comparison of 40 Gb/s RZ-, CSRZ-, and NRZ-DPSK modulation formats over non slope-matched fibers'. ECOC'05, Th1.2.2, Glasgow, Scotland, 2005

Relative Impact of the Different Intrachannel Nonlinear Effects over 43 Gb/s Transmissions with Varying Fibre Dispersion

Mathieu Lefrançois, Eric Barnasson, Gabriel Charlet, Jean-Christophe Antona, Sébastien Bigo
Alcatel Research and Innovation, Route de Nozay, 91460 Marcoussis, France
Mathieu.Lefrancois@alcatel.fr

Abstract : A numerical method is proposed to accurately discriminate the influence of each intrachannel nonlinear effect. In contrast to other studies, we obtain that *i*-FWM is the most penalizing effect in all our investigated 43Gb/s cases.

Introduction

43 Gb/s WDM transmission lines are mainly impaired by two intrachannel nonlinear effects [1], namely intrachannel Four-Wave Mixing (*i*-FWM) and intrachannel Cross-Phase Modulation (*i*-XPM). Various methods have been reported to somehow estimate their respective contributions both numerically and experimentally, out of analytical considerations [2], eye-distortions computations or measurements [1]. Here, we propose a simulation tool which accurately discriminates these effects while resorting to the conventional Split-step Fourier transform. Using this tool, we compute the impact of the different intrachannel effect on the system performance in various 43Gb/s line configurations.

Intrachannel nonlinear effects discriminating method

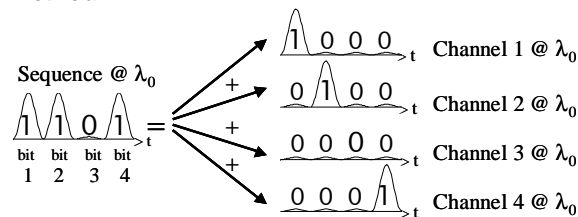


Fig. 1 : Intrachannel effects discriminating method : separation of the different bits of a n -bit sequence into n channels at the same wavelength.

We assume here that the optical data are modulated according to return to zero (RZ) format with 50% duty cycle. Intrachannel nonlinear effects designate the specific impairments resulting from nonlinear interactions between the different bits of one wavelength channel, as opposed to intrachannel self-phase modulation (*i*-SPM) which refers to the propagation of isolated pulses. Consider now a given channel represented by its electrical field E_0 carried at wavelength λ_0 and modulated with a 2^p -long bit sequence. We propose to get insight on intrachannel effects by decomposing E_0 into the sum of 2^p fields E_j , all carried at wavelength λ_0 and modulated with a bit sequence obtained as follows : the j^{th} bit of E_j is the j^{th} bit of the original sequence in E_0 , while the 2^p-1 other bits are set to '0', as schematised in Fig. 1. The Nonlinear Schrödinger Equation describing the propagation of E_0 can then be split and integrated as a set of coupled equations [3] as if each E_j

corresponded to a specific WDM channel. In these equations, the nonlinear contributions of *intrachannel* effects naturally come up (see equation in [4]), as *interchannel* effects come up in WDM coupled equations. We have access to four modes where either all effects are simulated (*i*-SPM, *i*-XPM & *i*-FWM), or just *i*-SPM & *i*-XPM, or *i*-SPM & *i*-FWM, or *i*-SPM only.

Simulation parameters

All four modes are investigated in single-channel RZ-50 transmissions @ 43.05 Gb/s over 15 x 100 km distance. Two fibre types are compared. The first one follows G.652 recommendation with 17ps/nm.km dispersion, $2.5 \cdot 10^{-20} \text{ m}^2/\text{W}$ Kerr coefficient, and $80 \mu\text{m}^2$ effective area. The second one is an hypothetical fibre where, to ease comparisons, only dispersion has been changed with respect to G.652, at 4ps/nm.km, a typical dispersion for Non-Zero Dispersion Shifted fibres (NZDSF). They will be referred to as "high" and "low" dispersion fibres, respectively. We base our simulations on sequences with 128bits. Longer bit sequences are known to provide more accurate results [5], but the tests we conducted here up to 2048 bits give quite similar trends (see Fig. 3 below).

We quantify the impact of intrachannel effects by computing the variation of Q² factor (named Q factor from now on) versus the power at each fibre input. When the power grows, the Q factor increases up to a maximum before decreasing. The specific power level corresponding to this maximum is referred to as the nonlinear threshold (NLT). Dispersion management is optimised for each configuration (Pre-compensation, in-line and total residual dispersion are respectively -700, 50 and 0 ps/nm for high dispersion fibres, and -250, 15 and 0 ps/nm for low dispersion ones). For accurate bit error rate (BER) estimation, we use Forestieri's method [6], which takes noise into account without requiring any preliminary hypothesis.

Intrachannel SPM and *i*-XPM

Fig. 2 shows the simulation results with *i*-SPM only and with *i*-SPM & *i*-XPM taken into account, for high and low dispersion fibres. Penalties coming from *i*-SPM only are close to zero. Nonlinear impairments mainly come from *i*-XPM and *i*-FWM, as already shown in [1], but low dispersion fibres are more impaired by *i*-XPM than high dispersion ones. This is

in good accordance with [7], which reports an averaging of i-XPM when dispersion is high. The electrical eye diagram of Fig. 2 bears the signature of i-XPM, by exhibiting timing jitter of the '1' pulses, and no deterioration of the '0' level.

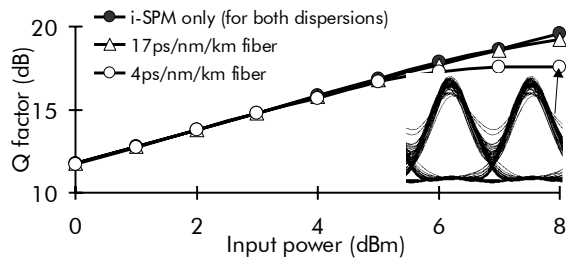


Fig. 2 : Q vs. Input power for an optimal transmission for high and low dispersion fibres when i-SPM and i-XPM are simulated. Inset : Electrical eye diagram for this configuration.

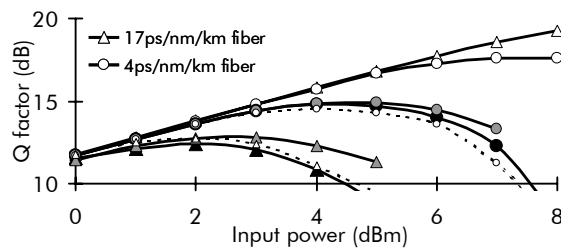


Fig. 3 : Impact of i-FWM for both fibre types. Full lines : 128-bit sequence. White signs : i-SPM & i-XPM. Grey : i-SPM & i-FWM. Black : i-SPM & i-XPM & i-FWM. Dashed lines : 2048-bit sequence, i-SPM & i-XPM & i-FWM.

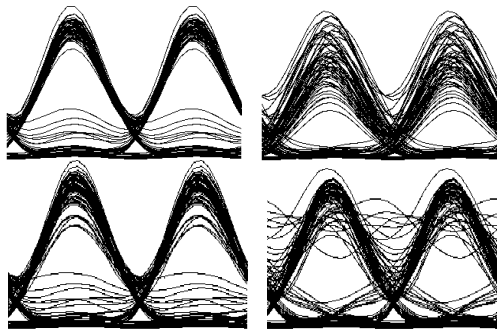


Fig. 4 : Electrical eye diagrams with i-SPM & i-FWM simulated (top) and with i-SPM & i-XPM & i-FWM (bottom), over a high dispersion fibre at 5 dBm (left) and over a low one at 7 dBm (right).

i-SPM, i-XPM and i-FWM

Fig. 3 completes Fig. 2 by showing the influence of i-FWM over each fibre type. When all the effects are taken into account, the performance at 17ps/nm.km is now worse than at 4ps/nm.km, as a result of a higher sensitivity to i-FWM. The higher dispersion leads to a stronger overlap between the different pulses, making them be more sensitive to i-FWM. Simulation results when only i-SPM & i-FWM are simulated are also displayed in Fig. 3. The corresponding curves are very close to the curves with i-SPM & i-XPM &

i-FWM. This indicates that the relative impact of i-XPM is quite low compared to the impact of i-FWM even with low dispersion fibres, although it is often said i-XPM is the most detrimental effect in such fibres [1,2]. Finally, we display in Fig. 3 some simulations results performed with a 2048 bit sequence, exhibiting differences by no more than a few tenths of dB with respect to that obtained with 128 bits. 128-bit sequences give then fairly accurate results in this case.

Fig. 4 represents the electrical eye diagrams with typical distortions for high and low dispersion fibres in the nonlinear regime in the two simulation modes of Fig. 3, at power 5dBm and 7dBm respectively. In all cases, timing jitter is limited, which confirms that i-XPM has either been removed (top eyes) or is relatively weak (bottom eyes), especially over G.652 fibre.

At 17ps/nm.km dispersion, both eyes exhibit what is generally accepted as the typical features of i-FWM, i.e. amplitude fluctuations in '1' and '0' levels, and generation of ghost pulses. In contrast, at 4ps/nm.km dispersion, both eyes from the low dispersion fibre exhibit strong amplitude fluctuations, but surprisingly no ghost pulses. The fact that, at low dispersion, i-FWM primarily affects the '1' levels could be explained as follows. I-FWM distortions occur when pulse spreading (and thus dispersion) is high enough for the interacting pulses to overlap. If these distortions are expected where a zero is expected (as for ghost pulses), the required pulse spreading is naturally larger than if these distortions are expected where a one is expected.

Conclusions

We have proposed a method to accurately discriminate the contribution of each intrachannel nonlinear effect. In contrast to previous understanding, we found that i-FWM is the dominant impairment at 43Gb/s with RZ format, even over NZDSF fibers. However, over these fibres, i-FWM does not cause ghost pulses but essentially amplitude fluctuations.

References

- 1 V. Mikhailov et al. ECOC'01, Mo.L.3.4. Amsterdam, pages 92-93
- 2 S. Kumar et al. J. of selected Topics in Quantum Electron., Vol.8 n°3 (2002), pages 626-631
- 3 G. P. Agrawal, Nonlinear Fiber Optics, 3rd edition, Academic Press, 2001
- 4 R.-J. Essiambre, LEOS 2003 Vol.2, pages 840-841
- 5 L. K. Wickham et al. Photon. Technol. Lett., Vol.16 n°6 (2004), pages 1591-1593
- 6 E. Forestieri, J. of Lightwave Technol., Vol.18 n°11 (2000), pages 1493-1503
- 7 J. Mårtensson et al. Optics Lett., Vol.26 n°2 (2001), pages 55-57

151x43Gb/s transmission over 4,080km based on Return-to-Zero-Differential Quadrature Phase-Shift Keying

Gabriel Charlet¹, P. Tran¹, H. Mardoyan¹, M. Lefrançois¹, T. Fauconnier¹, F. Jorge², S. Bigo¹

¹Alcatel Research and Innovation, Route de Nozay, 91460 Marcoussis, France

²Alcatel Thales III-V Lab, Route de Nozay, 91460, Marcoussis, France

Gabriel.Charlet@alcatel.fr

Abstract : We demonstrate a record distance with $N \times 43 \text{Gb/s}$ RZ-DQPSK modulated channels. More than 1.5dB margin is measured for all 151 WDM, 50GHz-spaced channels at the end of the system, based on 70nm-wide Raman repeaters.

Introduction

In order to achieve multi-terabit/s capacities in WDM submarine systems at 40Gbit/s, modulation formats with a very narrow spectrum are needed, especially when targeting 50GHz channel spacing. Differential Phase-Shift Keying (DPSK) with [1][2] or without [2] Return-to-Zero (RZ) pulse carving has been proposed for that purpose. RZ-Differential Quadrature Phase Shift-Keying (RZ-DQPSK) is another candidate [3][4]. Here, we report a transmission of 6Tbit/s (151x43Gbit/s) capacity over 4,080km, a record distance for this format at 40Gbit/s. However, this distance is smaller than our previously-achieved distance of 6,120km with prefiltered DPSK format, also at 6Tbit/s [2]. Nonetheless, we show that DQPSK has a much larger tolerance to PMD, to chromatic dispersion, and to narrow filtering than DPSK. At 50GHz channel spacing, we believe that this will make the industrial implementation of RZ-DQPSK more likely.

Experimental set-up

Our transmitter involves 151 channels with 50GHz frequency spacing, ranging from 1529.94nm to 1560.15nm in the C band and from 1569.58nm to 1600.16nm in the L band. In each band, two sets of even and odd channels are multiplexed into Array-Waveguide Gratings (AWGs) with 100GHz spacing and modulated independently according to the RZ-DQPSK modulation scheme. A parallel two-arm interferometric structure is used to generate the four phase levels. Along each arm of the structure, a Mach-Zehnder modulator (MZM) is inserted and is fed with a specific data pattern at 20Gbit/s with 7% overhead to emulate FEC precoding. This results in two optical DPSK optical streams at 21.4Gbit/s. One is phase-shifted by $\pi/2$ and combined with the other into the two-arm interferometric structure. A pulse carver driven at 21.4GHz follows the structure in order to yield RZ-DQPSK optical data at 43Gbit/s. Odd and even channels are interleaved with orthogonal polarizations through a Polarization Beam Combiner (PBC). The resulting 6Tbit/s multiplex is then injected into a Booster which incorporates a Dispersion Compensating Fibre (DCF), before entering the recirculating loop through a switch and a 3dB coupler. Our repeaters are based on Raman

amplification, operated only in backward direction. To minimize noise accumulation, while containing nonlinear effects, we chose to operate with fibre spans consisting of three concatenated sections +D/-D/+D of UltraWave™ Ocean fibres.

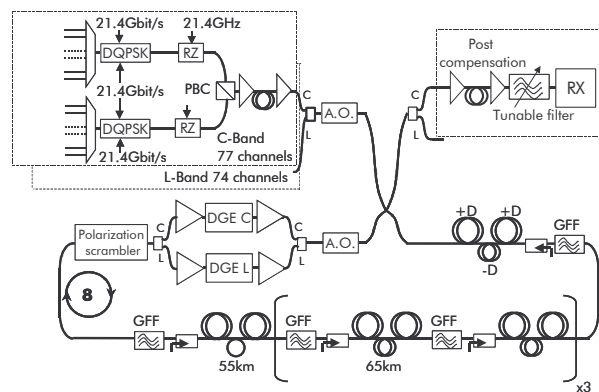


Fig 1 : Experimental set-up

The average loss, dispersion and effective area of the +D fibre (resp. -D) at 1550nm are 0.185dB/km, +20ps/nm/km and 107 μm^2 (resp. 0.23dB/km, -42ps/nm/km and 33 μm^2). Our recirculating loop comprises eight fibre spans to reach 510km total length. The overall PMD of the loop is 0.8ps. In each span, fibre and component loss is compensated for by 16dB Raman gain, as provided by three pumps only at wavelengths 1433nm, 1457nm and 1490nm. A Gain Flattening Filter (GFF) is inserted in each repeater in order to maintain a flat spectrum across the multiplex. Further power equalization is provided by two Dynamic Gain Equalizers (DGE) operated in C and L bands and inserted within a dual-stage, dual band EDFA. A polarization scrambler based on 4 waveplates, modulated synchronously with the recirculating loop was used to minimize the specific loop-induced polarization effects.

At the receiver side, the multiplex is first halved with a C band/L band splitter before being sent into a dual-stage preamplifier. This preamplifier incorporates a DCF section of selectable length, tuned to match the optimal residual dispersion. The channel under measurement is selected by an optical filter with 0.3nm 3dB-bandwidth. It is then sent into a fibre Mach-Zehnder demodulator with a free-spectral range of 21.4GHz and detected with a 21.4Gbit/s balanced receiver. The clock is recovered at 21.4GHz, but

passed into a frequency divider in order to drive a 1:2 demultiplexer and the error detector. The divider is automatically reset at each round-trip of the loop. This randomly changes the measured 10.7Gbit/s tributary and ensures that the recorded bit-error rate (BER) corresponds to the average BER of both 10.7Gbit/s tributaries. Due to the unavailability of DQPSK precoders, the transmitter bit pattern cannot be the same as the receiver bit pattern. For odd (resp. even) channels, we chose to program the error detector (resp. the pattern generator) with the longest possible non-pseudo-random bit sequence (PRBS) length possible of the equipment, at $2^{15}-1$ (resp. $2^{11}-1$), assuming a PRBS of the same length at the transmitter (resp. receiver).

Experimental results

For performance assessment, we assume a third-generation FEC that would bring better than 10^{-13} BER after correction when the Q-factor is higher than the 8.5dB limit. The BERs of all 151 channels are recorded after 4,080km transmission and the corresponding calculated Q factors are depicted in Fig. 3. Both in-phase and quadrature 21.4Gb/s tributaries are represented, but without noticeable differences of performance. The Q factor of the worst channel is 1.5dB above the FEC limit. The average Q factor is 11.0dB in the C band and 10.6dB in the L band.

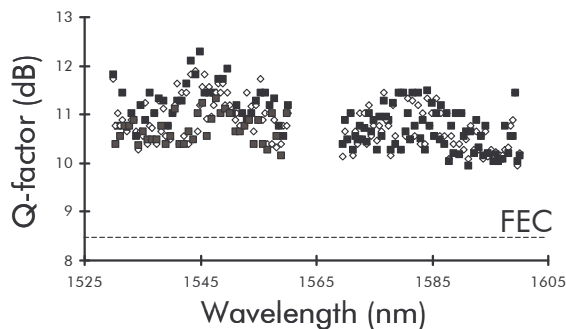


Fig. 2 : Q-factors measured at 4,080km.

Note that a very similar performance was obtained in the same loop configuration with DPSK, but over 6,120km [2]. However, we highlight next the benefits of RZ-DQPSK. Figure 3(a) compares the optical single-channel signal-to-noise ratio (OSNR) sensitivities of RZ-DQPSK and DPSK in back-to-back. Not surprisingly, the sensitivity of RZ-DQPSK is slightly worse than that of DPSK, but no more than 1dB. Nonetheless, the main motivation for moving to four levels and, hence, decrease the symbol rate (21.4Gsymbol/s here) is the expected higher tolerance to linear impairments. The tolerance to Differential Group Delay (DGD) has been assessed in a back-to-back configuration, set to yield 1.10^{-5} BER at zero DGD. A polarization controller followed by a device with variable birefringence is inserted between the transmitter and receiver. The Q-factor is then

recorded for several values of DGD, after adjusting the polarization controller for the worst BER. The DGD corresponding to 1dB penalty is obtained at 17ps for DQPSK, i.e. twice larger than what for DPSK (Fig 3b).

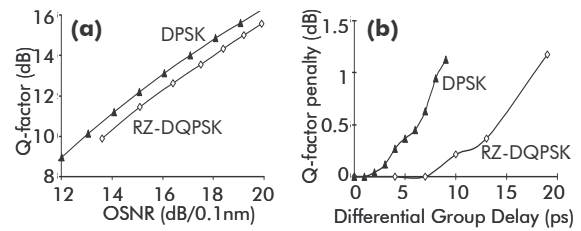


Fig. 3 : (a) OSNR sensitivity and (b) tolerance to DGD of RZ-DQPSK in back-to-back

Next, we measure the impact of a mis-adjustment of residual chromatic dispersion (CD) on the Q-factor performance after transmission. As shown in Fig. 4a the tolerance to CD excursion amounts to nearly 200ps/nm for less than 1dB penalty, i.e. more than twice larger than with DPSK at almost the same BER in the configuration of [2]. In the same figure, we also report the similar recordings in back-to-back and observe that the tolerance to CD is not affected by propagation effects. We have also investigated the tolerance of RZ-DQPSK to the bandwidth of the channel-selecting filter. We use a bandwidth-tuneable filter and measure the Q-factor at 4,080km. The optimum width is at around 0.3nm, i.e. much narrower than that observed with DPSK (0.44nm, when at the same BER in the configuration of [2]). A more important observation for industrial system designers is that the tolerance to the filter width is four times larger with RZ-DQPSK (0.24nm) than with DPSK (0.06nm), at a maximum Q-factor penalty of 0.5dB.

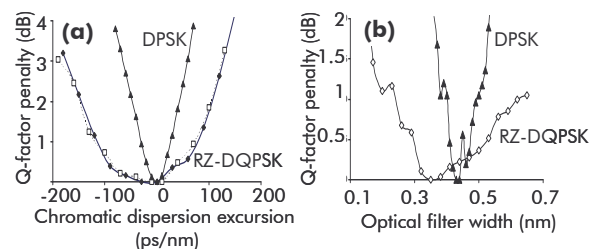


Fig. 4 : Impact of (a) chromatic dispersion excursion and of (b) filter bandwidth for RZ-DQPSK and for DPSK. (dotted = back-to-back; full = after transmission).

Conclusion

RZ-DQPSK has been used to transmit 6Tbit/s over 4,080km with more than 1.5dB Q-factor margin. We believe that the large tolerances of this format versus linear impairments (PMD, CD, optical filtering) are key advantages for its deployment in high-density 40Gbit/s systems.

References

- 1 B. Zhu et al, OFC'03, PD19
- 2 G. Charlet et al, OFC'04, PDP36
- 3 A. H. Gnauck et al. ECOC'04, paper Th4.4.12
- 4 R. A. Griffin et al, OFC'02, paper FD6

Nonlinear Interactions Between 10Gb/s NRZ Channels and 40Gb/s Channels with RZ-DQPSK or PSBT Format, over Low-Dispersion Fiber

G. Charlet, H. Mardoyan, P. Tran, M. Lefrançois, S. Bigo

Alcatel, Research & Innovation, route de Nozay, 91460 Marcoussis, France

Abstract RZ-DQPSK and PSBT are seen as promising modulation formats for upgrading 10Gb/s networks to 40Gb/s. We show that cross non-linear effects make the upgrade more challenging for RZ-DQPSK than for PSBT over low-dispersion fibre.

Introduction

upgrading existing 10Gb/s networks to 40Gb/s is widely accepted as the remedy against bandwidth exhaustion. This should be performed preferably by progressively inserting 40Gb/s channels into wavelength slots originally planned for 10Gb/s channels with NRZ format, i.e. without changing the channel spacing of 50GHz. Two modulation formats at 40Gb/s are possible candidates to meet the corresponding requirements: Phase Shaped Binary Transmission (PSBT), which is commercially available, and Return-to-Zero Differential Quadrature Phase-Shift Keying (RZ-DQPSK), which is still under development but has been praised [1, 2] for its good Optical Signal-to-Noise Ratio (OSNR) sensitivity and its excellent tolerance to Polarization Mode Dispersion (PMD).

One important issue for assessing the suitability of a given 40Gb/s format is how it coexists with 10Gb/s channels [2,3]. Here, we compare the impact of cross nonlinear impairments experimentally over low-dispersion fiber (e.g. over first/second generation of Non Zero Dispersion Shifted Fiber, NZDSF) for both formats.

Experimental set-up

Our test-bed is a recirculating loop. 79 lasers spaced by 50GHz are NRZ-modulated at 10.7Gb/s by two independent modulators, with $2^{23}-1$ -long Pseudo Random Binary Sequence (PRBS) sequences, yielding odd and even channel channels respectively. The data generated by the first modulator are decorrelated from those generated by the other one by a 400m long fibre. Besides, a laser at 1545.32nm (in the centre of the 10Gb/s multiplex) is modulated with RZ-DQPSK or PSBT format at 40Gb/s, plus 7% overhead for Forward Error Correction emulation (i.e. at 43Gb/s), and combined via a coupler to the 10Gb/s multiplex. The PRBS length at 43Gb/s is the longest sequence length allowed by the test equipment when programmed for DQPSK, i.e. $2^{11}-1$. The relative polarization states of 10Gb/s channels and 40Gb/s channels are adjusted thanks to manual polarization controllers. The whole set of channels is then sent to a booster which includes dispersion compensating fibre (DCF) before entering the recirculating loop.

It consists of five fibre spans of NZDSF (4x75km + 1x100km) with dispersion $D \sim 4.25\text{ps/nm/km}$ at 1550nm. The spans are separated by Erbium-Doped

Fibre Amplifiers (EDFA) with 18dBm output power. This corresponds to -1dBm power per channel, which is typical for a 10Gb/s design over this distance. Note that this power per channel will serve as a reference in all figures and can be assumed constant with sufficient accuracy, even when the 40Gb/s channel is varied. A double-period dispersion map is considered here in order to contain degradations due to cross nonlinear effects. This map is optimized for 10Gb/s purposes and the Bit-Error Rate (BER) of 10Gb/s channel is better than 10^{-9} in the center part of the C-Band ($Q_{\text{factor}} > 15.5\text{dB}$). At the receiver end, the chromatic dispersion of the signal is compensated in order to have an optimal performance for the 40Gb/s channel. The BER is monitored after ten spans (2 round trips).

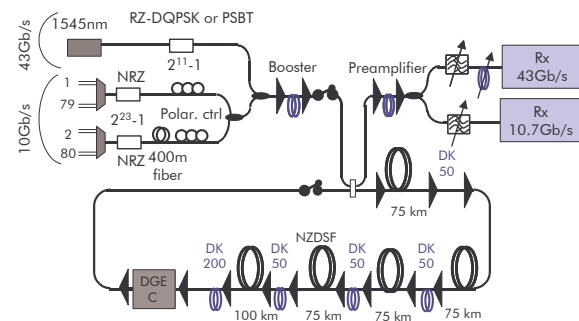


Figure 1 : Experimental set-up

Experimental results

As a reference, we first emulate quasi single-channel operation, by turning the 10Gb/s NRZ modulation off and by removing four adjacent channels about the 40Gb/s RZ-DQPSK channel. The relative polarization states of cw channels are aligned in order to minimize signal degradations. The channel power of RZ-DQPSK channel is changed over $\sim 10\text{dB}$ range by steps of 1dB, and the BER is recorded and converted into Q-factor. The results are represented in Fig 2. Similar measurements are conducted with 10Gb/s modulation turned on, at all 79 wavelengths, for best and worst relative polarization conditions. Note the worst case is the most relevant for system design, while the best/worst difference provides an indication of cross-nonlinear impairments. The results are also reported in Fig. 2. The optimum Q-factor at 40Gb/s is obtained at a power which is $\sim 3\text{dB}$ higher than that of the pre-existing channels, whether 10Gb/s modulation is on or off. However, a significant 5dB reduction of

optimum Q factor is found when the 40Gb/s DQPSK channel is surrounded by 10Gb/s signals (from 9.10^{-8} BER to 2.10^{-3}), yielding not enough margins with respect to the FEC limit for actual industrial operation.

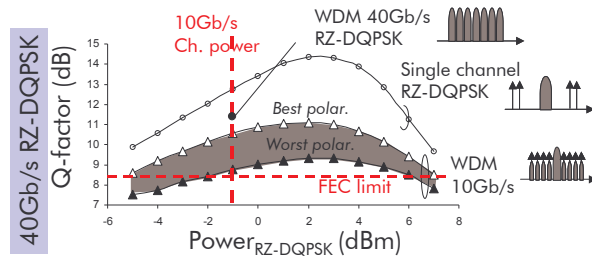


Fig. 2 : Measurement of the impact of 10Gb/s channels on 40Gb/s DQPSK with 50GHz ch. spacing

If we now replace all 10Gb/s loading channels by 40Gb/s RZ-DQPSK channels, all at the same nominal power level of -1dBm, the Q-factor is measured at 11.3dB when the polarization state of all channels are parallel (worst case), as depicted in Fig. 2. This represents a ~2dB Q-factor improvement compared to the previous worst-case configuration with 10Gb/s loading channels. This result clearly indicates that cross nonlinear effects generated by 10Gb/s NRZ channels generate much higher impairments than 40Gb/s RZ-DQPSK.

It could be expected that the degradation generated by 10Gb/s channels is reduced if the channel spacing is increased from 50GHz to 100GHz. We now study two cases, both based on 100GHz spacing. In the first case, the total EDFA power is reduced by 3dB, yielding the same power per channel as in Fig. 2 (-1dBm). In the second one, the total output power of the EDFA is identical to that of fig. 2, at 18dBm (yielding 2dBm channel power for the 10Gb/s channels).

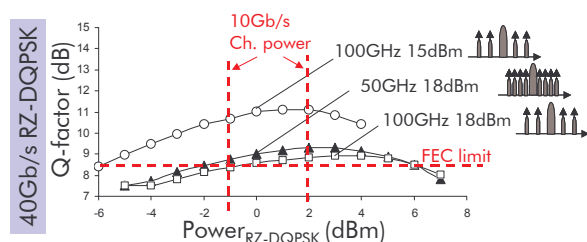


Fig. 3 : Impact of 10Gb/s NRZ channels on 40Gb/s DQPSK with 100GHz spacing, as compared to 50GHz spacing (worst polarisation conditions only)

Note that the second one is the most relevant for our comparison here, since systems over NZDSF with 100GHz spacing can accommodate longer spans or longer reach than with 50GHz, and would therefore be designed on purpose to operate at a higher power per channel by 2-3dB. In other words, whereas -1dBm per channel is a typical value for 50GHz-spaced 10Gb/s systems, 2dBm is typical for 100GHz-spaces ones. In both cases, all 10Gb/s channels were

generated out of one modulator only, and the relative 40Gb/s/10Gb/s polarisation control adjusted to minimise the BER, which represents the worst polarisation conditions. In Figure 3, we report the Q factor performance as a function of 40Gb/s RZ-DQPSK power, for both EDFA power settings. Surprisingly, there is no noticeable improvement of performance when the channel spacing is increased from 50GHz by 100GHz unless the total amplifier is reduced by 3dB (case 1), where the Q factor is up by ~2dB at optimum. However, this ~2dB margin could only be recovered if the 10Gb/s system were initially delivered with 3dB excess power margins (unlikely over long distances!).

Next, we replicate the measurements of Fig. 2 with a 40Gb/s channel modulated with PSBT format and surrounded by 50GHz-spaced 10Gb/s NRZ channels. The results are depicted in Fig. 4. We observe nearly no detrimental impact of cross non linear effects, as already observed over SMF [4], contrary to the results with RZ-DQPSK. The impact of the relative polarization state of 10Gb/s channels is almost negligible and the performance improvement obtained by suppressing 4 adjacent channels is small (<0.5dB), suggesting that a change in performance with 100GHz spacing should not be expected. When considering the worst-case polarization, a Q-factor larger than 12dB is obtained, compared to 9.3dB only with RZ-DQPSK. The poorer performance of DQPSK can be explained by the fact that information is attached to the phase of the optical field, whereas information is basically attached to its intensity for PSBT. This makes DQPSK naturally more sensitive to phase perturbations caused by cross-phase modulation.

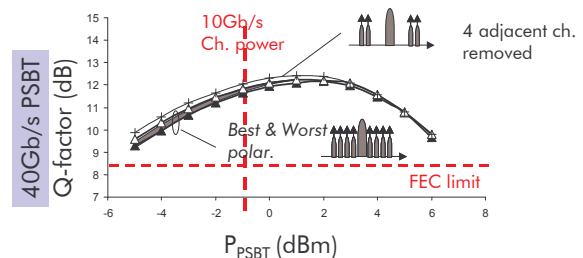


Fig 4 : Measurement of the impact of 10Gb/s NRZ channels on 40Gb/s PSBT with 50GHz ch.spacing

Conclusion: It has been shown that a 40Gbit/s RZ-DQPSK surrounded by 10Gbit/s channels over low-dispersion fibre is severely impacted by cross-nonlinear effects. On the contrary, PSBT is much less affected by cross non linear effects and gives a better overall performance.

References

- 1 R. A. Griffin et al, FD6, OFC'02
- 2 A. H. Gnauck et al., PTL, vol. 17, n°10, pp2203-2205, October 2005
- 3 B. Spinnler et al., TuF3, OFC'04
- 4 G. Charlet et al., PD 25, OFC'03

Comparative study of crosstalk created in 50 GHz-spaced Wavelength Selective Switch for various modulation formats at 43 Gbit/s

Thierry Zami, Bruno Lavigne, Elodie Balmeffrezol, Mathieu Lefrançois, Haik Mardoyan
 Alcatel Research & Innovation, route de Nozay - 91460 Marcoussis, France
 Phone: +33.1.69.63.14.45, Fax: +33.1.69.63.18.65, Email: thierry.zami@alcatel.fr

Abstract : We investigate the tolerance of PSBT, DQPSK and RZ-DQPSK formats to in-band crosstalk at 43 Gbit/s when considering 50 GHz-spaced Wavelength Selective Switches. We show that PSBT and DQPSK exhibit the best margins versus crosstalk.

Introduction

Optical transparent networks are now a reality thanks to the implementation of innovative sub-systems. Among them, the Wavelength Selective Switch (WSS) [1] appears as one of the most promising routing solutions because of its high level of integration while ensuring several functions such as the power equalisation. Besides, to optimize their investments, carriers require the current 10 Gbit/s transparent devices to be compatible with 43 Gbit/s applications. So far a lot attention has been paid to the filtering issue at 43 Gbit/s when cascading several WSSs but the in-band crosstalk is another important issue in transparent networks. The crosstalk level depends directly on the isolation of the WSS. In [2], we have shown the importance to measure it when the WSS is configured in its worst routing states. We also proposed to use the isolation transfer function weighted by the normalized spectral power density of the blocked signal to get the real picture of the isolation. We call it the "weighted isolation".

In this paper we complete our investigation on the weighted isolation through the study of the tolerance to the in-band crosstalk created by 43 Gbit/s modulated signals in a 50 GHz-spaced WSS with respect to the modulation format.

Tolerance to in-band crosstalk for advanced modulation formats

Figure 1 shows the schematic diagram of a WSS-based ROADM. The WSS 1 de-multiplexes the dropped channels while the WSS 2 multiplexes the added ones and processes the channels "in transit" that pass through the ROADM. An added channel may suffer from in-band crosstalk induced by a single channel at the same wavelength that has been blocked in the transit port of the WSS 2.

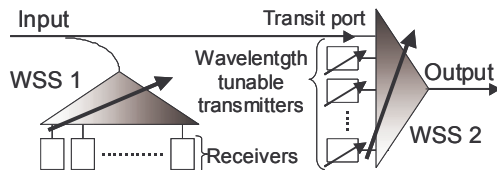


Figure 1 : Layout of a WSS-based ROADM

Because of their relative narrow spectra, Phase-Shaped Binary transmissions (PSBT) [3], Differential Quaternary Phase Shift Keying (DQPSK) [4] and RZ-DQPSK are envisioned as modulation formats at 43

Gbit/s to minimize the filtering impact for 50 GHz-spaced transmission systems. To quantify their tolerance to a single "in-band" crosstalk channel, we used the usual setup (as in [2] but without WSS). The 3dB-bandwidth of the optical filter in front of the pre-amplified receiver was 0.35 nm. Figure 2 shows the crosstalk-induced penalties measured for the different modulation formats.

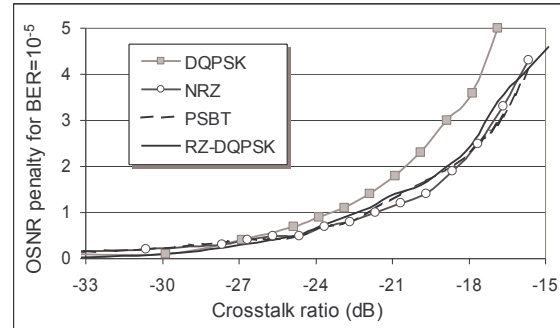


Figure 2 : Crosstalk penalties measured before the pre-amplifier for $BER=10^{-5}$

Except the DQPSK format that is about 1 dB less tolerant to in-band crosstalk for 1 dB OSNR penalty, the other modulation formats exhibit the same tolerance. These penalties do not depend on the bit rate unlike the crosstalk ratio itself that is function of the isolation that depends on the format and the bit-rate of the blocked signal.

WSS transfer functions

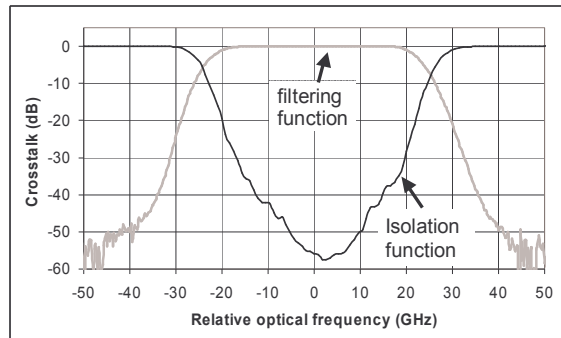


Figure 3 : Filtering and isolation transfer functions measured at 1550.12 nm (193.4 THz)

In terms of isolation for a given channel at λ_i , the worst case is achieved when the 2 elements steering the 2 adjacent channels (λ_{i-1} , λ_{i+1}) are oriented toward the output port of the WSS under test while λ_i is sent toward another port. With such configuration,

we did not observe any meaningful variation of the isolation spectrum whatever the output port and/or whatever the wavelength tested. As illustration, we report in Figure 3 a typical isolation curve measured for the channel at 1550.12nm.

Derived weighted isolations

We applied the calculation of weighted isolation as described in [2] to the spectral power density of the modulation formats under study. Table 1 shows them and the measured isolations (except for the PSBT that was not available in laboratory). In this table, we also report the isolations for a 10.7 Gbit/s NRZ signal as a reference.

Modulation formats	Calculated weighted isolation	Measured isolation
10.7 Gbit/s NRZ	-34 dB	-31 dB
43 Gbit/s PSBT	-26 dB	-
43 Gbit/s DQPSK	-20.6 dB	-23.1 dB
43 Gbit/s RZ-DQPSK	-14.2 dB	-14.3 dB

Table 1 : Isolations of the WSS tested in Figure 3

With only one crosstalk channel, the level of crosstalk is equal to the isolation. So the values of Table 1 could directly be compared to the crosstalk ratio of Figure 2. Hence, at 43 Gbit/s, the weighted calculated isolations are close or higher than the crosstalk ratio yielding to 1 dB OSNR penalty (between -22 and -23 dB). The measurements also assess this observation. Such isolation evaluation indicates that 50 GHz-spaced WSSs would create too detrimental crosstalk levels above all when accounting for the accumulation of crosstalk along the cascade of WSS-based optical nodes. However further filtering stages also impact the crosstalk signal. Hence Figure 4 compares the optical spectra of the blocked channels before and after the filtering out by the WSS in case of 43 Gbit/s RZ-DQPSK signal.

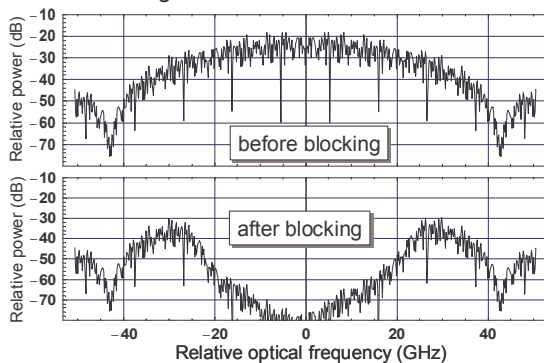


Figure 4 : Numerical 43 Gbit/s DQPSK optical spectra before and after the isolation transfer function

The main part of the power that contributes to the crosstalk signal appears at the edges of the spectrum of the signal. In a real optical network, the signal will be likely added and dropped by the way of optical multiplexers that will also filter out the power at these edges. The pre-filtering is necessary to prevent the in-band crosstalk induced by the adjacent channels from being dominant. Hence the real transfer function of a

blocked channel should consist in the concatenation of the isolation function with these pre and post filtering functions (the filtering function of figure 3).

Modulation formats	Weighted isolation	Worst weighted isolation over +/- 5GHz
10.7 Gbit/s NRZ	-48.8 dB	-43.5 dB
43 Gbit/s PSBT	-40.2 dB	-34.7 dB
43 Gbit/s DQPSK	-43.6 dB	-36.5 dB
43 Gbit/s RZ-DQPSK	-31.7 dB	-30.3 dB

Table 2 : Calculated weighted isolation with pre and post filtering applied on the blocked signal

When accounting for the filtering function of the WSS, we derive the isolation levels reported in Table 2. The columns indicate the isolation when the channel is either perfectly aligned with ITU grid (left) or detuned by +/- 5GHz (right). Even if, according to the calibration curves of Figure 2, these isolations will not create relevant penalties with only one crosstalk channel, they should remain as small as possible to maintain a good quality of transmission. This concern is important when attenuating the main signal (for power equalisation purpose) or when the number of crosstalk channels increases (for instance in a WSS-based optical node with high degree of connectivity). In that respect, as compared to the RZ-DQPSK format, the DQPSK and the PSBT formats provide up to 9 dB excess margins when the wavelength is aligned on the ITU grid. The difference is still present but attenuated to more than 4 dB even in case of strong detuning.

The comparison between DQPSK and PSBT shows a better isolation for DQPSK. But this gain is compensated by a worse tolerance to the in-band crosstalk as shown in Figure 2. In conclusion, PSBT and DQPSK exhibit comparable performance in terms of in-band crosstalk tolerance in the context of transparent optical networks.

Conclusions

In this paper, we have established the penalty curves in the case of a single crosstalk channel for the PSBT, DQPSK and RZ-DQPSK modulation formats. Then we have shown the importance to complete the weighted isolation approach by considering the concatenation of the isolation transfer function with the filtering functions encountered by the signal during its propagation, in particular with those at the emission and the reception sides. In that case the PSBT and DQPSK are shown to exhibit an isolation gain of more than 9 dB as compared to RZ-DQPSK. Hence these former modulation formats better suit flexible optical network applications with high spectral efficiency from an in-band crosstalk point of view.

References

1. T. Ducellier, et al., Paper Th 4.2.2, ECOC'2004
2. T. Zami, et al., Paper OFP4, OFC'2006
3. G.Charlet, et al., Paper PD 4.1, ECOC'2002
4. A. H. Gnauck, et al, Paper Th 4.4.1, ECOC'2004

Improvement of tolerance to nonlinearities resulting from small sequence modifications in 40 Gbit/s optical transmission

Mathieu Lefrançois, Gabriel Charlet, Patrice Tran, Haik Mardoyan, Sébastien Bigo
Alcatel Research and Innovation, Route de Nozay, 91460 Marcoussis, France
Mathieu.Lefrancois@alcatel.fr

Abstract Nonlinear threshold improvement has been quantified numerically and experimentally in 40 Gbit/s NRZ transmission over SMF by changing only a few penalising bits from pseudo-random sequences. This can lead to new small-overhead coding methods.

Introduction

Various methods have been investigated for a few years to reduce the impact of intrachannel nonlinear effects in 40 Gbit/s optical transmission systems. One consists in using suitable modulation formats (with further phase modulation, alternate-polarisation, etc.) [1,2] which are particularly tolerant to these effects. Another method, called *line coding*, is based on the fact that the generation of intrachannel nonlinear effects, and in particular intrachannel Four-Wave Mixing (i-FWM) leading to amplitude fluctuations, depends on the transmitted sequence. Line coding consists in avoiding intrachannel effects generation, by coding the information sequence such that its patterns leading to the worst intrachannel effects are banned, while adding extra bits leading to a bit-rate overhead in order to recover the original bits. Some studies have already been done about line coding in [3,4] showing that significant improvements of the transmission performance can be observed. However such gains imply very high overheads (up to 20%), which are hardly compatible with current and upcoming 40 Gbit/s systems. In the prospect of line codes with small overheads, expected down to 0.5%, we will investigate in this paper the impact of the replacement of only a few penalising bits on the tolerance to nonlinearities of Non-Return-to-Zero (NRZ) 40 Gbit/s transmissions over Standard Single-Mode Fiber (SMF).

Detection of the most impaired patterns

Fig. 1 shows the distribution of the different levels of the signal at the centre of the bit time, and the corresponding eye diagram, without noise, obtained from a simulation of 15x100 km single-channel NRZ transmission (with 13 dB ext. ratio) over optimised dispersion-managed SMF link, with -700 ps/nm, 50 ps/nm and 60 ps/nm cumulated dispersion respectively at the transmitter, at each span and at the receiver, at an input power of 2 dBm. A 1024 bit conventional DeBruijn sequence has been used for this simulation. By looking at the histogram of the '0' levels in Fig. 1 we observe that only a few bits '0' have an intensity significantly higher than the average. These few bits as well as the 6 surrounding ones have been located in the transmitted sequence. The resulting 7 bit patterns are the occurrences of bits

which generate the most important ghost-pulses. They are identical to those known from theory to suffer the most from i-FWM [5], and they are the same if small changes occur in the dispersion map. In each identified impaired pattern, one bit has been replaced by its complementary, to create a new pattern which is expected to be less affected by i-FWM. The few most impaired patterns of the original sequence are changed in that way, yielding a new overall sequence.

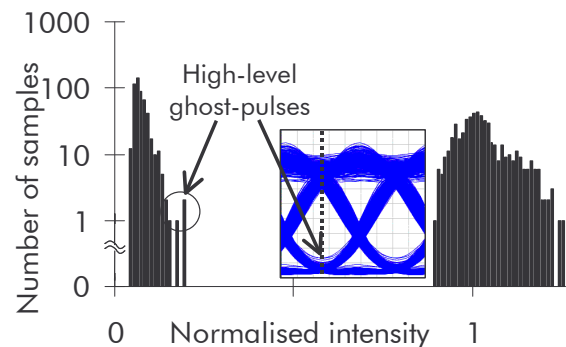


Fig. 1 : Histogram of the signal at the centre of the bit time and eye diagram (inset) without noise, after 15x100km SMF with a 1024 bit DeBruijn sequence.

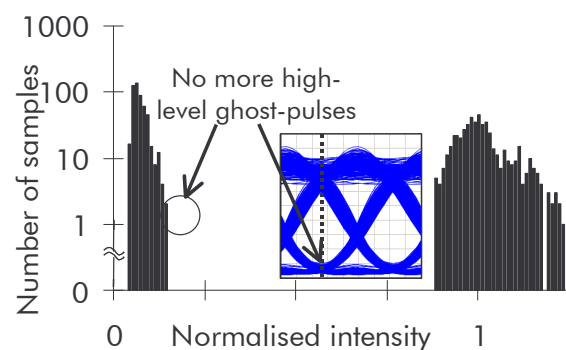


Fig. 2 : Histogram and eye diagram after 15x100km SMF with the new 1024 bit sequence

New sequence performance : numerical results

A new simulation has been performed with the same parameters as previously, but the original sequence has been replaced by the new one.

The histogram and eye diagram computed with this new sequence are shown in Fig. 2. We observe that the high-level '0's have disappeared. Fig. 3 shows the

Q factor penalties versus the channel input power computed for both sequences. After having changed only 4 bits among 1024, the improvement of the nonlinear threshold (NLT) at 1 dB penalty is about 0.5 dB. This improvement is significant considering the few changes occurred in the system. Although not investigated in this paper, we can expect, for a line code based on these bits substitution, an overhead close to the ratio of the modified bits over the length of the sequence, i.e. about 0.5%.

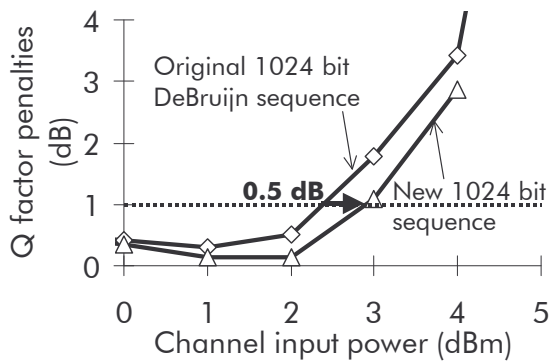


Fig. 3 : Computed nonlinear threshold improvement between original and new sequence

Further investigations

If 28 most penalised bits are replaced in the sequence following the same method, the NLT is no more than 0.75 dB higher than with the original sequence, for an estimated overhead of ~3%. Going even further and totally banning some potentially penalising patterns such as '11011' following the method of [3], we record a higher increase of NLT, up to 2dB, but at the expense of the replacement of 8 original bits into 10 encoded bits, yielding a large 20% overhead. In both cases, the consequences of implementing such overheads, we believe, exceed the benefits. Note that our 2 dB NLT improvement does not contradict the 4.5 dB Q-factor margin improvement reported in [3] (up to 7 dB obtained with an unrealistic infinite extinction ratio in [3,4]). Indeed, at high power levels, the Q-factor margin brings only limited information of the optical power margins needed for actual system operation.

In summary, the modification of only a few penalised patterns, as proposed above, seems to be a reasonable trade-off between NLT improvement and overhead, for SMF links modulated with NRZ. Similar tests have also been performed over links based on lower dispersion fibres (NZDSF), or with Differential Phase-Shift Keyed formats, but for these cases the impact of the replacement of a limited number of bits on the transmission performance is negligible.

Experimental tests

This impact of the replacement of the most penalised patterns has also been tested experimentally. The testbed consists of 4x100 km dispersion-managed

SMF fibre and EDFA amplification in a recirculating loop. A 42.7 Gbit/s NRZ channel at 1545 nm has been sent in the loop, with 19 other non-modulated channels with 200 GHz spacing in the whole C-band, for amplifiers loading. For reference, the performance of the NRZ channel has been measured versus its input power by using first a conventional $2^{11}-1$ bit PRBS sequence. Then its most penalised bit occurrences, the same as in the numerical case, have been replaced as above : 8 bits have been changed among 2048 (a further '0' has been added because of numerical constraints). So we can expect the same overhead as above (~0.5%). This new sequence has been programmed in the transmitter and the receiver, and an NRZ modulation of this sequence has been sent in the same testbed. The experimental results for a 800 km transmission are shown in Fig. 4.

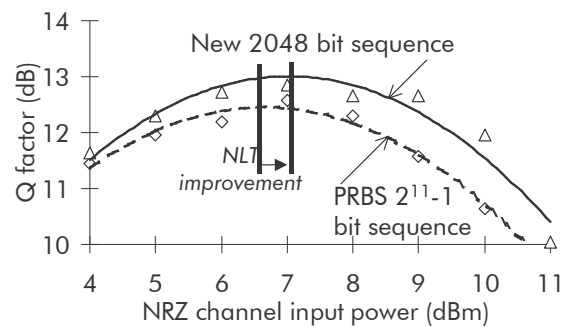


Fig. 4 : Experimental measurements after 800 km SMF

As can be seen, the modified data offer a noticeable ~0.5 dB NLT improvement after replacing a limited number of bits in the sequence, as for the numerical study.

Conclusions

We have shown in this paper that the replacement of a limited number of bits in a transmitted sequence could lead to a worthwhile improvement of nonlinear threshold. Further investigations are being done to implement, within a FEC algorithm, a line code based on that principle, leading to better global performance of the line when adding an overhead as small as possible. This method is all the more promising as it is effective over SMF links with NRZ modulation, i.e. over the most widespread type of systems.

References

- 1 S. Appathurai et al., J. of selected Topics in Quantum Electron., Vol.10 n°2, pp. 239-249, 2004.
- 2 C. Xie et al., J. Lightwave Technol., Vol. 22, n° 3, pp. 806-812, 2004.
- 3 B. Vasic et al., Photon. Technol. Lett., Vol. 16, n°7, pp. 1784-1786, 2004.
- 4 I. B. Djordjevic et al., J. Lightwave Technol., Vol. 24, n°1, pp. 411-419, 2006.
- 5 M. J. Ablowitz et al., OFC'01, WDD33, 2001.

Cross comparison of the nonlinear impairments caused by 10Gbit/s neighboring channels on a 40Gbit/s channel modulated with various formats, and over various fiber types

Mathieu Lefrançois, François Houndonoubo, Thibaut Fauconnier, Gabriel Charlet, Sébastien Bigo
*Alcatel Research and Innovation, Route de Nozay, 91461 Marcoussis cedex, France
mathieu.lefrancois@alcatel.fr*

Abstract: We evaluate the impact of 10Gbit/s NRZ channels on the performance of one 40Gbit/s PSBT, DQPSK or DPSK channel over two fiber types. DPSK and PSBT are much less affected by 10Gbit/s neighbors than DQPSK.

©2006 Optical Society of America

OCIS codes: (060.2330) Fiber optics communications, (060.2360) Fiber optics links and subsystems

1. Introduction

To smoothly upgrade the capacity of WDM transmission systems, the most attractive solution is to gradually replace the 10 Gbit/s Non-Return-to-Zero (NRZ) cards by 40Gbit/s cards in the same shelf. We consider here that the upgrade is performed when the 10Gbit/s system is fully loaded, with channels spaced 50GHz apart. The 40Gbit/s card can either use the same 50GHz wavelength slot as at 10Gbit/s, which requires narrow-spectrum formats, namely Phase-Shaped Binary Transmission (PSBT) [1] or Return-to-Zero Differential Quaternary Phase-Shift Keying (RZ-DQPSK) [2], or use two wavelength slots if the channel spectrum is larger, as with Differential Phase-Shift Keying (DPSK).

In either case, the newly-inserted 40 Gbit/s channels are surrounded by intensity-modulated channels at 10Gbit/s, which could cause severe penalties, especially if the 40Gbit/s channels are phase-modulated. Several publications reported results on this topic assuming RZ-DQPSK format at 40Gbit/s, some reports measuring strong penalties from 10Gbit/s neighbors [3], others concluding to smaller ones [4], while the promising DPSK format was left out of the scope of these studies. We believe there is a need for a thorough synthesis comparing the various 40Gbit/s solutions in the same (typical) conditions, over various fiber types.

Here we will numerically evaluate the resistance of each of the aforementioned formats to nonlinearities over standard single mode fiber (SMF, with 17ps/nm/km dispersion) and over LEAFTM fiber (Non-Zero dispersion shifted fiber, with 4 ps/nm/km dispersion @ 1550nm) when they are surrounded by 10 Gbit/s NRZ channels. We study here modulation formats without RZ pulse carving (PSBT, DPSK and DQPSK), which are more tolerant to strong optical filtering, as required for high spectral efficiencies.

2. Numerically investigated system

The investigated system is a typical terrestrial system composed of ten 100 km-long spans of a given line fiber (SMF or LEAF), separated by erbium-doped fiber amplifiers. The dispersion map was optimized at 10Gbit/s assuming two nodes with reconfigurable add-and-drop multiplexers (ROADM) in the link. In these nodes, the cumulated dispersion was adjusted to zero, thereby making the dispersion map doubly-periodic. In the prospect of a system upgrade, the map was left unchanged at 40Gbit/s, except that the amount of dispersion compensating fiber in the transmitter and the total cumulated dispersion are finely tuned, with dedicated compensation devices incorporated into the 40Gbit/s terminal cards. Note that the filtering transfer function of the ROADM has not been emulated in this work. The lengths of the simulated DeBruijn binary sequences are 256 bits for 40Gbit/s PSBT or DPSK channel, 128 symbols for 40Gbit/s DQPSK channel (modulated @ 20 Gbaud) and 64 bits for 10 Gbit/s channels. We varied the sequence length to make sure that each sequence has the same temporal length across the whole multiplex. Simulations are performed with an identical input power for each channel whatever its modulation and bit rate, as preferred for practical implementation.

3. Simulation results of 40 Gbit/s PSBT or DQPSK channel with 10 Gbit/s NRZ adjacent channels

The multi bit-rate multiplex considered for these studies is shown in the left part of Fig. 1. It consists of 11 channels with 50 GHz spacing, each modulated with 10 Gbit/s NRZ except the central one, modulated with 40 Gbit/s PSBT or DQPSK. Thanks to its narrow spectral width, a 40Gbit/s channel modulated with these formats can be simply allocated according to the 50 GHz grid already used at 10Gbit/s, as depicted in the figure.

Fig. 2 shows the WDM performance of PSBT and DQPSK channels, considering on the one hand a multiplex built according to Fig. 1 left, and on the other hand, considering a multiplex involving only 40Gbit/s channels (no 10Gbit/s neighbors) with 50 GHz spacing, for comparison. The linear inter-channel crosstalk is significantly the same in both configurations. The Q-factor, then the OSNR penalty, is computed over both SMF and LEAF fiber. Over both fiber types the trends are similar, except that LEAF fiber is more affected by inter-channel nonlinearities with such densely spaced channels, due to its lower local dispersion, and thus has a smaller resistance to a power increase. An often-reported fact is that inter-channel nonlinear effects such as cross-phase modulation (XPM) have a stronger impact at 10Gbit/s than at 40Gbit/s [5]. Therefore it is not surprising to observe in Fig. 2 a reduction of the maximum tolerable power when the channel under test is surrounded by 10Gbit/s channels, instead of all 40Gbit/s channels. However, the reduction is much stronger when the modulation format at 40Gbit/s is phase-modulated (DQPSK), as compared to PSBT which is primarily intensity-modulated. This result extends the conclusions of [3], measured over LEAF fiber only. It does not contradict the conclusion of [4] either, obtained over SMF fiber. In [4], the power of the 10Gbit/s channels were set to a relatively low level which corresponds to an estimated 0dBm per channel. At such power level, the curves of Fig. 2, right show that the penalty brought by the 10Gbit/s channels to the DQPSK channel is limited to less than 2dB. Furthermore, nonlinear phase noise has not been taken into account in the simulations, but theoretical considerations indicate that this effect would have reduced the robustness of DQPSK to an increase of power even more, as compared to PSBT.

In summary, DQPSK is found much more impaired by 10 Gbit/s NRZ channels than PSBT over low dispersion fibers. This results suggests that only green-field installation of full 40Gbit/s DPQSK WDM systems will reveal the full potential of the DQPSK format, especially over LEAF fiber. This potential includes a superior resistance of the format to polarization mode dispersion [4].

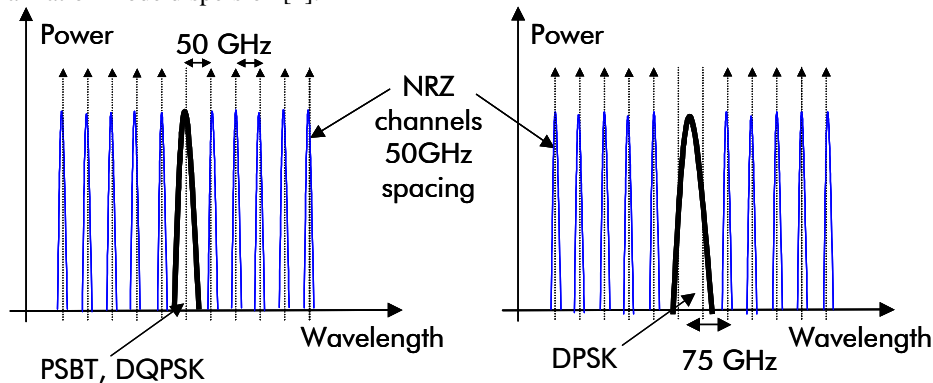


Fig. 1. Wavelength allocation of 10 Gbit/s NRZ multiplex with a 40 Gbit/s PSBT or DQPSK channel in 50 GHz ITU grid (left), and shifted DPSK channel 75 GHz-spaced from its NRZ neighbors (right)

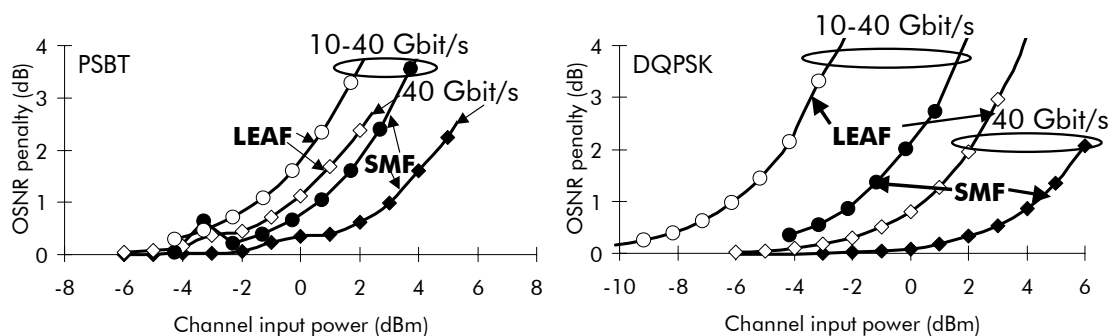


Fig. 2. OSNR penalties ($@BER=10^{-5}$) of PSBT and DQPSK formats considering a full 40 Gbit/s multiplex with 50 GHz spacing (diamonds), and a multiplex built according to Fig. 1 left (circles) with 10G NRZ neighbor channels, over SMF and LEAF fibers

4. Simulation results of 40 Gbit/s DPSK with 10Gbit/s NRZ adjacent channels

We now investigate the impairments experienced by a 40Gbit/s channel modulated with the DPSK format. This format has been praised for its unique resistance to noise and nonlinear effects, which is higher than for the previously investigated formats [5], but its spectral width (~twice larger than both other ones) does not allow its implementation into a 50 GHz frequency slot. The channel allocation investigated here is depicted in the right part of Fig. 1. It consists in replacing two 10Gbit/s NRZ channels by one 40Gbit/s DPSK channel centered between the

frequencies of the substituted NRZ channels. Note that this wavelength allocation scheme can be easily implemented in the latest generation of ROADMs. In this case, the closest 10Gbit/s NRZ channels are 75 GHz away from the DPSK carrier frequency. We compare next this case to another one, where all 10Gbit/s channels are replaced by the 40Gbit/s DPSK channels according to the allocation of Fig. 1, right. The DPSK multiplex has then 100GHz spacing, which corresponds to a realistic all-40Gbit/s configuration. Our simulation results are shown in Fig. 3. The penalty coming from the 10Gbit/s NRZ neighboring channels is found larger over LEAF than it is over SMF, but DPSK is found much more tolerant to the 10Gbit/s channels-induced XPM than the DQPSK format. Note that if the DQPSK channel followed the allocation rule of Fig. 1 right, (larger channel spacing of 100GHz, instead of the 50GHz spacing of Fig. 2 right), the conclusion would be almost unchanged, as demonstrated in the experiment of [3].

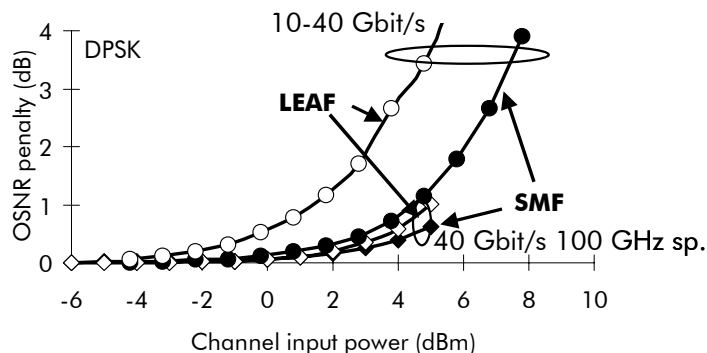


Fig. 3 : Performance of DPSK format considering a full 40 Gbit/s multiplex with 100 GHz spacing (diamonds), and a multiplex built according to Fig. 1 right (circles) with 10G NRZ neighbor channels, over SMF and LEAF fibers

5. Discussions

We have investigated the impact of 10Gbit/s NRZ adjacent channels on different 40 Gbit/s modulation formats inserted in a 10Gbit/s NRZ multiplex. Since PSBT detection depends only on its intensity, and not on its phase, it could be expected that PSBT was more robust to NRZ channels-induced XPM than DPSK or DQPSK, especially over low dispersion fibers. This has been confirmed by our simulations here, whatever the fiber type. Considering phase-modulated formats, we can also explain the better behavior of DPSK compared to DQPSK : firstly, the phase difference between two symbols is $k\pi$ for DPSK, whereas it is $k\pi/2$ for DQPSK. If a given phase-perturbation is encountered in the transmission, its relative impact compared to the expected phase difference between two symbols will be higher for DQPSK than for DPSK. Secondly, the symbol time is twice as large for DQPSK (46ps instead of 23 ps for 43Gbit/s) as for DPSK. Hence the ratio of the channel-to-channel walk-off time over the bit duration is reduced, and thus, the XPM-induced nonlinear crosstalk is stronger.

6. Conclusions

DQPSK is often seen as a promising modulation format for upcoming optical transmission links thanks in particular to its very good tolerance to chromatic dispersion and polarization-mode dispersion. However it may not be as efficient as expected in some realistic 40 Gbit/s cases, such as when surrounded by 10 Gbit/s NRZ channels, especially over low dispersion fibers. In this case PSBT performance is better, and can be well adapted for high capacity systems. DPSK is more tolerant to XPM and also suffers from a relatively limited impact of 10Gbit/s surrounding channels. It should be preferred for ultra long-haul systems, where the request for ultra high capacity is not the major motivation.

References

- [1] G. Charlet, J.-C. Antona, S. Lanne, P. Tran, W. Idler, M. Gorlier, S. Borne, A. Klekamp, C. Simonneau, L. Pierre, Y. Frignac, M. Molina, F. Beaumont, J.-P. Hamaide, S. Bigo, "6.4Tb/s (159x42.7Gb/s) Capacity over 21x100 km using bandwidth-limited phase-shaped binary transmission", in proc. ECOC'02, PD4.1, Copenhagen, Denmark, Sept. 8-12 (2002)
- [2] A. H. Gnauck, P. J. Winzer, S. Chandrasekhar, C. Dorrer, "Spectrally Efficient (0.8 b/s/Hz) 1-Tb/s (25x42.7 Gb/s) RZ-DQPSK Transmission Over 28 100-km SSMF Spans With 7 Optical Add/Drops", in proc. ECOC'04, Th4.4.1, Stockholm, Sweden, Sept. 5-9 (2004)
- [3] G. Charlet, H. Mardoyan, P. Tran, M. Lefrançois, S. Bigo, "Nonlinear Interactions Between 10Gb/s NRZ Channels and 40Gb/s Channels with RZ-DQPSK or PSBT Format, over Low-Dispersion Fiber", in proc. ECOC'06, Mo3.2.6, Cannes, France, Sept. 24-28 (2006)
- [4] M. Daikoku, I. Morita, H. Tanaka, "Study of 40 Gbit/s Modulation Format to Upgrade 10 Gbit/s Long-Haul Transmission Systems with 50 GHz Channel Spacing", in proc. ECOC'06, Tu4.2.3, Cannes, France, Sept. 24-28 (2006)
- [5] X. Liu, "Nonlinear effects in phase shift keyed transmission", in proc. OFC'04, ThM4, Los Angeles, California, Feb. 22-27 (2004)

Étude numérique des systèmes de transmission optiques sous-marins composés uniquement de fibres « +D », avec conjugaison de phase optique en milieu de ligne

Mathieu Lefrançois, Gabriel Charlet, Sébastien Bigo

Alcatel-Lucent, Research & Innovation, centre de Villardeaux, route de Villejust, 91620 NOZAY, France
mathieu.lefrancois@alcatel-lucent.fr

Abrégé : au moyen de simulations numériques, nous évaluons l'intérêt d'utiliser un seul type de fibre de ligne (la fibre « +D ») dans les systèmes de transmission optique sous-marins, à la place de la configuration plus conventionnelle utilisant les fibres « +D » et « -D », en insérant un dispositif permettant la conjugaison de phase optique du signal en milieu de ligne. Les performances de ce système au débit de 40 Gbit/s et avec une modulation RZ-DPSK s'en trouvent améliorées.

1. Introduction

La solution la plus répandue concernant la configuration des systèmes de transmission optique sous-marins est l'utilisation de la fibre à dispersion décalée non-nulle négative (Non-Zero Dispersion-Shifted Fiber, NZDSF-) couplée à la fibre standard. Cette solution est la plupart du temps utilisée pour des applications à 10 Gbit/s [1], mais elle est aussi étudiée à 40 Gbit/s [2,3]. Cependant les plus longues distances et les capacités les plus élevées ont été obtenues grâce à des systèmes utilisant des fibres plus performantes, la « +D » et la « -D » [4-6].

Combiner plusieurs types de fibres dans un même câble optique induit des coûts supplémentaires dus aux soudures ou aux réparations plus complexes. En outre, la fibre « -D » a été conçue pour compenser à la fois la dispersion chromatique et la pente de dispersion de la fibre « +D », mais au détriment de pertes en ligne plus importantes et d'une aire effective plus faible que celles de la « +D » ou de la NZDSF-.

Nous étudierons ici une configuration originale pour les systèmes sous-marins qui permet de s'affranchir de ces inconvénients. Elle consiste à utiliser seulement la fibre « +D », qui a une grande aire effective ($107 \mu\text{m}^2$) et de faibles pertes (0.185 dB/km), tout le long du système. Il n'y a donc pas de fibres compensatrices de dispersion en ligne. A la place, un dispositif permettant la conjugaison de phase optique (CPO) du signal [7] est inséré au milieu de la ligne, qui permet en une seule fois la compensation de la dispersion chromatique, ainsi que d'une partie des effets non-linéaires. Comme un seul type de fibre de ligne est utilisé dans ces systèmes, leur configuration est plus simple et potentiellement meilleur marché que celle des systèmes avec fibres « +D » et « -D » malgré le surcoût et la complexité engendrés par le dispositif de CPO. De telles solutions ont déjà été proposées pour les systèmes terrestres [8], avec la fibre standard monomode. Cependant ces systèmes, qui doivent répondre aux contraintes liées à leur architecture réseau, comportent de fréquents nœuds nécessitant un retour à une dispersion de zéro. Or la CPO ne peut opérer qu'entre deux nœuds, ce qui la rend tout de suite moins intéressante dans ces systèmes que dans les longues liaisons point-à-point d'un système transocéanique.

Nous comparerons les performances de ces systèmes à fibres « +D » compensés par CPO, nommés systèmes « +D », avec celles des systèmes conventionnels « +D/-D », en configuration monocanal, puis multiplexés en longueur d'onde (Wavelength Division Multiplexing, WDM). Une première étude sera faite au débit de 10 Gbit/s avec la modulation « Non Retour à Zéro » (NRZ) très utilisée, et une seconde sera faite à 40 Gbit/s avec la modulation différentielle en phase avec retour à zéro (Return-to-Zero Differential Phase-Shift Keying, RZ-DPSK, [9]) qui a largement démontré son efficacité dans les transmissions longue distance [1-3,5-9].

2. Description du système sous-marin « +D »

La Figure 1 montre un schéma du système « +D » étudié, ainsi que la carte de dispersion correspondante. Il consiste en 96 tronçons de 66 km de fibres « +D », séparés par des amplificateurs à fibre dopée erbium. Au milieu de la ligne, un dispositif, pouvant être un cristal de niobate de lithium périodiquement polarisé (PPLN) et permettant la CPO du signal, a été inséré. Le cristal reçoit un signal de pompe continu et le signal optique modulé, et génère en sortie, par une cascade de processus χ^2 , un signal optique conjugué en phase par rapport au signal incident [7]. Dans nos simulations numériques, la CPO est modélisée par une conjugaison complexe et une symétrie par rapport à la fréquence de pompe du signal incident.

Effectuer une CPO d'un signal optique a pour conséquence d'inverser le signe de sa dispersion cumulée. Si la seconde partie de la liaison (après la CPO) est identique à la première, alors la dispersion accumulée après la CPO compense la dispersion accumulée avant. Ainsi la dispersion cumulée au niveau du récepteur est nulle. La pente de dispersion n'est par contre pas compensée. Un ajustement supplémentaire de la dispersion au niveau du récepteur peut donc s'avérer nécessaire pour certains canaux, ainsi que la compensation de la pente de dispersion à 40 Gbit/s. Ces problématiques ont été négligées dans nos simulations.

La CPO permet aussi une certaine compensation des effets non-linéaires, mais comme les deux moitiés du système n'en accumulent jamais la même quantité, cette compensation ne peut être que partielle.

La dispersion cumulée au niveau de la CPO du système peut aussi être ajustée en jouant sur les fibres de compensation pouvant être insérées au niveau de l'émetteur ou du récepteur. Il n'y a pas de variations significatives de la performance du système en fonction de ces paramètres, aussi bien à 10 Gbit/s qu'à 40 Gbit/s. Nous avons donc décidé d'ajuster la dispersion au niveau du récepteur seulement. Ainsi il n'y a pas de module de compensation de dispersion au niveau de l'émetteur, ce qui simplifie encore le système. Cela correspond à la carte de dispersion de la Figure 1.

La longueur de la séquence binaire (de DeBruijn) utilisée pour les simulations est de 256 bits. Des séquences plus longues donnent des résultats similaires malgré les valeurs de dispersion cumulée très élevées rencontrées.

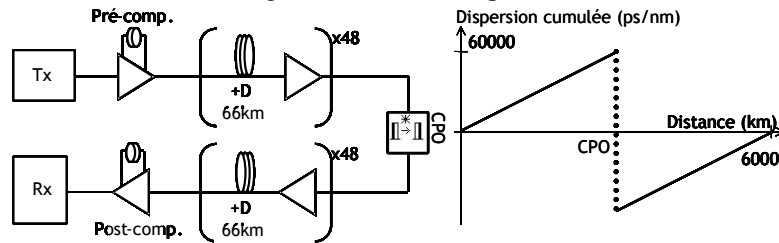


Figure 1 : Schéma du système sous-marin « +D » avec CPO, et carte de dispersion correspondante

Le critère que nous allons utiliser pour quantifier la performance de ces systèmes est le seuil non-linéaire (SNL). Il est défini ici comme étant la puissance à laquelle le facteur Q est dégradé de 1 dB par rapport à sa valeur en configuration « back-to-back » (sans effets de propagation), en considérant un rapport signal à bruit optique (Optical Signal-to-Noise Ratio, OSNR) constant à 14 dB/0.1nm.

3. Résultats au débit par canal de 10 Gbit/s avec modulation NRZ

La Figure 2 montre les résultats de simulation effectués à 10 Gbit/s avec le format de modulation NRZ.

En configuration monocanal, le SNL du système « +D » est meilleur de quelques dB que celui du système « +D/-D » dont les paramètres de gestion de dispersion ont été optimisés. Cela confirme que la CPO peut être efficace pour compenser la dispersion chromatique et les effets non-linéaires monocanal. Mais lorsque l'on passe en configuration WDM (21 canaux simulés avec 50 GHz d'espacement), le SNL s'en trouve sévèrement diminué d'environ 8 dB sur un système « +D », alors qu'il n'est dégradé que d'1 ou 2 dB sur un système « +D/-D ». Cela montre qu'à 10 Gbit/s, une carte de dispersion basée sur la fibre « +D » uniquement est très impactée par les effets non-linéaires croisés qui ne sont pas compensés par CPO. Ceci est confirmé par les diagrammes de l'œil de la Figure 2, correspondant à une pénalité de ~2 dB en configurations monocanal et WDM sur le système « +D ». On observe une plus grande fluctuation temporelle, attribuée à la modulation de phase croisée, sur l'œil WDM.

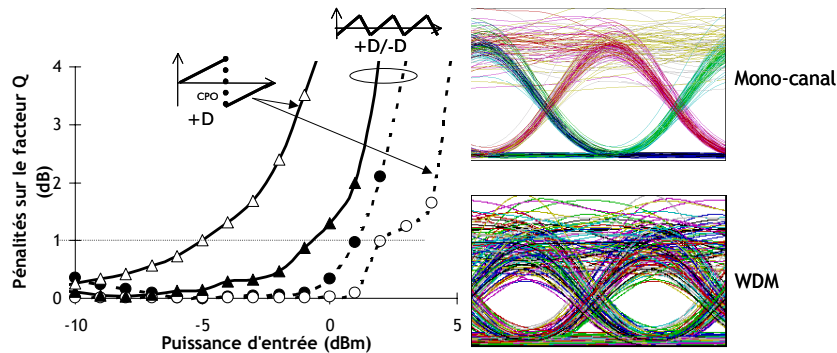


Figure 2 : Pénalités sur le facteur Q (OSNR 14 dB/0.1nm) des systèmes « +D » et « +D/-D », à 10 Gbit/s en NRZ, en configuration monocanal (courbes pointillées) et WDM (courbes continues) avec 50 GHz d'espacement ; diagrammes de l'œil à 2 dB de pénalité en monocanal et en WDM sur le système « +D »

4. Résultats au débit de 40 Gbit/s avec modulation RZ-DPSK (simulations monocanal)

Le graphe de gauche de la Figure 3 montre les pénalités obtenues par trois différents systèmes à 40 Gbit/s avec le format RZ-DPSK en monocanal : le système « +D/-D », le système « +D », et un troisième système similaire au « +D », mais pour lequel le dispositif de CPO a été remplacé par une fibre compensatrice de dispersion (DCF) idéale, sans pertes ni non-linéarités, qui permet d'effectuer une opération de compensation de dispersion comme la CPO, mais sans compensation des effets non-linéaires. Il est nommé « +D/DCF ».

Le SNL du système « +D » est plus de 4 dB supérieur à celui du système « +D/-D ». De plus le SNL du système virtuel « +D/DCF » n'est qu'1 dB moindre que celui du système « +D », et donc toujours 3 dB meilleur que celui du « +D/-D ». Ceci montre que l'intérêt de la CPO vient principalement de son aptitude à compenser en une seule fois de très grandes valeurs de dispersion cumulée (120000 ps/nm ici) avec un impact limité sur le rapport signal à bruit. Le bénéfice supplémentaire de la CPO consécutif à la compensation partielle des non-linéarités n'est que de 1 dB.

5. Résultats au débit de 40 Gbit/s avec modulation RZ-DPSK (simulations WDM)

Le graphe de droite de la Figure 3 montre les performances des systèmes « +D/-D » et « +D » en configuration WDM (11 canaux espacés de 100 GHz). Une très légère dégradation est constatée pour le système « +D/-D » suite à l'ajout d'autres canaux. Le système « +D » est plus profondément impacté par les interactions entre canaux avec une dégradation de SNL supérieure à 3 dB. Ceci illustre à nouveau la difficulté de la CPO à compenser les effets croisés. Cependant, leur impact est plus faible à 40 Gbit/s avec un espacement entre canaux de 100 GHz qu'à 10 Gbit/s avec 50 GHz d'espacement. Donc même en configuration WDM, le système « +D » est meilleur que le système « +D/-D », contrairement à ce qui a été observé à 10 Gbit/s.

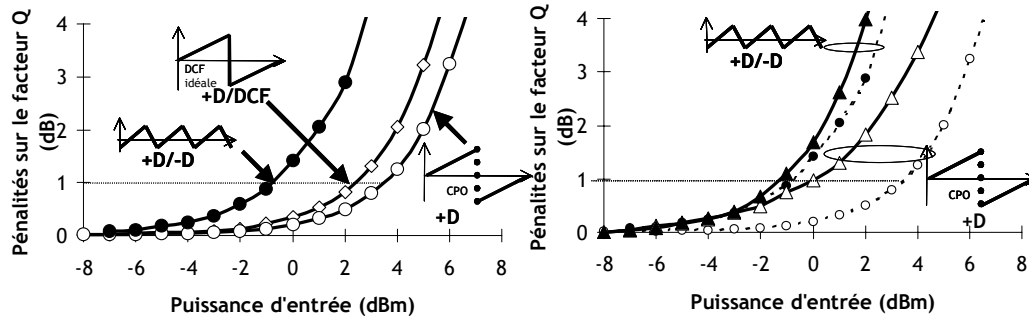


Figure 3. Pénalités sur le facteur Q à 40 Gbit/s en RZ-DPSK. Gauche : monocanal. Droite : WDM avec 100 GHz d'espacement (lignes continues), et comparaison avec monocanal (lignes pointillées).

En considérant les spécifications des fibres présentes sur le marché, un tronçon de 66 km du système « +D » a 1 dB de pertes en moins qu'un tronçon du système « +D/-D » de même longueur. Le système « +D » peut donc tolérer une puissance d'entrée 1 dB plus faible avant d'être limité par le bruit, ou bien tolérer des tronçons plus longs pour avoir le même OSNR qu'un système « +D/-D ». En ajoutant à cela la plus grande tolérance aux effets non-linéaires présentée en Figure 3, le système « +D » peut tolérer, à distance égale, une plage de puissance environ 2 dB plus grande que celle des systèmes « +D/-D » en configuration WDM. Elle est même 5 dB plus grande en configuration monocanal.

6. Conclusions

Nous avons proposé de concevoir des systèmes de transmission optique sous-marins constitués uniquement de la fibre « +D » et au milieu desquels est ajouté un dispositif de conjugaison de phase optique. Nous les avons comparés numériquement avec les systèmes conventionnels « +D/-D ». Les systèmes « +D » permettent des pertes en ligne réduites et offrent une configuration plus simple que celle des systèmes « +D/-D ». Cependant des tests de fiabilité poussés seront nécessaires avant de placer un tel dispositif de conjugaison de phase optique dans un environnement sous-marin.

La conjugaison de phase optique permet une bonne compensation de la dispersion et des effets non-linéaires monocanal aussi bien à 10 Gbit/s qu'à 40 Gbit/s. Cependant elle ne permet pas la compensation des effets non-linéaires croisés. Comme ils sont prédominants à 10 Gbit/s, un système « +D » n'aurait que peu d'intérêt à ce débit. En revanche, ils sont relativement limités à 40 Gbit/s, donc les performances d'un système « +D » y sont significativement meilleures que celles d'un système « +D/-D ».

Références

- [1] J.-X. Cai, D. G. Foursa, L. Liu, C. R. Davidson, Y. Cai, W. W. Patterson, A. J. Lucero, B. Bakhshi, G. Mohs, P. C. Corbett, V. Gupta, W. Anderson, M. Vaa, G. Domagala, M. Mazurczyk, H. Li, M. Nissov, A. N. Pilipetskii and Neal S. Bergano, "RZ-DPSK Field Trial Over 13100km of Installed Non Slope-Matched Submarine Fibers", *IEEE J. Lightwave Technol.* **23**, 95-103 (2005)
- [2] L. Becouarn, G. Vareille, S. Dupont, P. Plantady, J.-F. Marcerou, A. Klekamp, R. Dischler, W. Idler, G. Charlet, "42x42.7Gb/s RZ-DPSK transmission over a 4820km long NZDSF deployed line using C-Band only EDFAs", in proc. OFC'04, PDP37, Los Angeles, California, Feb. 22-27 (2004)
- [3] J.-X. Cai, C. R. Davidson, M. Nissov, H. Li, W. T. Anderson, Y. Cai, L. Liu, A. N. Pilipetskii, D. G. Foursa, W. W. Patterson, P. C. Corbett, A. J. Lucero, N. S. Bergano, "Transmission of 40-Gb/s WDM Signals Over Transoceanic Distance Using Conventional NZ-DSF With Receiver Dispersion Slope Compensation", *IEEE J. Lightwave Technol.* **24**, 191-200, (2006)
- [4] B. Bakhshi, M. Manna, G. Mohs, D. I. Kovsh, R. L. Lynch, M. Vaa, E. A. Golovchenko, W. W. Patterson, W. T. Anderson, P. Corbett, S. Jiang, M. M. Sanders, H. Li, G. T. Harvey, A. Lucero, S. M. Abbott, "First Dispersion-Flattened Transpacific Undersea System : From Design to Terabit/s Field Trial", *IEEE J. Lightwave Technol.* **22**, 233-241 (2004)
- [5] L. Becouarn, G. Vareille, P. Pecci and J.-F. Marcerou, "3 Tbit/s Transmission (301 DPSK channels at 10.709Gb/s) over 10270km with a record efficiency of 0.65(bit/s)/Hz", in proc. ECOC'03, Th4.3.2, Rimini, Italy, Sept. 21-25 (2003)
- [6] G. Charlet, E. Corbel, J. Lazaro, A. Klekamp, R. Dischler, P. Tran, W. Idler, H. Mardoyan, A. Konczykowska, F. Jorge, S. Bigo, "WDM Transmission at 6Tbit/s Capacity Over Transatlantic Distance, Using 42.7-Gbit/s Differential Phase-Shift Keying Without Pulse Carver", *IEEE J. Lightwave Technol.* **23**, 104-107 (2005)
- [7] S. L. Jansen, D. van den Borne, P. M. Krummich, S. Spätler, G.-D. Khoe, H. de Waardt, "Long-Haul DWDM Transmission Systems Employing Optical Phase Conjugation", *IEEE J. Select. Topics Quantum Electron.* **12**, 505-520 (2006)
- [8] S. L. Jansen, D. Van den Borne, A. Schöpflin, E. Gottwald, P. M. Krummich, G.-D. Khoe, H. de Waardt, "26x42.8 DQPSK Transmission with 0.8-bit/s/Hz Spectral Efficiency over 4500-km SSMF using Optical Phase Conjugation", in proc. ECOC'05, Th4.1.5, Glasgow, Scotland, Sept. 25-29 (2005)
- [9] A. H. Gnauck, P. J. Winzer, "Optical Phase-Shift-Keyed Transmission", *IEEE J. Lightwave Technol.*, **23**, 115-130, (2005)

« Bon ben les amis, je crois que ma thèse va bientôt se terminer, et même elle est déjà terminée. Je suis vraiment désolé mais je ne peux plus rien faire pour vous. On continuera la recherche une autre fois ! »

RÉSUMÉ

Les systèmes de transmission de données numériques par fibre optique, multiplexés en longueur d'onde et fonctionnant au débit de 40 Gbit/s par canal, seront bientôt indispensables pour absorber l'augmentation attendue de la demande en capacité, que les systèmes actuels à 10 Gbit/s ne pourront plus assurer. L'étude de technologies avancées permettant leur optimisation est alors indispensable. Pour cela, nous avons d'abord étudié des formats de modulation permettant une propagation optimale des signaux optiques en présence d'une capacité plus élevée. La transmission binaire à profil de phase contrôlé et la modulation de phase sur quatre niveaux répondent à ces critères. Nous avons également étudié les effets de propagation prédominants à 40 Gbit/s, les effets non-linéaires dits intra-canaux. La modulation de phase assure aussi une tolérance accrue à ces effets, qui est exaltée par l'utilisation de l'alternance de polarisation. Nous avons ensuite étudié différents systèmes à 40 Gbit/s. Par ces études nous avons d'abord montré que les systèmes sous-marins conventionnels, conçus pour 10 Gbit/s, peuvent être utilisés à 40 Gbit/s grâce à la modulation de phase et à une compensation de la pente de dispersion. Nous avons ensuite testé des systèmes équipés d'un codage de l'information à l'émission dans le but de diminuer l'impact des effets intra-canaux. Leur performance peut s'améliorer grâce à des modifications minimales de la séquence d'information. Nous avons enfin montré que les systèmes sous-marins de nouvelle génération améliorés, sans fibres compensatrices mais équipés d'un dispositif de conjugaison de phase optique ont le potentiel de surpasser les systèmes existants.

MOTS-CLES : SYSTEMES DE TRANSMISSION OPTIQUE, MULTIPLEXAGE EN LONGUEUR D'ONDE, 40 GBIT/S, FORMATS DE MODULATION, MODULATION DIFFERENTIELLE DE PHASE, EFFETS NON-LINEAIRES INTRA-CANAU, CONJUGAISON DE PHASE OPTIQUE

ABSTRACT

Wavelength-Division-Multiplexed fiber-optic transmission systems working at 40 Gbit/s channel bit rate will soon be essential to follow the expected increasing of capacity demand, that could no more be ensured by existing 10 Gbit/s systems. The study of advanced technologies that could allow the optimization of their performance is then essential. To ensure it, we first have studied modulation formats to be used with high capacity while ensuring optimal transmission. The phase-shaped binary transmission and the differential quaternary phase-shift keying meet these criterions. Furthermore we have studied the predominating nonlinear effects occurring at 40 Gbit/s, the so-called intrachannel nonlinear effects. The phase modulation also allows an high tolerance to these effects, which is enhanced by the use of a polarization alternation. We then have studied advanced systems especially developed for 40 Gbit/s channel bit rate. Through these systems studies, we first have shown that conventional submarine systems, originally developed for 10 Gbit/s bit rate, can be used at 40 Gbit/s bit rate with phase-modulated formats and dispersion-slope compensation. Then we have studied systems comprising an information coding device at the transmitter to allow the impact of intrachannel nonlinear effects to be lower with minimal changes in the original information sequence. Finally, we have shown that improved new-generation submarine systems, without in-line compensating fibers, but which comprise an optical phase-conjugation device, can potentially overlook existing submarine systems.

KEYWORDS : OPTICAL TRANSMISSION SYSTEMS, WAVELENGTH-DIVISION-MULTIPLEXING, 40 GBIT/S, MODULATION FORMATS, DIFFERENTIAL PHASE-SHIFT KEYING, INTRA-CHANNEL NONLINEAR EFFECTS, OPTICAL PHASE-CONJUGATION
