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.

Yann Frignac

▶ **To cite this version:**

Yann 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.. domain_other. Télécom ParisTech, 2003. English. NNT : . pastel-00000688

HAL Id: pastel-00000688
https://pastel.hal.science/pastel-00000688

Submitted on 3 Feb 2005

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 28 avril 2003

Devant l'ECOLE NATIONALE SUPERIEURE DES TELECOMMUNICATIONS

Pour l'obtention

du DIPLOME DE DOCTORAT

Spécialité : Electronique et Communications

Par

Yann FRIGNAC

CONTRIBUTION A L'INGENIERIE DES SYSTEMES DE TRANSMISSION TERRESTRES SUR FIBRE OPTIQUE UTILISANT LE MULTIPLEXAGE EN LONGUEUR D'ONDE DE CANAUX MODULES AU DEBIT DE 40 GBIT/S

Jury :

M. Badr-Eddine BENKELFAT	*Examinateur*
Institut National des Télécommunications	
M. Sébastien BIGO	*Examinateur*
Alcatel centre de Recherche et d'Innovation	
M. Philippe EMPLIT	*Rapporteur*
Université Libre de Bruxelles	
M. Philippe GALLION	*Examinateur*
Ecole Nationale Supérieure des Télécommunication de Paris	
M. Michel JOINDOT	*Rapporteur*
France Télécom Recherche et Développement	

REMERCIEMENTS

Je n'ai pas toujours eu l'occasion de remercier vivement les nombreuses personnes qui ont contribué d'une manière ou d'une autre à mon travail de thèse. Je suis donc heureux de pouvoir le faire ici.

Avant tout chose j'aimerais remercier les gens qui m'ont conduit vers ce travail. Si on remonte brièvement à ma scolarité, j'ai eu la chance d'apprendre les sciences physiques grâce à une succession d'excellents professeurs qui ont donné un cadre à mon goût naturel pour les phénomènes relatifs à la lumière. Je tiens ici à remercier tout particulièrement M. Meignin, M. Detwiller et M. Renard enseignant au lycée et en classe préparatoire dans l'académie de Clermont-Ferrand. Je pense entre autres avoir appris d'eux, les rudiments de ce qu'on sait sur la lumière que ce soit celle des étoiles utile à mes rêves d'enfant ou celle du frigo utile à ma croissance... En tous cas j'essaie de conserver toute la curiosité et la rigueur scientifique qu'ils m'ont transmises. Ensuite les montagnes s'élèvent, les pentes deviennent plus raides et des professeurs grenoblois prennent le relais. J'exprime ici ma gratitude envers Bruno Michelutti, Raymond Reinisch et Germain Chartier pour leur nombreux éclairages pédagogiques sur la biréfringence, l'optique quantique et l'optique non linéaire. Merci en particulier à Germain pour m'avoir donné un avant goût de la correction de manuscrit (...) et m'avoir guidé vers les stages d'écoles d'ingénieur. Le premier s'est déroulé dans les laboratoires de l'IRCOM à Limoges auprès de Claude Froehly que je remercie pour sa vision de l'optique et son initiation aux lasers Titane-Sapphire puis aux effets non linéaires dans les fibres. Le second a eu lieu outre atlantique dans le laboratoire de photonique de William Torruelas (Université de l'état de Washington). Merci à toi William pour ton accueil et ton stage mystérieux et enrichissant à plusieurs points de vue. J'y ai entre autres découvert les miracles de la Beam Propagation Method et de la génération de second harmonique. J'ai un souvenir encore tendu d'une présentation en auvergnanglais devant l'ensemble du laboratoire qui n'a sûrement pas été inutile pour la suite... L'ensemble de ces chercheurs ont su me faire redescendre de mes étoiles vers des sujets à applications terrestres : lire la musique, percer des trous, étudier les mécanismes neurologiques, faire de la phonoluminescence pour améliorer les réactions chimiques ...Je les en remercie. Peu de temps avant d'encadrer mon stage, William Torruelas avait rencontré Jean-Pierre Hamaide à l'école des Houches et il m'avait conseillé de m'adonner à une autre application de l'optique : les télécommunications sur fibres. Merci à toi pour m'avoir orienter à 10000 km de là vers les laboratoires de recherche d'Alcatel à Marcoussis.

Le troisième et dernier stage s'est ainsi déroulé dans le groupe des transmissions terrestres alors dirigé par Jean-Pierre Hamaide auquel j'adresse ma profonde gratitude pour son accueil mais pas seulement. Jean-Pierre, je te remercie pour avoir joué les rôles de guide hiérarchique, d'interlocuteur scientifique et de fournisseur officiel de ressources en tout genre pour les travaux d'équipes. Je pense notamment à la précision avec laquelle tu as défini mon sujet de recherche en stage puis en thèse et à la confiance que tu m'as accordée pour me plonger rapidement dans des projets de recherche vivement sollicités par les équipes de développement. J'ai pu sentir par cette implication, l'intérêt direct de mon travail et en enrichir ma motivation. J'ai aussi été frappé par la rapidité que tu as montrée pour contrôler la cohérence de mes résultats, ca a été utile bien des fois, en particulier concernant le traitement d'un grand nombre

de simulations. Comme quoi la cohérence n'est pas l'unique fait des lasers du labo... Je tiens aussi à remercier Jean-Luc Beylat, alors chef de l'Unité Réseaux Photoniques pour avoir donné son accord administratif pour toutes les démarches contingentes me concernant, pour le stage, la thèse et la dispense de certaines obligations... Merci de m'avoir impliqué très tôt dans les réunions techniques et les conférences internationales au cours desquelles j'ai pu vérifier par l'attention que tu portais à mon logement, l'intérêt que tu exprimais à me voir poursuivre mon travail... En ce qui concerne la deuxième face d'un contrat CIFRE, j'exprime mes sincères remerciements à Philippe Gallion pour m'avoir reçu en directeur de thèse à l'ENST. J'ai apprécié la chaleur de l'accueil de l'école et sa souplesse dans les démarches administratives, j'y reviendrai par la suite.

Je me tourne ensuite vers la personne qui a sans doute le plus assidûment suivi mes travaux de recherche. Je tiens à remercier grandement Sébastien Bigo pour son aide à mon intégration dans l'étude des transmissions terrestres et sa continuelle interaction. Sébastien, je dois dire que ca a été un plaisir de t'avoir comme encadrant direct. Ton écoute et ton calme m'ont permis de travailler dans les meilleures conditions. J'aimerais ici insister sur un des éléments que je retiens comme le plus bénéfique : ta faculté à catalyser mes idées, les améliorer, en susciter d'autres et à m'encourager pour les concrétiser. Seul, je leur aurais souvent pas donnés suite. En outre j'ai beaucoup appris à tes cotés pour la présentation des résultats, l'écriture des publications, la proposition de brevets mais aussi la manière de cuisiner les spaghettis jaunes du laboratoire... On entend souvent qu'une thèse est un apprentissage par la recherche, je pense que grâce à toi cette expression à pour moi pris tout son sens. Sans sortir de mon bureau d'accueil, je voudrais aussi remercier, avec si possible la vivacité qu'est la sienne, Alain Bertaina pour sa brosse à dent. Elle m'a sans aucun doute permis de croquer les travaux massifs de simulations et les expériences de transmission sans déchanter. Deux chapitres de cette thèse repose sur des études numériques et je peux dire ici que je te dois l'art du maniement du logiciel de simulation. Pour rester dans les ustensiles de salle de bain, je garde un souvenir précis de la patience que tu avais à peigner mes programmes pour en démêler les nœuds les plus sournois... J'ai cependant oublié une chose dont tu me parlais souvent : je ne sais plus quelle est la meilleure fibre ? Je ne peux poursuivre mes remerciements sans citer l'auteur du logiciel de simulation, encore présent dans l'immense couloir du B1 : Olivier Audouin, dont je retiens la disponibilité exemplaire. Un problème de simulation se règle à la rapidité de l'écriture de quelques lignes de commande, c'est gratuit et ça marche à toute heure ! J'espère que ma publicité ne sollicitera pas d'autres arrivants dans ton bureau... Pour poursuivre dans l'ensemble des personnes qui m'ont transmis beaucoup de savoir et d'expérience, j'aimerais fortement remercier Denis Penninckx pour son aide scientifique et technique qui a été très enrichissante pour mes travaux. Merci pour ton interaction dans la motivation et l'écriture des brevets. J'aimerais aussi insister sur les bénéfices de ton esprit critique en réunion ou pour la défense des intérêts du groupe. J'entend encore parfois ton rire en provenance de Bordeaux...

Pour la suite, je me vois obligé d'organiser en groupe mes remerciements. Tout d'abord mes collègues de travail des transmissions terrestres. Je tiens à remercier particulièrement mes deux contemporains Stéphanie Lanne et Jean-Christophe Antona, arrivés approximativement au même moment que moi dans le groupe. Je dois leur avouer que je suis allé les voir alternativement pour des commandes Unix ou Mathematica dans le but de masquer tant bien que mal mon ignorance profonde en la matière. Je les remercie pour leur patience face à mes difficultés de mémorisation... Je retiens une interaction d'une grande richesse avec Jean-Christophe. Au sujet des

travaux de simulations, on peut dire qu'à nous deux le parallélisme n'appartient pas qu'aux droites, mais aussi à l'art de ponctionner du travail des machines. J'ai apprécié de pouvoir compter sur toi pour la rationalisation et la formalisation de certaines de mes intuitions ainsi que pour mon anti-dépresseur préféré : le chocolat dont tu sais empiler des couches non minces sur des patatartes... Merci à Stéphanie d'avoir tenté l'apprentissage de la PMD et de Labview sur moi. Je crois que ma note finale est de 10/20 ; je vous laisse deviner où j'ai acquis des points... Merci à Salim Gurib pour la succession du bureau en bois que j'ai ensuite partagé avec Stéphane Gauchard puis Patrice Tran. Merci de m'avoir supporté sans doute comme le plus bruyant des meubles... Je croyais être assez bien disposé pour abattre sagement des travaux fastidieux et laborieux mais j'ai trouvé en Patrice mon maître incontestable. Merci pour ta patience et pour ton apaisant eucalyptus. Sont ensuite venus tel un cocktail multivitaminé Gabriel Charlet, Erwan corbel, Hans Bissessur et Pascal Pecci comme interlocuteurs proches. Je remercie ici pleinement Gabriel comme compagnon énergique et rapide au laboratoire à la suite de Sébastien et d'Alain. Je pense qu'aujourd'hui il m'a pleinement battu sur le nombre de taux d'erreurs, de rapports signal à bruit mesurés ou sur le nombre de tiroirs laser échangés... Si je tiens aussi à remercier Erwan, ce n'est pas seulement parce que je crains qu'il révèle son relevé de mes jeux de mots les plus honteux mais surtout parce qu'il pense que je peux encore lui apporter des conseils sur les transmissions optiques... Merci à Hans pour son interaction fructueuse sur les formats de modulation. Si vous constatez qu'une phrase de ce manuscrit n'est pas écrite en langue française, vous pouvez lui accorder une seconde chance en lui demandant s'il s'agit pas d'une quelconque autre langue. Merci enfin à Pascal, dont je retiens en plus du sourire permanent, la ténacité du tennis man dans nos échanges pour la création d'un programme de simulations sur les formats... Dans tous les cas c'est un service canon qu'il vous rend. J'étend mes remerciements à l'ensemble du groupe des transmissions dont chaque membre a contribué à rendre mon travail plus agréable. Merci notamment aux artistes de mes bureaux voisins Jean-Pierre Thiery et Laurent Pierre ainsi qu'à Gaelle Lemeur même si sa rapidité à la publication de manuscrit a fait peine à la mienne...

Des travaux sur les systèmes de transmission nécessitent des interactions incessantes avec un grand nombre de groupes aux compétences variées. Je remercie en premier lieu les personnes qui complétaient l'ancienne Unité Réseaux Photoniques pour leur aide précieuse dans les travaux expérimentaux. Il s'agit des gens de l'amplification optique de la régénération et des actuels groupes de l'unité SART. Je tiens aussi à remercier, les membres émérites du secrétariat : Evelyne Raimbault et Béatrice Carles pour leur aide soutenue et prolongée aux publications, brevets, déplacements et j'en passe... Ces personnes, dont la localisation physique du B1 est peut être la meilleure manière de les réunir, ont toutes contribuées à m'offrir un cadre de travail à l'ambiance exemplaire. Les couloirs sont longs mais toutes les portes sont ouvertes et les poignées de mains franches, en particulier celle de Bruno Lavigne qui rend carrées les mains aussi bien que les signaux régénérés. Parmi cet ensemble je remercie tout spécialement l'assemblée des mes contemporains thésards : Alain Bertaina, Bruno Dany, Fabien Roy, Fréderic Needam, Erwan Pincemin, Thierry Zami, Patricia Guerber, Richard Douville, Laurent Ciavaglia, Gaelle Lemeur, Anne Durecu et Fréderic Seguineau qui m'ont accompagné dynamiquement dans les travaux de recherche et les conférences. Merci à Bruno pour nos échanges joyeux sur les transmissions à 40 Gbit/s ainsi que pour ton art à réaliser les choses en y mettant les meilleures formes... Je voudrais remercier également ici Thierry Zami pour son aide forte aux simulations. Je sais que je peux compter sur toi si je veux un avis technique des plus carrés et des

plus clairs. J'exprime également de sincères remerciements envers les unités de recherche d'UFC, d'Alcatel Cable, d'Alcatel SEL à Stuttgart ainsi qu'envers les équipes de développement des établissements de Villarceaux. Sans énumérer malheureusement les noms des personnes concernées, je tiens cependant à souligner la chance que j'ai eue de pouvoir échanger agréablement avec autant d'interlocuteurs techniques. Je remercie aussi grandement toute l'équipe de l'ENST, notamment Yves Jaouen et Didier Erasme pour leurs échanges ainsi que Laurent Du Mouza pour sa démonstration sur l'électrostriction. Merci enfin aux stagiaires, Arnaud Cauvin, Antoine Pichot et d'autres pour leur contribution.

Je tiens maintenant à adresser mes remerciements envers des collègues que j'ai essentiellement côtoyé lors d'activités que je pourrais qualifier abusivement d'extra scolaires. Merci à Michel Chbat pour avoir introduit à Alcatel l'Ultimate frisbee, un nettoyage régulier des toxines le vendredi et merci à tout un chapelet de disquaires adhérents qui ont fait tourner l'activité avec la plus grande vivacité. Merci à Alain, Thierry, Stephane, Bruno, Fabien, Gabriel, les Sophies et les Laurents, Eric, Richard, Pascal, Erwan, Julien et beaucoup d'autres. C'était l'occasion de passer de très bons moments ensemble et d'animer quelques controverses tactiques... Merci infiniment à mes amis du labo amplification pour la pose thé, essentielle à ma régénération de fin d'après-midi. Je pense ici aux spécialistes de la soudure optique et sociale, Jean et Sophie ainsi qu'à Fabien, Anne et Stéphanie. Merci également à mes compagnons du trajet francilien qui m'ont aidé à supporter la ronde quotidienne des villages locaux, Serge, Yann, Laurent, Stéphanie, Hans ainsi qu'à ceux qui me l'ont parfois évité, Jean-Christophe, François et notre fin gourmet Christian dont j'espère que la récente habitude à remplacer les chocolats de son bureau par des cailloux ne s'éternisera pas.

Pour terminer je remercie sincèrement les membres du jury pour leur disponibilité à juger de mes recherches en thèse, Sébastien Bigo, Philippe Gallion, Badr-Eddine Benkelfat, Philippe Emplit et Michel Joindot. Merci à ces derniers rapporteurs pour leur effort de lecture d'un manuscrit que j'avoue assez conséquent. La précision et la pertinence de leurs corrections m'ont honoré.

Sachant que je n'ai pu citer directement la totalité des personnes intervenues, je vous remercie une dernière fois en globalité tant ces trois années ont été d'une grande richesse technique et humaine pour ma première expérience professionnelle.

TABLE DES ACRONYMES ET ABREVIATIONS

Acronymes	**Signification anglaise**	**Traduction française**
ADSL	Asymetric Digital Subscriber Line	Ligne numérique d'abonné à débit dissymétrique
AO	Acousto-optic	Acousto-optique
ASE	Amplified Spontaneous Emission	Emission spontanée amplifiée
AT&T	American Telephone and Telegraph	
AWG	Arrayed Waveguide Grating	
BER	Bit Error Rate	Taux d'erreurs binaire
BLA	voir VSB	Bande Latérale Atténuée
CFBG	Chirped Fiber Bragg Grating	
CS-RZ	Carrier-Suppressed Return to Zero	Retour à zero sans fréquence porteuse
DCF	Dispersion Compensating Fiber	Fibre compensatrice de dispersion
DGD	Differential Group Delay	Temps de groupe différentiel
DGE	Dynamic Gain Equalizer	Egaliseur de gain dynamique
DM	Dispersion Management	Gestion de dispersion
Démux.	Demultiplexer	Démultiplexeur
DPSK	Differential Phase Shift keying	Modulation de phase différentielle
DSF	Dispersion-Shifted Fiber	Fibre à dispersion décalée
DWDM	Dense-Wavelength Division Multiplexing	Multiplexage dense en longueur d'onde
EAM	Electro-Absorption Modulator	Modulateur à electro-absorption
ECOC	European Conference on Optical Communication	Conférence eiropéenne sur les communications optiques
EDFA	Erbium Doped Fiber Amplifier	Amplificateur à fibre fopée à l'Erbium
e-LEAF	enhanced-Large Effective Area Fiber	Fibre à large surface effective améliorée
E-PSBT	Enhanced-Phase-Shaped Binary Transmission	Transmission binaire à profil de phase contrôlée à extinction améliorée
ESNR	Electrical Signal to Noise Ratio	Rapport Signal à Bruit Electrique
ETDM	Electrical Time Division Multiplexing	Multiplexage temporel électrique
FEC	Forward Error Correction	Correction d'erreurs
FECC	Forward Error Correcting Code	Code correcteur d'erreurs
FFT	Fast Fourier Transform	Transformée de Fourier Rapide
FWHM	Full Width Half Maximum	Largeur à mi-hauteur
FWM	Four Wave Mixing	Mélange à quatre ondes
GVD	Group Velocity Dispersion	Dispersion de vitesse de groupe

HOM	High Order Mode Fiber	Fibre à Mode d'Ordre Supérieur
IFBG	Integrated Fiber Bragg Gratings	Fibre à réseau de Bragg integré
i-FWM	intra-channel Four Wave Mixing	Mélange à quatre ondes bit à bit d'un canal
IM-DD	Intensity Modulation – Direct Detection	Modulation d'intensité – Détection directe
InP	Indium Phosphide	Phosphure d'indium
ISD	Information Spectral Density	Densité Spectrale d'Information
ITU	International Communication Union	Union Internationale des Télécommunications
i-XPM	intra-channel Cross Phase Modulation	Modulation de phase bit à bit d'un canal
JNOG		Journée Nationales d'Optique Guidée
KDD	Knowledge Data Discovery	
LEAF	Large Effective Area Fiber	Fibre à large surface effective
MI	Modulation Instability	Instabilité de modulation
MPEG	Motion Picture Expert Group	Groupe d'experts spécialistes en compression d'images animées
Mux.	Multiplexer	Multiplexeur
M-Z	Mach-Zehnder	Modulateur Mach-Zehnder
NEC	Nippon Electric Company	
NLSE	Non-Linear Shödinger Equation	Equation de Shrödinger non-linéaire
NRZ	Non-Return to Zero	Non retour à zero
NT&T	Nippon Telegraph and Telephone	
NZDSF	Non-Zero Dispersion Shifted Fiber	Fibre à dispersion décalée non nulle
OAA	Optical Amplifiers and their Applications	Conférence sur les amplificateurs optiques et leurs applications
OBPF	Optical Band-Pass Filter	Filtre optique à bande passante
OCEAN	Optical Communication Emulator for Alcatel Networks	Emulateur de communications optiques pour les Réseaux Alcatel
OFC	Optical Fiber Communication Conference	Conférence sur les communications sur fibre optique
OSNR	Optical Signal to Noise Ratio	Rapport Signal à Bruit Optique
OTDM	Optical Time Division Multiplexing	Multiplexage temporel optique
PBS	Polarisation Beam Splitter	Séparateur de polarisation
PDL	Polarisation Dependent Loss	Perte dépendant de la polarisation
PDM	Polarisation Division Multiplexing	Multiplexage en polarisation
PMD	Polarisation Mode Dispersion	Dispersion de mode de polarisation
PMF	Polarisation Maintaining Fiber	Fibre à maintien de polarisation
PRBS	Pseudo-Random Bit Stream	Sequence binaire pseudo-aléatoire
PSBT	Phase-Shaped Binary Transmission	Transmission binaire à profil de phase contrôlée
PSP	Principal State of Polarisation	Etats principaux de polarisation

RIN	Relative Intensity Noise	Bruit Relatif d'Intensité
RZ	Return-to-Zero	Retour à zero
SBS	Stimulated Brillouin Scattering	Diffusion Brillouin stimulée
SDM	Space-Division Multiplexing	Multiplexage spatial
SI-SRS	Self-Induced Stimulated Raman Scattering	Diffusion Raman stimulée auto-induite
SMF	Single Mode Fiber	Fibre monomode
SNR	Signal-to-Noise Ratio	Rapport signal sur bruit
SOA	Semiconductor Optical Amplifier	Amplificateur à semiconducteur
SPM	Single Phase Modulation	Auto-modulation de phase
SRS	Stimulated Raman Scattering	Diffusion Raman stimulée
SSFM	Split Step Fourier Method	Méthode de Fourier à pas séparés
TDM	Time-Division Multiplexing	Multiplexage temporel
TW-RS	True Wave - Reduced-Slope	Fibre True Wave à pente réduite
ULH	Ultra Long Haul	Trés longue portée
VIPA	Virtually-Imaged Phase Array	
VSB /BLA	Vestigial Side-Band	Bande Latérale Atténuée
WDM	Wavelength Division Multiplexing	Multiplexage en longueur d'onde
XPM	Cross-Phase Modulation	Modulation de phase croisée

TABLE DES MATIERES

REMERCIEMENTS **5**

TABLE DES ACRONYMES ET ABREVIATIONS **11**

TABLE DES MATIERES **15**

INTRODUCTION **21**

I. CONTEXTE TECHNOLOGIQUE DE LA THESE 22
I.1. Bref historique des technologies de transmission sur fibres optiques 22
I.2. Etat de l'art des expériences de transmission sur fibres optiques 23
I.2.1. Etat de l'art en début de thèse 23
I.2.2. Technologies et applications émergentes en cours de thèse 25

II. CONTEXTE DES TELECOMMUNICATIONS 29

III. DEFINITION ET ENJEUX DE LA THESE 31

CHAPITRE 1 : GENERALITES SUR LES SYSTEMES DE TRANSMISSION OPTIQUE TERRESTRES **39**

I. PROPAGATION GUIDEE DANS LES FIBRES OPTIQUES 44
I.1. Onde lumineuse modulée. 44
I.2. La fibre optique comme milieu de propagation 45
I.3. Définition des puissances utiles dans les systèmes de transmission 48
I.4. Effets de propagation linéaires 49
I.4.1. Les pertes de la fibre optique 49
I.4.2. La dispersion chromatique 51
I.4.3. La dispersion modale de polarisation 54
I.4.4. Evolution linéaire de l'enveloppe du champ électrique 57
I.5. Champs électriques partiels et changements de variable intéressants dans les systèmes WDM 58
I.6. Effets non-linéaires 60
I.6.1. Effet Kerr 60
I.6.1.1. L'automodulation de phase (SPM : Self-Phase-Modulation) 63
I.6.1.2. Modulation de phase croisée : XPM (Cross-Phase-Modulation) 65
I.6.1.3. Gain paramétrique, mélanges à quatre ondes et instabilité de modulation 68
I.6.1.4. Effets intra-canaux, i-XPM, i-FWM 70
I.6.2. Effets Raman et Brillouin 73
I.6.2.1. Effet Brillouin, electrostriction 73
I.6.2.2. Effet Raman (SI-SRS) 75
I.7. Equation de propagation et longueurs caractéristiques 78
I.7.1. Equation de propagation 78
I.8. Méthodes numériques de simulation de la propagation 79

II. TRANSMISSIONS NUMERIQUES SUR FIBRE OPTIQUE ET TECHNOLOGIES ASSOCIEES 81
II.1. Composants d'émission 83
II.1.1. Sources laser continues 83
II.1.2. Modulation des sources laser 84
II.1.3. Formats de modulation 86
II.2. Techniques de multiplexage et démultiplexage 88
II.2.1. Multiplexage 88
II.2.2. Démultiplexage WDM et filtrage optique 90
II.2.3. Diaphotie linéaire associée au multiplexage / démultiplexage en longueur d'onde 91

II.3. Composants de la ligne de transmission : compensation des effets physiques de la fibre de ligne 92
II.3.1. Amplification 92
II.3.2. Amplification discrète par des EDFAs 92
II.3.3. Amplification Raman distribuée 95
II.3.4. Contribution au bruit optique d'une chaîne d'amplificateurs produisant du bruit d'émission spontanée amplifié 97
II.3.4.1. OSNR d'un EDFA double étage avec des pertes internes *99*
II.3.4.2. OSNR d'un système de transmission à amplification optique régulière. *100*
II.3.5. Compensation de dispersion chromatique 100
II.3.6. Réduction de l'impact des effets non-linéaires par la gestion de dispersion chromatique 102
II.4. Détection directe 103
II.5. Codes Correcteurs d'erreurs 105

III. CRITERES ET METHODES D'EVALUATION DE LA QUALITE DES SYSTEMES DE TRANSMISSION OPTIQUE WDM. 105
III.1. Critères Globaux 106
III.1.1. Taux d'erreurs binaires. 106
III.1.2. Facteur Q 107
III.1.3. Courbes de taux d'erreurs, sensibilité, pénalité sur la sensibilité 110
III.1.3.1. Courbes de taux d'erreurs *110*
III.1.3.2. Sensibilité et pénalité sur la sensibilité *111*
III.1.4. Diagramme de l'œil 112
III.2. Critères liés à des dégradations particulières 114
III.2.1. Phénomènes aléatoires, bruits et rapport signal sur bruit 114
III.2.2. Phénomènes déterministes 117
III.3. Modélisation de la qualité des systèmes de transmission WDM terrestres et correspondance des critères de qualité. 120
III.3.1. Synthèse des critères de qualités dans un modèle 120
III.3.1.1. Evaluation du taux d'erreurs de chaque canal par le facteur de qualité en amplitude. *120*
III.3.1.2. Calcul analytique des variances σ_1 et σ_0 des niveaux dues au bruit d'ASE *120*
III.3.1.3. Intervention des différentes contributions dans la qualité globale, facteur de qualité Q'. *123*
III.3.2. Correspondances des critères de qualité : 126
III.4. Méthodes numériques et expérimentales 129
III.4.1. Principe des simulations numériques 129
III.4.2. Principe des méthodes expérimentales 130
III.4.3. Particularités et intérêt des deux approches 132

CONCLUSION DU CHAPITRE 1 133

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 1 134

CHAPITRE 2 : AUGMENTATION DE LA CAPACITE GLOBALE DES SYSTEMES DE TRANSMISSION 139

I. INTRODUCTION : METHODES D'AUGMENTATION DE LA CAPACITE GLOBALE ET DENSITE SPECTRALE 144

II. DENSITE SPECTRALE ET FILTRAGE OPTIQUE A LA RECEPTION 146
II.1. Constatation expérimentale 146
II.2. Principe des simulations 148
II.3. Etude du filtrage optique à la réception 151
II.3.1. Cas d'un seul canal filtré 151
II.3.2. Analyse du filtrage en bande latérale atténuée à la réception 153
II.3.3. Analyse du filtrage optique en réception pour une configuration WDM 154

III. FILTRAGE BLA ET ALLOCATION PARTICULIERE DE LONGUEUR D'ONDE 158
III.1. Principe et optimisation 158
III.1.1. Principe 158
III.1.2. Dissymétrie spectrale du filtrage BLA 159
III.1.2.1. Observations expérimentales *159*
III.1.2.2. Filtrage asymétrique *161*

III.1.2.3. Influence de la dispersion chromatique et de la réponse en phase du filtre optique 163
III.1.2.4. Influence du chirp du modulateur 165
III.1.3. Optimisation de l'allocation en longueur d'onde 167
III.1.4. Optimisation de l'asymétrie du filtrage 169
III.2. Tolérances du filtrage BLA pour une allocation en longueurs d'onde alternée 170

IV. FILTRAGE OPTIQUE A L'EMISSION 172
IV.1. Principe et intérêt du filtrage à l'émission 172
IV.2. Etude du filtrage à l'émission par simulations numériques 174
IV.3. Usage de composants *entrelaceurs* spécifiques 176

V. DENSITE SPECTRALE, FORMATS ET DEBITS DE MODULATION 179
V.1. Densité spectrale et format de modulation 179
V.1.1. Formats de modulation à faible largeur spectrale 179
V.1.2. Formats de modulation et filtrage BLA 181
V.2. Densité spectrale et débit de modulation 182

VI. DENSITE SPECTRALE ET MULTIPLEXAGE EN POLARISATION 184
VI.1. Principe du multiplexage et démultiplexage en polarisation 184
VI.2. Allocations particulières de longueur d'onde et filtrage BLA dans une configuration de multiplexage en polarisation des canaux 188
VI.2.1. Principe 188
VI.2.2. Optimisation par simulations numériques 189
VI.2.3. Vérifications expérimentales 191

CONCLUSIONS DU CHAPITRE 2 193

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 2 196

CHAPITRE 3 : EFFETS NON-LINEAIRES ET GESTION DE DISPERSION CHROMATIQUE 199

I. EFFETS NON-LINEAIRES ET GESTION DE LA DISPERSION CHROMATIQUE DE LIAISONS TERRESTRES AU DEBIT DE 40 GBIT/S 204
I.1. Optimisation de la gestion de dispersion pour des transmissions à canal unique modulé à 40Gbit/s 207
I.1.1. Principe et schéma des simulations numériques 207
I.1.2. Mode de présentation des résultats de simulation massive de transmission 210
I.1.3. Résultats bruts des simulations 212
I.1.4. Résultats concernant la dispersion résiduelle 215
I.1.4.1. Première règle de gestion de dispersion : optimisation de la dispersion résiduelle 215
I.1.4.2. Influence des fibres de compensation 221
I.1.4.3. Tolérances à la dispersion résiduelle en présence d'effets non-linéaires 222
I.1.5. Lien entre la pré-compensation et la compensation en ligne de dispersion 224
I.1.5.1. Règle empirique liant la pré-compensation et la compensation en ligne 224
I.1.5.2. Critère d'optimisation de la gestion de dispersion chromatique 228
I.1.5.3. Déduction de la règle empirique à partir du modèle analytique basé sur la conversion phase-intensité 239
I.1.5.4. Déduction des gestions de dispersion optimales pour le cas idéal d'une fibre sans perte ou en présence d'amplification Raman distribuée 240
I.1.5.5. Influence du chirp à l'émission 243
I.1.6. Compensation de dispersion en ligne, résonance d'effets non-linéaires et régime d'impulsions rapidement dispersées 244
I.2. Seuils en puissance dus aux effets non-linéaires pour des transmissions à canal unique 248
I.3. Simulations numériques de transmissions WDM Nx40Gbit/s 251
I.3.1. Simulations de transmissions 5x40 Gbit/s 252
I.3.1.1. Principe et résultats bruts des simulations 252
I.3.1.2. Influences des effets non-linéaires croisés sur la gestion de dispersion chromatique 255
I.3.1.3. Influence des effets non-linéaires croisés sur les seuils en puissance 258
I.3.2. Simulations de transmission 40x40 Gbit/s 259
I.3.2.1. Principe des simulations 259

I.3.2.2. Influence de la pente de dispersion chromatique et prévisions à partir des résultats de simulation de transmission à canal unique 260
I.3.2.3. Résultats des simulations de transmission 40x40 Gbit/s 265

II. INFLUENCE DU DEBIT ET DU FORMAT DE MODULATION SUR L'IMPACT DES EFFETS NON-LINEAIRES ET LA GESTION DE LA DISPERSION CHROMATIQUE DE LIAISONS TERRESTRES 268
II.1. Etude de l'influence du débit de modulation 268
II.1.1. Principe des simulations 268
II.1.2. Résultats bruts 270
II.1.3. Remarques sur la validité des règles de gestion de dispersion lorsqu'on change le débit de modulation 273
II.1.4. Evolution des seuils en puissance et observation importante sur la performance des transmissions à canal unique 273
II.2. Etude de l'influence du format de modulation 276
II.2.1. Comparaison RZ/NRZ pour les transmissions à 40 Gbit/s à canal unique 276
II.2.1.1. Règle de gestion de dispersion sur la dispersion résiduelle 276
II.2.1.2. Pré-compensation et compensation en ligne 277
II.2.2. Comparaison RZ/NRZ pour les transmissions 40 x 40 Gbit/s, intérêt d'un filtrage à l'émission 279
II.2.3. Comparaison RZ/CS-RZ pour les transmissions à 160 Gbit/s à canal unique 282
II.2.3.1. Principe des simulations 282
II.2.3.2. Résultats de simulations : Influence de la largeur d'impulsions ou de sauts de phase pour la réduction des effets non-linéaires intra-canaux sur la gestion de dispersion et la performance de transmission 283
II.2.4. Etude en fonction du débit de modulation de l'impact du choix de format de modulation pour les transmissions à canal unique 285

CONCLUSIONS DU CHAPITRE 3 ..... **287**

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 3 ..... **291**

CHAPITRE 4 : EXPERIENCES DE TRANSMISSION TERRESTRE A TRES HAUTE CAPACITE **295**

I. EXPERIENCES DE TRANSMISSION A 5.1 TBIT/S SUR 300 KM PUIS 1500 KM 300
I.1. Expérience de transmission à 5.12 Tbit/s sur 300 km [174] 301
I.1.1. Principe 301
I.1.2. Résultats de transmission sur 300 km 304
I.1.3. Technologies clefs permettant d'atteindre cette performance de transmission 305
I.1.3.1. Gestion des puissances des canaux dans la ligne de transmission 305
I.1.3.2. Compensation et gestion de dispersion 307
I.1.3.3. Filtrage en bande latérale atténuée et allocation de longueurs d'onde 308
I.2. Evolution en distance jusqu'à 1200-1500 km [176] 310

II. EXPERIENCES DE TRANSMISSION A 10.2 TBIT/S SUR 100 KM PUIS 300 KM 315
II.1. Transmissions à 10.2 Tbit/s sur 100 km [180] 315
II.1.1. Principe et description du montage expérimental 315
II.1.2. Résultats de transmission sur 100 km 318
II.2. Transmission sur 300 km [184] 319
II.2.1. Principe 319
II.2.2. Résultats 323

III. PETIT HISTORIQUE DES EXPERIENCES DE TRANSMISSION TERRESTRES WDM NX40 GBIT/S 324
III.1. Bibliographie des transmissions terrestres WDM Nx40 Gbit/s à haute capacité 324

CONCLUSION DU CHAPITRE 4 ..... **327**

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 4 ..... **328**

CONCLUSION GENERALE **333**

TABLE DES FIGURES **337**

PUBLICATIONS ANNEXÉES **349**

BIBLIOGRAPHIE DE L'AUTEUR **373**

INTRODUCTION

Si on réfléchit aux points marquants de l'évolution technologique de ce changement de millénaire, on peut sans aucun doute mettre en avant l'essor incroyable des télécommunications par l'utilisation de téléphones fixes ou mobiles, de la radio et de la télévision, d'ordinateurs permettant des échanges de données par l'Internet, de distributeurs bancaires et d'autres encore. Cette évolution récente soulève des interrogations fortes ayant trait aux conséquences sociologiques et économiques d'un tel essor. Outre ces interrogations sur les conséquences des télécommunications, la réalisation physique de structures permettant des échanges d'informations variés et quasi-instantanés entre un grand nombre d'entités géographiquement éloignées est un défi technologique de taille. Ce dernier offre un grand nombre de sujets d'études parmi lesquels s'inscrit le travail de recherche présenté dans ce mémoire de thèse.

Pour répondre au défi technologique des télécommunications, on pourrait imaginer des liens directs et de longueurs quelconques entre tous les utilisateurs cherchant à communiquer. Cependant les réalités physiques et économiques imposent une solution différente comprenant un rassemblement d'informations générées à l'échelle des utilisateurs, des voies de transmission de longue portée regroupant ces diverses informations et enfin, leur subdivision vers les destinataires. L'étude menée ici porte sur ces voies de transmission massives. Il s'agit de transmissions entre villes d'un même continent, dites transmissions terrestres qui s'échelonnent sur des distances d'environ 200 km à 5000 km.

A ce jour, les technologies les plus adaptées pour cette application particulière sont la génération de signaux lumineux codés numériquement et leur propagation par des fibres optiques permettant de guider un grand nombre de ces signaux sur des distances avoisinant la centaine de kilomètres avant d'avoir à les ré-amplifier. Le codage numérique est réalisé le plus souvent par une séquence temporelle d'états parmi deux états possibles : allumé et éteint, ou rouge et vert par exemple pour des signaux lumineux. Ces états sont nommés états binaires ou bits et notés numériquement par 0 ou 1. Un débit d'information binaire peut alors être quantifié en nombre de bit transmis par seconde (bit/s). Cette solution numérique vient assez naturellement dès lors qu'elle permet de fournir un message universel provenant de la traduction et de l'association de type de communications différents (multimédia), et peu sensible aux parasites physiques de la chaîne de transmission. Enfin, la lumière est adaptée aux phénomènes rapides et à la propagation quasi instantanée sur de très longues distances.

Le travail de recherche présenté ici se focalisera donc sur les systèmes de transmission terrestres de données numériques sur fibres optiques et en particulier sur l'augmentation du débit d'information transmis sur de telles liaisons. L'introduction suivante présente premièrement le contexte technologique par un bref historique suivi de l'état de l'art des expériences réalisées en début et cours de thèse, puis expose les enjeux de la thèse relatifs au contexte des télécommunications actuel. Les choix d'études effectués en conséquence pour définir les améliorations à apporter aux futurs systèmes de transmission y seront alors explicités.

I. Contexte technologique de la thèse

Le contexte technologique est décrit tout d'abord par un historique très rapide qui met en évidence les technologies clefs de l'évolution des transmissions sur fibres optiques. Ensuite, une analyse de la bibliographie des expériences de transmissions depuis 1995 indiquera l'état de l'art avant la thèse et permettra de dégager les technologies émergentes en cours de celle-ci. De plus amples informations pourront être extraites dans les ouvrages spécialisés du domaine ou articles de journaux [1],[2],[3],[4].

I.1. Bref historique des technologies de transmission sur fibres optiques

L'idée de transmettre des données 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 valide actuellement d'environ 0.2 dB/km en 1984 qui rend les fibres optiques très compétitives pour les transmissions longue portée par rapport à d'autres technologies possibles comme les câbles coaxiaux. La figure 1 décrit l'évolution, de 1970 à 2000, de la performance des transmissions sur fibres optiques en terme de leur produit capacité d'information fois distance de transmission. On constate une multiplication par 10 tous les quatre ans de ce produit pour les systèmes optiques ! Cette croissance est assurée grâce à différentes technologies clefs que nous allons énumérer.

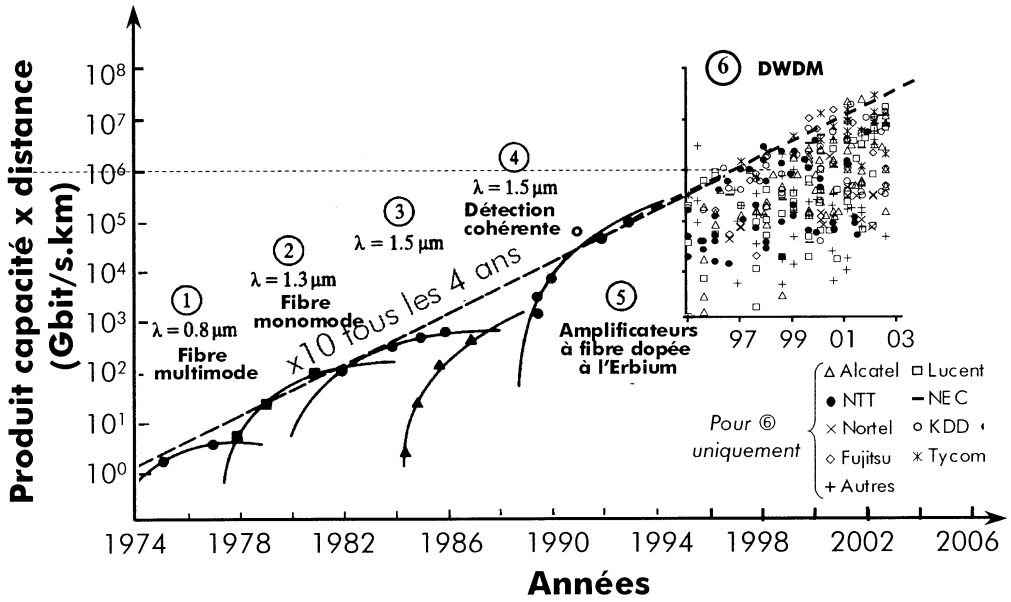


figure 1 : Evolution du produit capacité x distance des systèmes de transmission sur fibres optiques et technologies associées (d'après [1]).

La première consistait en des systèmes de transmission sur fibre optique comprenant plusieurs modes de propagation (fibres multimodes) autour d'une longueur d'onde de 0.8 µm et acheminant 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 semiconducteur émettant à 1.3 µm, longueur d'onde à laquelle la distorsion du signal optique due à la dispersion chromatique des fibres optiques est faible. Les systèmes ainsi conçus pouvaient transmettre des débits de l'ordre de 1 Gbit/s mais les distances 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 les plus faibles (de 0.2 dB/km) a ensuite été exploitée, autour de la longueur d'onde de 1.55 µm menant à des transmissions de capacité d'environ 2 Gbit/s ③,④. La difficulté liée aux distorsions du signal dues à la dispersion chromatique est contournée grâce à la conception de fibres à dispersion décalée (DSF : *Dispersion Shifted Fiber*) ayant une dispersion quasi nulle aux longueurs d'onde de fonctionnement. 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 un 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 pour revenir à des systèmes utilisant une détection directe (DD : *Direct Detection*).

Une nouvelle génération de systèmes est alors apparue grâce aux amplificateurs à fibres dopées à l'erbium (EDFA : *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 10Gbit/s sur des distances de 9000km. 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 à un seul canal. La séquence temporelle des bits d'un canal est obtenue par multiplexage temporel (TDM : *Time Division Multiplexing*) de séquences de bits à des débits inférieurs.

Enfin, la technologie dite du multiplexage dense en longueur d'onde (DWDM : *Dense 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 voit le jour ⑥. Celle-ci est rendue possible grâce à la large bande passante des fibres optiques et la grande bande d'amplification des EDFA autour de 1.55 µm. Elle permet de démultiplier la capacité totale des systèmes par sommation de la capacité transmise par chaque canal de transmission. La partie ⑥ de la figure 1.1 détaille les expériences de transmissions réalisées sur la base de la technologie WDM entre 1995 et 2002. Nous pouvons constater que cette technique permet de prolonger la progression des performances de transmission au même rythme que les précédentes. Les principaux acteurs de ces démonstrations de transmission sont Lucent Technologies, AT&T (*American Telephone and Telegraph*), Alcatel, NTT (*Nippon Telegraph and Telephone*), NEC (*Nippon Electric Company*), KDD (*Knowledge Data Discovery*), Nortel, Fujistu et Tycom. D'autres technologies viennent cependant soutenir le multiplexage en longueur d'onde durant cette période. Celles-ci seront précisées au paragraphe I.2.2.

I.2. Etat de l'art des expériences de transmission sur fibres optiques

I.2.1. Etat de l'art en début de thèse

En février 2000, environ une dizaine d'expériences ont déjà démontré des transmissions terrestres à des débits totaux supérieurs au Terabit/s ! Elles étaient obtenues par multiplexage de canaux modulés au débit de 10, 20 ou 40 Gbit/s. Le

débit de modulation d'un canal parmi un ensemble de canaux multiplexés en longueur d'onde est appelé *granularité* de la transmission WDM. Citons tout d'abord les transmissions à *granularité* de 10Gbit/s réalisée par Lucent en février 1998 par multiplexage de 100 canaux [5] et d'Alcatel en septembre 1999 avec 150 canaux [6], toutes deux sur quatre tronçons de 100 km de fibre. La transmission de NTT comprenait 100 canaux et atteignait une distance de 1040 km, franchissant alors la barre du Petabit.s^{-1}.km de produit capacité-distance en septembre 1999 [7]. Ces expériences menées sur de larges bandes optiques (jusqu'à 60 nm) incorporaient des EDFA capables d'amplifier le signal optique en bande d'amplification C et L respectivement de 1530 nm à 1562 nm et de 1570 à 1602 nm et même une amplification distribuée par adjonction de pompage optique par effet Raman [6].

D'autres transmissions ont atteint une capacité totale supérieure au Terabit/s mais avec une *granularité* de 20Gbit /s cette fois. Il s'agissait des expériences de NEC, utilisant un format de modulation particulier à trois niveaux (duobinaire), à très haute capacité pour celle réalisée en 1996 [8], avec 132 canaux (débit total de 2.64 Tbit/s) ou à très haute densité spectrale en 1998 [9], comprenant 64 canaux multiplexés en longueur d'onde et en polarisation (PDM : Polarization Division Multiplexing). La densité spectrale correspond au nombre d'informations transmises (quantifiées en bit) par seconde et par unité de bande optique et s'exprime généralement en bit/(s.Hz). Elle permet donc de quantifier facilement l'efficacité d'utilisation de la bande optique. Elle atteignait une valeur de 1 bit/(s.Hz) pour cette dernière expérience. Par ailleurs, une autre transmission démontrée à France Telecom qui, contrairement au deux précédentes s'étendait sur une centaine de kilomètres, atteignait une distance de 1000km avec un multiplexage de 100 canaux à 20Gbit/s en mars 1999 [10].

Enfin, le champ des transmissions d'une capacité totale supérieure à 1 Tbit/s avec un débit par canal de 40Gbit/s, est ouvert par Lucent avec une expérience à 30 canaux sur 85 km en 1998 [11] puis 25 canaux sur 340 km en mars 1999 [12] jusqu'à atteindre une capacité de 1.6Tbit/s en septembre de la même année avec 40 canaux sur 400km [13]. Les canaux à 40Gbit/s résultaient d'un multiplexage temporel optique (OTDM : Optical Time Division Multiplexing) de canaux générés par modulation électro-optique à 20Gbit/s à l'émission et étaient demultiplexés optiquement au niveau du récepteur pour être analysés à un débit de 20 Gbit/s [11], [12]. Un émetteur de canaux à multiplexage temporel électrique (ETDM : Electrical Time Division Multiplexing) a été utilisé pour [13], en combinant quatre tributaires à 10Gbit/s.

Les fibres utilisées pour ces transmissions ne sont plus des fibres à dispersion décalée (DSF), au sein desquelles les dégradations du signal dues aux effets non-linéaires entre canaux devenaient trop limitantes, mais des fibres standards (SSMF : Standard Single Mode Fiber ou SMF) ou à dispersion décalée non nulle (NZDSF : Non-Zero Dispersion Shifted Fiber). La dispersion de ces dernières fibres est alors compensée par l'addition de modules de fibre compensatrice de signe de dispersion chromatique opposé à celui de la dispersion de la fibre de ligne.

Pour synthétiser l'ensemble des nombreuses transmissions terrestres publiées nous avons reporté en figure 2, leur produit capacité-distance à partir de 1995 incluant des expériences réalisées avant et en cours de thèse. Les principaux acteurs de ces transmissions ont été Lucent, NTT et Alcatel (partie gauche de la figure 2). Les débits par canal utilisés dans les transmissions qui ont montré les meilleurs performances étaient principalement les débits de 10Gbit/s et 20Gbit/s avant 1999 puis, comme l'on peut voir sur la partie droite de la figure 2, ces débits ont laissé la place au débit de 40Gb/s en ce qui concerne ces expériences de recherche.

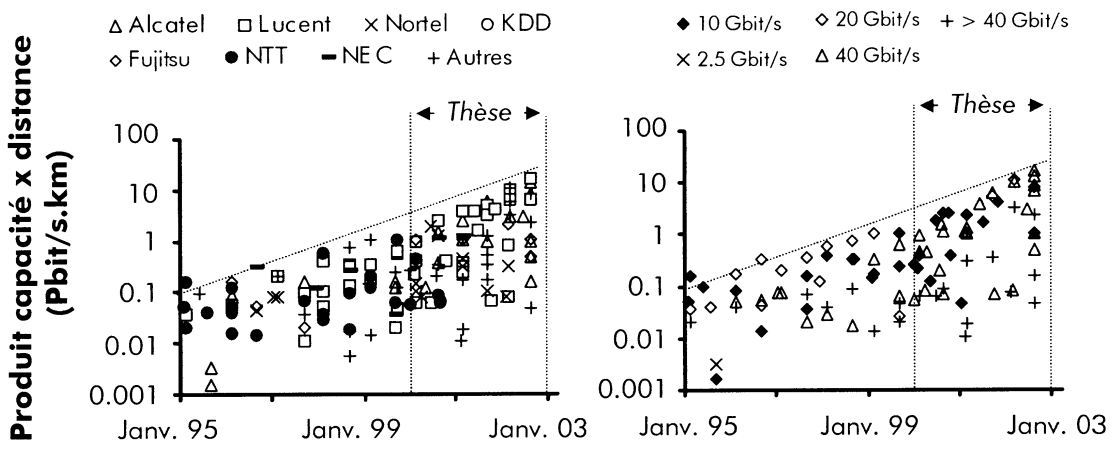


figure 2 : Transmissions terrestres WDM publiées depuis 1995 avec, à gauche, les différentes contributions des principaux acteurs du domaine et à droite une distinction selon le débit par canal employé.

C'est dans ce cadre d'évolution de *granularité* de transmission de 10 Gbit/s à 40 Gbit/s que se définit la thèse. Les interrogations premières concernent donc la faisabilité de transmission d'un signal optique généré par des équipements terminaux fournissant un débit de 40Gbit/s, l'évaluation des nouvelles contraintes apportées par cette augmentation de débit et les moyens éventuels d'adaptation de la conception des systèmes pour répondre à ces nouvelles contraintes.

I.2.2. Technologies et applications émergentes en cours de thèse

Parallèlement à la recherche sur l'évolution en termes de débit par canal, de nouvelles technologies et applications sont aussi en cours d'étude et de développement. Leurs finalités restent, bien sur, une augmentation de la capacité globale et/ou de la distance de transmission.

Du point de vue de la croissance de capacité, les années 1998-2000 constituent une période charnière. Avant celle-ci, la bande optique des EDFAs n'était pas pleinement exploitée et l'espacement spectral entre les canaux WDM était généralement environ cinq fois supérieur à l'étendue spectral d'un canal. A titre d'exemple, les canaux modulés à 10Gbit/s étaient espacés de 100GHz. Par conséquent une évolution du nombre de canaux ou du débit de modulation des terminaux menait à une augmentation de capacité globale. Par la suite, l'espacement entre canaux se réduit progressivement et le remplissage des bandes C et L des EDFAs est de plus en plus fréquent pour les transmissions terrestres effectuées dans les laboratoires. La réflexion se porte donc naturellement sur la densité spectrale de l'information transmise (définie au paragraphe I.2.1.). Elle atteint le plus souvent une valeur de 0.4 bit/(s.Hz). Cette dernière densité spectrale d'information peut, par exemple, être obtenue par multiplexage de canaux modulés à 10 Gbit/s avec 25 GHz d'espacement ou modulés à 40 Gbit/s et espacés de 100 GHz, etc... La figure 3 détaille les densités spectrales atteintes dans les transmissions terrestres depuis 1995.

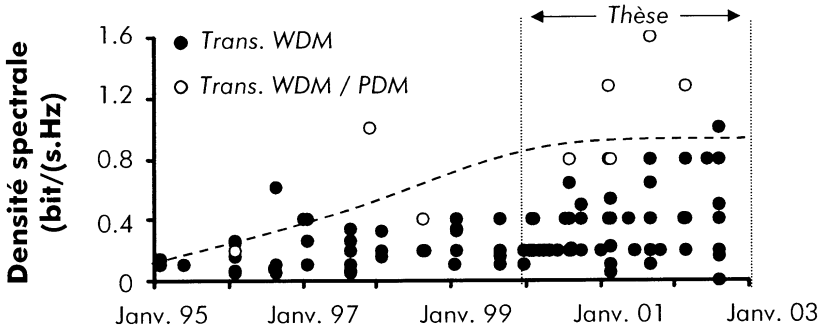


figure 3 : Densité spectrale des principales transmissions terrestres dont les performances ont été publiées depuis 1995. Les ronds noirs correspondent aux configurations d'émetteur basées sur un multiplexage des canaux en longueur d'onde seulement et les cercles aux configurations d'émetteur mettant en plus en œuvre un multiplexage en polarisation.

On peut distinguer en observant cette figure des paliers à 0.2 bit/(s.Hz), 0.4 bit/(s.Hz) entre 1998 et 2000 et 0.8 bit/(s.Hz) à partir de l'année 2001. Il correspondent à des subdivisions d'espacement en fréquence des porteuses de modulation des canaux le long d'une grille normalisée nommée «grille ITU » (norme ITU-T, G.692, ITU : *International Telecommunication Union*). Elle fixe une valeur de longueur d'onde porteuse des canaux avec un espacement spectral de 100GHz. Pour passer outre la barre des 0.4 bit/(s.Hz), des apports technologiques sont nécessaires et ouvrent les champs d'ingénierie du filtrage optique dans la bande du signal, des formats de modulation spécifiques et de techniques comme le multiplexage en polarisation (voir les cercles sur la figure 3). Après cette période charnière, les enjeux de l'évolution du débit de modulation des canaux se posent en des termes différents. Puisqu'il ne s'agit plus d'augmenter la *granularité* pour augmenter la capacité, la comparaison des débits par canal doit être faite techniquement, du point de vue des performances de transmission à des densités spectrales constantes. La question de la *granularité* de transmission WDM optimale dépasse aussi ces considérations techniques pour se poser en termes de coût des systèmes et de simplification des réseaux. Par ailleurs la capacité des systèmes peut être accrue grâce à l'ouverture de nouvelles bandes d'amplification rendue possible par l'utilisation d'amplificateurs à fibres dopées au Thulium pour la bande S (située environ entre 1470nm et 1510nm) ou l'amplification Raman.

Du point de vue du développement de la distance de transmission, des techniques particulières se développent pour limiter les effets néfastes de la propagation comme l'accumulation du bruit, la dispersion chromatique et les effets non-linéaires. L'amplification Raman distribuée permet d'améliorer le rapport signal sur bruit (SNR : *Signal to Noise Ratio*) du signal qui arrive sur le récepteur en fin de liaison. La figure 1.4 (à droite) fournit le produit capacité-distance de transmissions terrestres utilisant différents types d'amplification. Nous pouvons y remarquer que les expériences récentes (à partir de 1999-2000) incorporent quasiment toutes l'amplification Raman distribuée soit utilisée seule, soit de façon hybride en combinaison avec de l'amplification discrète (EDFA). A ce jour, cette dernière solution a mené visiblement aux meilleures performances si l'on en croit les résultats des publications notées par des diamants noirs sur la figure 4.

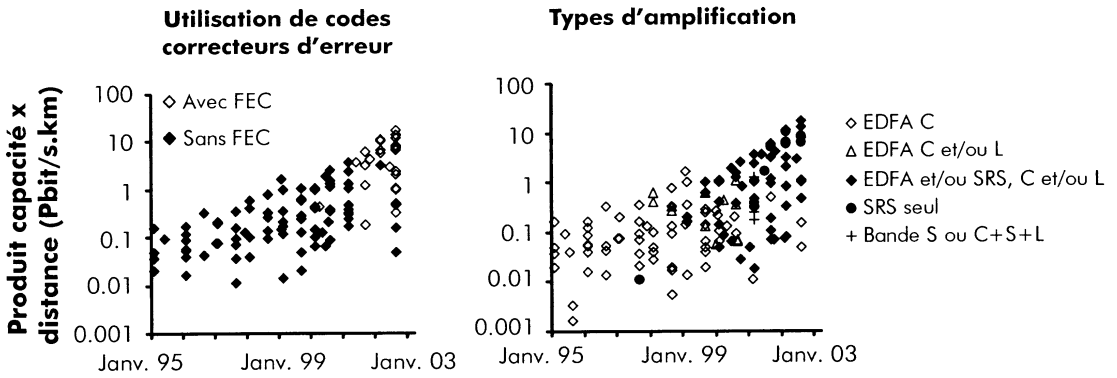


figure 4 : Produit capacité-distance des expériences de transmissions terrestres depuis 1995 ; à gauche, où nous distinguons les performances avec ou sans code correcteur d'erreur et à droite, où nous détaillons le type d'amplification optique employé (SRS :Stimulated Raman Scattering).

L'usage de codes correcteurs d'erreurs (FECC : *Forward Error Correcting Code*), quant à lui, permet non pas d'améliorer le rapport signal à bruit en fin de liaison mais plutôt de rendre le récepteur beaucoup plus tolérant à des SNR faibles (généralement un relâchement de 8dB sur le SNR requis) moyennant un encodage particulier des données à l'émission qui nécessite une augmentation d'environ 7% du débit par canal utilisé. La partie gauche de la figure 4 distingue les performances des transmissions terrestres avec ou sans l'utilisation de FECC. Celui-ci est majoritairement utilisé à partir de 2000-2001 et permet d'étendre la capacité ou la distance des systèmes.

Outre ces techniques d'amplification Raman et d'utilisation de codes correcteurs d'erreurs, concernant la réduction des contraintes dues au bruit, d'autres techniques permettent, elles, de limiter les dégradations dues à la dispersion chromatique et aux effets non-linéaires.

La compensation et gestion de dispersion chromatique permettent respectivement de supprimer la distorsion du signal due à la dispersion chromatique des fibres et de réduire l'impact des effets non-linéaires. La gestion de dispersion consiste en le choix des caractéristiques des fibres et la répartition des longueurs de fibres de transmission et de compensation de dispersion tout au long de la ligne. En ce qui concerne le choix des fibres de ligne (fibres employées pour la transmission et non la compensation de dispersion), une analyse des articles relatant des expériences de transmission permet de remarquer que le nombre de types de fibres de ligne utilisées pendant la durée d'une année a été quadruplé depuis 1994 où il n'existait que deux types de fibres .

Enfin le choix du format de modulation permet aussi de limiter ces effets dispersifs et non-linéaires. Partant des deux types de formats à modulation d'intensité : non retour à zéro (NRZ : *Non Return to Zero*) et retour à zéro (RZ : *Return to Zero*) on voit apparaître, à partir de l'année 2000 plusieurs types de formats, consistant en une modulation du signal optique à la fois en intensité et en phase ou en phase seulement, qui permettent de réaliser des transmissions d'une longueur accrue. La diversification des formats peut aussi avoir une influence sur la croissance de la densité spectrale discutée précédemment. Compte-tenu du fait que certains formats ont une bande de modulation plus étroite, il est possible de multiplexer un plus grand nombre de canaux dans les bandes d'amplification disponibles.

Pour conclure cette partie nous allons détailler les différents types de transmissions optiques reportées dans les expériences pour mieux mettre en valeur les spécificités des

transmissions terrestres. La figure 5 montre la longueur des tronçons de fibres entre deux sites d'amplification en fonction de la distance totale de transmission pour des expériences réalisées entre 1995 et 2002 (les dates de démonstration sont illustrées par des symboles différents).

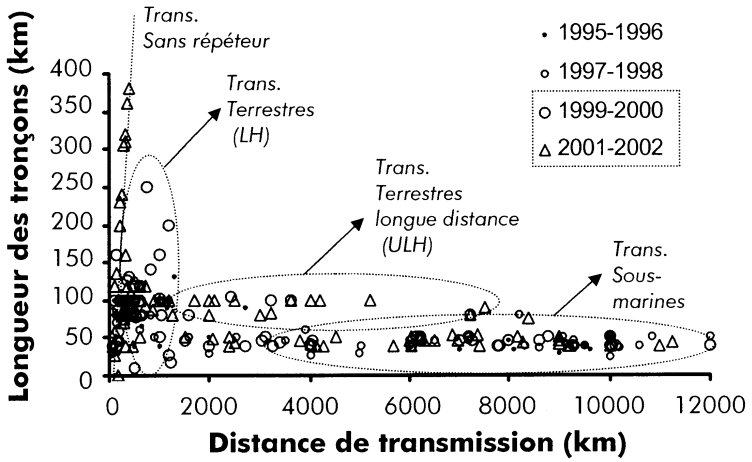


figure 5 : Répartition de différentes transmissions sur fibres optiques en fonction de l'espacement entre amplificateurs et de la distance totale de transmission. Un symbole différent est utilisé en fonction de la date de démonstration (LH : Long Haul, ULH : Ultra-Long Haul).

Les transmissions sont groupées en trois ensembles. Premièrement, les transmissions sans répéteur qui se situent sur une droite sur la figure 5 puisque la distance de transmission égale la distance entre les amplifications du signal. Ces systèmes de transmission ont pour but de relier deux points éloignés entre lesquels il n'existe pas de station d'amplification. Des équipes de recherche ont récemment réalisé des transmissions sans répéteur d'une distance supérieure à 350km utilisant l'amplification et le pompage optique à distance. Deuxièmement, un groupement d'expériences correspond aux transmissions sous-marines dont les spécificités sont de relier deux points éloignés d'une distance intercontinentale (entre 5000 km et 10000 km) avec des tronçons entre sites d'amplification d'environ 40 à 50 km et d'être conçues complètement de l'émission à la réception pour chaque cas particulier de liaison. Enfin un dernier groupe correspond aux transmissions terrestres qui concerne le travail présenté ici. Ces transmissions sont réalisées avec des tronçons entre amplification de 80 à 100 km et visent des distances de 200 à 5000 km. Elles sont contraintes aux infrastructures des réseaux de fibre et stations d'amplification déjà installés et nécessitent une conception plus adaptative que les transmissions sous-marines. Cette catégorie de transmission a récemment été subdivisée en deux groupes, un, dit des transmissions terrestres grandes distances (LH : Long-Haul) de 200 à 900 km et l'autre dit des transmissions ultra-grandes distances (ULH : Ultra-Long-Haul) allant de 1000 km à 5000 km (Cf. figure 5). Ces dernières transmissions, qui ont sans doute été rendues possibles grâce aux technologies de l'amplification Raman, de la gestion de dispersion, des codes correcteurs d'erreurs, ne sont réalisées qu'à partir des années 2000 et ont atteint des distances de 5000 km en fin 2002.

II. Contexte des télécommunications

Nous avons vu précédemment le contexte de la recherche technique sur les systèmes de transmission sur fibre optique. Les performances de tels systèmes y montraient une croissance exponentielle étonnement régulière depuis une trentaine d'années sans laisser transparaître les évolutions contemporaines du contexte économique des télécommunications. Celui-ci n'a cependant pas manqué d'agitation durant la période de thèse. En 1999, on assistait à une euphorie généralisée de toutes les composantes liées au secteur des télécommunications. Cette croissance incroyable était liée essentiellement à la dérégulation des structures monopolisant le marché, au développement de technologies optiques nouvelles, à l'explosion de la demande d'accès à l'Internet ou à la téléphonie mobile, et à un engouement des investisseurs. Les analyses donnaient des chiffres impressionnants sur les prévisions de croissance : une multiplication par dix tous les ans ! Ce climat de confiance permettait aux créateurs de « start-up » de drainer facilement des fonds bancaires.

L'ensemble a résulté en une étonnante installation d'équipements permettant de soutenir de telles prévisions. Une analyse de Telegeography [14], montre que le nombre de fournisseurs de bande passante en Europe est passé de 1 à 27 de 1998 à début 2001 et que 29 réseaux ont été installés en 2001 aux Etats-Unis, tous basés sur la technologie WDM décrite plus haut. Les grandes villes des Etats-Unis possèdent des milliers de paires de fibres optiques tandis que des centaines sont installées pour les villes Européennes. Parmi ces fibres, seulement 10% d'entre elles sont actives et fournissent par exemple une capacité de 23.5 Tbit/s pour les transports d'information métropolitains et internationaux de New-York et de 6.5 Tbit/s en ce qui concerne les communications internationales pour la ville de Londres [15]. L'analyse montre aussi que la demande réelle de capacité s'étend, elle, seulement à 1.6 Tbit/s si l'on totalise les transports de voix, Internet et données de réseaux privés des quarante plus grandes villes européennes. On comprend alors les difficultés récentes (depuis 2001) qui succèdent à l'euphorie précédente. Par exemple un article du journal Le Monde [16], indique que la pénétration du marché du téléphone mobile a atteint environ 70% de la population des pays de l'Europe de l'ouest en août 2002 et décrit les difficultés des opérateurs de télécommunications qui se sont très largement endettés pour le lancement de L'UMTS (*Système Universel de Télécommunication Mobile*), « sorte d'Internet sans fil ». Ce décalage entre les besoins réels et la capacité des équipements déjà installés provoque une crise des secteurs de l'optique que l'on entend alors qualifiés de sinistrés ! Les opérateurs endettés n'investissent plus dans de nouveaux équipements et le nombre d'acteurs décroît alors presque aussi rapidement qu'il a cru lors de la période euphorique.

Cependant, ne tombons pas dans l'excès opposé, des technologiques numériques récentes et le développement de technologies haut débit d'accès vers les utilisateurs laissent entrevoir une nouvelle adéquation entre l'offre et la demande de capacité, bien qu'avec quelques années de délai. En effet, en cette fin d'année 2002, les processeurs des ordinateurs atteignent une vitesse d'horloge de 2 GHz et les supports numériques de l'information se démultiplient comme par exemple, les CD d'une capacité de 650 Mo (1 octet équivalant 8 bits) et les DVD contenant eux 4.7 Go en version simple couche. Les apparitions marquées de la photographie et la vidéo numériques appellent, elles aussi, au stockage et à l'échange de données numériques massives. Une photographie numérique de bonne définition jusqu'à un format d'impression A4 requiert 2 Mo de mémoire et un film vidéo numérique au format de compression MPEG2 nécessite quant à lui 4.7 Go pour une durée d'une heure. Ces nouveaux

éléments viendront s'ajouter dans les échanges d'information au coté de la téléphonie mobile et demanderont sans doute un développement des réseaux de transmissions.

Pour donner quelques ordre de débits usuels, nous avons reporté, le débit requis de quelques réseaux et applications multimédia présents aujourd'hui, dans Le tableau 1. Nous pouvons ici nous amuser à traduire le haut débit de 1 Terabit/s en des éléments plus concrets : 1 Tbit/s correspond par exemple à 15,6 millions de communications téléphoniques (numéris) simultanées ou à la capacité accumulée en six mois d'une conversation téléphonique continue transmis en une seule seconde. C'est aussi environ 2 millions de connexion ADSL ou 40000 transmissions de données correspondant à la télévision numérique haute définition !

Réseau	**Débit requis**
Téléphone mobile (GSM)	13 kbit/s
Réseau téléphonique commuté : RTC (modems)	28kbit/s – 56 kbit/s
Numéris (RNIS)	64 kbit/s
Réseaux câblés de télévision	500 kbit/s (<10 Mbit/s)
ADSL	512 kbit/s
Satellite (antenne, décodeur et modem)	1 à 2 Mbit/s (retour par téléphone)
ATM (adaptation du trafic)	25 à 622 Mbit/s
Services multimédia	**Débit requis**
Disque compact (Hi-Fi sans compression)	1,4 Mbit/s
Visiophone (bonne qualité selon l'algorithme de compression et la taille de l'écran)	Entre 384 kbit/s et 1,5 Mbit/s
Télévision actuelle (compression numérique à la norme MPEG2)	4 à 5 Mbit/s
Télévision Haute Définition (MPEG2)	20 à 30 Mbit/s
Télévision actuelle (numérisée sans compression)	216 Mbit/s

tableau 1 : Débits requis pour différents réseaux et applications multimédia.

En plus de ces développements des technologies numériques, la possibilité de finaliser un réseau d'accès basé sur la fibre optique jusqu'aux utilisateurs commence à être envisagée par les entreprises spécialisées dans le domaine du câblage comme l'explique un article de Réseaux & Telecoms [17]. La fibre optique est en effet identifiée comme la meilleure solution pour augmenter les accès haut débits des particuliers pour aller au delà des technologies ASDL basée sur des réseaux à fils de cuivre. Il s'agirait dans un premier temps de construire des réseaux optiques passifs (PON) puis d'acheminer ensuite la fibre optique jusqu'aux utilisateurs (FTTH : Fiber To The Home) permettant un accès haut débit supérieur à 32 Mbit/s vers 2012 [18]. Si l'on regarde à plus moyen terme maintenant, les définitions de « haut débit » ont été sondées dans différents pays et regroupées dans le tableau 2. On y remarque qu'un accès à 2 Mbit/s est planifié en France pour 2005 et que la Corée atteint elle une définition record du « haut débit » avec 20 Mbit/s vers 13.5 millions de ménages pour la même année.

Pays	Définition du « haut débit »
Italie	Débit résidentiel minimal : 640 Kbit/s
Allemagne	De niveau ADSL jusqu'à 8 Mbit/s
Japon	Pas de définition, mais notion d'ultra-haut débit de 30 à 100 Mbit/s
Pays-Bas	Accès prochaine génération : 10 Mbit/s ou plus
Suède	Au moins 5 Mbit/s
Corée	Accés Internet 20 Mbit/s à 13.5 millions de ménages d'ici 2005
France	En 2005, un accès à 2 Mbit/s à un coût abordable et équivalent à tout usager
Etats-Unis	Au moins 1 Mbit/s

tableau 2 : Définitions de l'accès haut débit dans plusieurs pays [17].

L'ensemble de ces notes optimistes viennent édulcorer les prévisions actuelles. Comme un article de l'analyse des marchés des télécommunications optiques le conclut, un retour à des prévisions raisonables est préconisé sachant que les télécommunications ont toujours montré une croissance régulière. La figure 6 détaille cette croissance et les prévisions pour les années à venir de l'ensemble de capacité échangée à condition que tous les modems installés soient utilisés à plein (source : Dell'Oro).

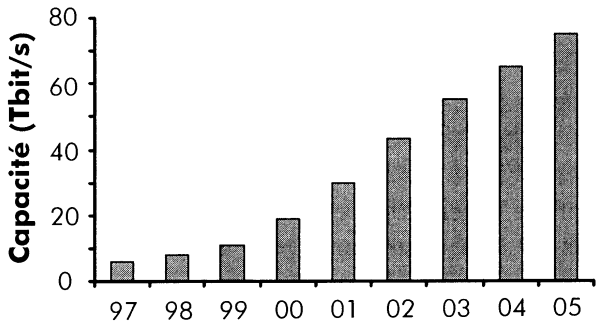


figure 6 : Capacités mondiales établies par sommation de toutes les contributions des modems si ceux-ci fonctionnent au maximum de leur capacité (Source Dell'Oro).

Pour résumer le contexte actuel des télécommunications, une crise difficile succède à une période euphorique et les prévisions de croissance doivent être recalées sur un cycle d'évolution régulier et plus modeste. Il en résulte que l'installation de nouveaux équipements aura probablement lieu lorsque la demande de bande passante s'alignera sur la capacité déjà en place, après développement de nouvelles technologies d'accès et renflouement des opérateurs. Ceci repoussera de quelques années la vente de nouveaux produits.

III. Définition et enjeux de la thèse

Nous allons définir ici, les sujets de recherche étudiés en cours de thèse, voir comment il s'inscrivent dans l'évolution technique des systèmes de transmission et expliquer quand et comment ces sujets pourront aider à la conception de ces futurs systèmes.

Le sujet de thèse se définit en premier lieu par l'étude des conséquences de l'augmentation de la *granularité* des systèmes de transmission optiques terrestres et, plus concrètement, s'inscrit dans l'évolution de systèmes multiplexés en longueur d'onde (WDM) Nx10 Gbit/s vers Nx40 Gbit/s voire Nx160 Gbit/s. Puisque la densité spectrale d'information est devenue un paramètre clef dans la définition des systèmes de transmission, nous avons choisi d'étudier des techniques pour son amélioration. Il s'agit donc d'identifier les nouvelles difficultés à combattre pour garantir des transmissions de bonne qualité, à ces *granularités*, avec de hautes densités spectrales d'information et sur une grande bande optique. Des effets physiques en cours de propagation comme la dispersion chromatique des fibres optiques, influencent la forme des impulsions du signal optique de façon seize fois plus forte lorsque l'on passe d'une *granularité* de 10Gbit/s à 40 Gbit/s. Les effets non-linéaires, liés à la puissance instantanée de telles impulsions ont aussi des conséquences différentes lorsque l'on augmente le débit des canaux. Des règles de gestion de la dispersion adaptées aux transmissions à 40 Gbit/s doivent par conséquent être recherchées pour permettre d'optimiser facilement la transmission à large bande et sur de longues distances de canaux modulés à ces débits. Enfin l'intérêt éventuel de formats de modulation particuliers est un autre sujet d'étude que nous avons choisi de traiter en liaison avec la densité spectrale et la gestion de la dispersion. Ces travaux de recherche ont ensuite débouché sur la réalisation d'expériences de laboratoire réalisées en équipe où l'ensemble des résultats d'études ont été intégrés pour permettre la transmission sur fibre optique d'un grand nombre de canaux WDM modulés à 40 Gbit/s. A l'inverse, l'amplification Raman, les codes correcteurs d'erreurs ainsi que la compensation de dispersion de mode de polarisation (PMD : Polarization Mode Dispersion) n'ont pas fait l'objet de recherches dans le cadre de la thèse malgré leur importance dans la conception de systèmes à haute *granularité*. Ces derniers sujets ont été analysés par d'autres personnes de l'équipe de recherche.

Si on discute maintenant les enjeux de ces choix de sujets d'étude, le passage d'une *granularité* de 10Gbit/s à une *granularité* de 40Gbit/s voire plus, s'inscrit dans l'évolution historique des systèmes de transmission et il est nécessaire de connaître la faisabilité de tels systèmes, leurs avantages et leurs inconvénients pour pouvoir faire des choix raisonnés pour la conception des futurs réseaux de télécommunication. Outre l'intérêt scientifique d'une telle étude, la question économique du choix du débit à utiliser dans l'avenir reste ouverte. Le débit de 40Gbit/s a, a priori, un intérêt pour la simplification de la gestion des réseaux et pour le plus faible encombrement qu'il devrait requérir par rapport aux débits inférieurs [19]. Cependant, pour que le débit de 40 Gbit/s soit plus utilisé que des débits inférieurs, il faudra que sa mise en œuvre offre une réduction des coûts . Des études de coût montrent que, pour être compétitifs, les transpondeurs fonctionnant au débit de 40 Gbit/s doivent être 2.5 fois moins chers que quatre transpondeurs au débit de 10 Gbit/s. Les premières installations de systèmes fonctionnant à 40 Gbit/s initialement prévues pour l'année 2002 sont repoussées d'après des analyses pour les années 2005-2006 [19]-[20], suite à la crise actuelle. Les opérateurs tireront en premier lieu, le meilleur parti des équipements à 10Gbit/s. En attendant une réelle vente de produits intégrant des terminaux à 40 Gbit/s, des expériences de laboratoire et des essais terrains sont réalisés pour montrer le potentiel de tels équipements. Les travaux menés sur la densité spectrale ou sur les formats de modulation peuvent être, pour leur part, transposés plus facilement à plusieurs autres débits par canal. Ils ont pour but d'augmenter la capacité transmise ou la distance de transmission et sont donc indirectement intéressants du point de vue économique puisqu'ils réduisent la bande optique nécessaire au transport d'une

capacité donnée ou le nombre de répéteurs optoélectroniques employés. Les règles simples de gestion de dispersion chromatique serviront quant à elles, à la conception de systèmes à haut débit a priori limités en distance, et pourront probablement aider à la conception de réseaux optiques transparents dans lesquelles les contraintes physiques interviendront directement dans le routage des informations à haut débit. Enfin, une comparaison de l'impact des effets non-linéaires et des optimisations de gestion de dispersion à ces débits de 40 Gbit/s et 160 Gbit/s apportent des éclairages intéressants pour l'étude des interactions non-linéaires entre impulsions d'un même canal de transmission et pourront être transférés à des débits inférieurs. En plus d'une étude de l'évolution en *granularité*, une étude plus générale est donc menée soit du point de vue de la densité spectrale soit au sujet de la propagation du signal à proprement parler.

Plan du mémoire

Chapitre 1 : *Généralités sur les systèmes de transmission optiques terrestres.*

Dans le chapitre 1 nous introduirons les bases scientifiques et technologiques des systèmes de transmission optique terrestres en décrivant les différents effets linéaires ou non-linéaires de la propagation sur fibre optique, l'agencement des divers composants de la conception des systèmes et les critères disponibles pour analyser la qualité de transmission des informations. Outre ces généralités sur les systèmes de transmission, le chapitre 1 aura aussi pour but de donner les hypothèses et d'expliquer la démarche suivie pour appréhender la transmission optique lorsque de débit augmente de 10 Gbit/s à 40 Gbit/s. En particulier nous y montrerons comment les phénomènes physiques de la propagation ainsi que le bruit des amplificateurs de ligne sont pris en compte ou non dans les simulations numériques qui sont à la base de la majorité des travaux d'analyse des chapitres 2 et 3. Enfin nous introduirons aussi brièvement comment les transmissions optiques sont émulées au laboratoire. De telles transmissions sont en particulier nécessaires pour évaluer la fiabilité des prédictions fournies par les outils numériques. Les chapitres suivants constituent des contributions originales dans leur totalité.

Chapitre 2 : *Augmentation de la capacité globale des systèmes de transmission.*

L'augmentation du débit par canal des transmissions WDM n'étant plus forcément synonyme d'augmentation de la capacité, il est nécessaire de considérer cette augmentation de débit dans le cadre d'une croissance simultanée de la densité spectrale d'information. C'est pourquoi le chapitre 2 est entièrement consacré à la recherche de techniques simples permettant d'augmenter cette densité spectrale d'information. Celles-ci sont étudiées dans une configuration du système où l'émetteur et le récepteur sont accolés, c'est-à-dire sans la ligne de transmission elle-même. Nous analysons en premier lieu les limitations de l'espacement spectral entre les canaux WDM modulés au débit de 40 Gbit/s lorsque le filtrage optique utilisé pour le démultiplexage des canaux est optimisé de façon exhaustive. Puis nous proposons et étudions plusieurs possibilités pour repousser ces limitations. En particulier une technique originale d'augmentation de la densité spectrale en associant une allocation de longueurs d'onde à espacement spectral alterné avec la technique du filtrage en bande latérale atténuée des canaux est précisément expliquée. Nous présentons, à cette occasion, les résultats d'optimisation de la fonction de transfert de filtres en bande latérale atténuée ainsi que les solutions aux problèmes posés par sa mise en œuvre expérimentale. Outre cette contribution nouvelle, nous optimisons certaines techniques

connues. Le gain sur la densité spectrale d'information apporté par un filtrage des canaux à l'émission, avant leur multiplexage est chiffré. Puis une solution pour mettre en œuvre cette technique de filtrage à l'émission sans avoir à placer un filtre optique pour chaque canal est aussi proposée. La réduction de la bande spectrale des canaux par ce filtrage à l'émission peut être remplacée par la génération de formats de modulation qui ont intrinsèquement une étendue spectrale de modulation faible. C'est pourquoi nous étudions ensuite la potentialité quant à l'augmentation de la densité spectrale de formats de modulation existants. A cette occasion nous précisons aussi quels sont les formats pour lesquels la technique du filtrage en bande latérale atténuée peut être généralisée. La fin du chapitre est alors consacrée à l'étude du multiplexage en polarisation des canaux, ajoutée au multiplexage en longueur d'onde. Cette dernière étude propose une solution originale de combinaison de la technique d'allocation de longueurs d'onde à espacement spectral alterné avec celle du multiplexage en polarisation.

Alors que ce chapitre 2 repose sur des études où l'emétteur et le récepteur sont accolés, le chapitre suivant concerne des études sur les effets ayant lieu au cours de la propagation.

Chapitre 3 : *Effets non-linéaires et gestion de dispersion chromatique.*

L'évolution du débit par canal de 10 Gbit/s à 40 Gbit/s impose d'analyser à nouveau les comportements de la propagation à ce nouveau débit. Le chapitre 3 est donc consacré à l'optimisation de la conception de la ligne pour atteindre les meilleures performances de transmission. Cette optimisation repose essentiellement sur la gestion de la dispersion chromatique, une technique connue pour limiter l'impact néfaste des effets non-linéaires. Le chapitre est subdivisé en deux parties. La première partie concerne les transmissions de canaux au débit de 40 Gbit/s et au format NRZ. Ayant identifié que les effets non-linéaires prépondérants sont ceux qui concernent la propagation d'un canal seul, nous présentons en premier lieu une étude numérique de la gestion de dispersion pour des transmissions à canal unique à 40 Gbit/s. Cette étude est réalisée par une variation exhaustive des paramètres de conception d'un système de transmission terrestre. Nous proposons alors des règles originales permettant d'optimiser simplement et précisément la gestion de dispersion chromatique à partir des paramètres typiques des systèmes et sans avoir à recourir à l'outil de calcul numérique conventionnel, particulièrement gourmand en temps de calcul. Les résultats de simulation de transmission WDM sont alors présentés. L'impact des effets non-linéaires entre canaux sur la qualité de transmission est tout d'abord explicité . De plus nous montrerons comment la propagation d'un grand nombre de canaux modulés à 40 Gbit/s est rendue difficile à cause de la pente de dispersion chromatique des fibres du système de transmission et nous décrirons les moyens de s'en prémunir. Outre ces optimisations fines de la gestion de dispersion chromatique, nous évaluerons la performance des transmissions terrestres simulées pour les gestions de dispersion optimales lorsqu'un seul canal est transmis ou dans une configuration WDM. La deuxième partie du chapitre permet de généraliser l'étude proposée dans la première partie, concernant exclusivement les transmissions à 40 Gbit/s au format NRZ, lorsque le débit de modulation varie de 10 Gbit/s à 160 Gbit/s et/ou lorsqu'on utilise des formats de modulation différents. Dans l'étude portant sur la variation du débit de modulation nous mettons en avant un point important concernant le choix des fibres pour les transmissions à canal unique. En ce qui concerne l'influence du format de modulation, nous présentons une comparaison des formats de modulation NRZ et RZ dans le cadre original où la densité spectrale d'information vaut 0.4 $bit.s^{-1}.Hz^{-1}$. En

fin de chapitre nous montrons l'intérêt de formats particuliers comprenant à la fois une modulation en intensité et en phase du signal pour la transmission de canaux modulés à 160 Gbit/s ainsi que les limitations en débit de l'intérêt de ces formats.

Chapitre 4 : *Expériences de transmission terrestre à très haute capacité.*

Ce chapitre 4 expose des expériences de transmission à très haute capacité réalisées en équipe. Il s'agit plus précisément de deux transmissions de 128 canaux modulés à 40 Gbit/s soit d'une capacité totale de 5.12 Tbit/s sur une distance de 300 km puis 1200 km et deux autres transmissions de 256 canaux cette fois, atteignant la capacité totale record de 10.2 Tbit/s sur des distances de 100 km pour l'une et 300 km pour l'autre. Nous montrerons comment ces transmissions intègrent les résultats numériques des chapitres 2 et 3 en ce qui concerne l'allocation de longueurs d'onde, le filtrage optique et la gestion de dispersion chromatique. De plus lors de la description des expériences nous mettrons en avant d'autres points technologiques qui ont permis la réalisation de telles expériences comme en particulier les schémas d'amplification hybrides faisant intervenir, en plus d'une amplification discrète par fibre dopée à l'erbium, une amplification Raman distribuée. Ces expériences de très grande capacité permettent de valider la faisabilité de systèmes de transmission Nx40 Gbit/s dans des conditions de densité spectrale d'information supérieure ou égale à 0.64 $bit.s^{-1}.Hz^{-1}$.

BIBLIOGRAPHIE ET SOURCES DE L'INTRODUCTION

Généralités

[1] E. Desurvire, Erbium-doped fiber amplifiers, principles and applications, Wiley Inter-Science, 1994

[2] E. Desurvire, D. Bayart, B. Desthieux, S. Bigo, Erbium-doped fiber amplifiers, device and system developments, Wiley Inter-Science, 2002

[3] M. Joindot, «La transmission sur fibre optique et l'évolution des réseaux terrestres», L'écho des Recherches, n°166, pp. 5-14, Sept. 1996

[4] I. and M. Joindot et al., Les télécommunications par fibres optiques, collection technique et scientifique des télécommunications, Dunod, 1996

Etat de l'art avant la thèse

[5] A. K. Srivastava, Y. Sun, J. W. Sulhoff, C. Wolf, M. Zirngib, R. Monnard, A. R. Chraplyvy, A. A. Abramov, R. P. Espindola, T. A. Strasser, J. R. Pedrazzani, A. M. Vengsarkar, J. L. Zyskind, J. Zhou, D. A. Ferrand, P. F. Wysocki, J. B. Judkins and Y. P. Li, «1Tb/s transmission of 100WDM 10Gb/s Channels over 400km of TrueWave™ Fiber», in OFC'98, PD-10, San Jose, California, Feb. 22-27.

[6] S. Bigo, S. Gauchard, S. Borne, P. Bousselet, P. Poignant, L. Lorcy, A. Bertaina, J.-P. Thiéry, S. Lanne, L. Pierre, D. Bayart, L.-A. de Montmorillon, R. Sauvageon, J.-F. Chariot, P. Nouchi, J.-P. Hamaide and J.-L. Beylat, «1.5 Terabit/s WDM transmission of 150 channels at 10Gbit/s over 4x100km of TeralightTM fibre», in ECOC'99, PD-2.9, Nice, France, Sept. 26-30.

[7] H. Suzuki, J. Kani, H. Masuda, N. Takachio, K. Iwatsuki, Y. Tada, M. Sumida, «25GHz-spaced, 1Tb/s (100 x 10 Gb/s) super dense-WDM transmission in the C-band over a dispersion-shifted fibre cable employing distributed Raman amplification», in ECOC'99, PD-2.4, Nice, France, Sept. 26-30.

[8] Y. Yano, T. Ono, K. Fuchuchi, T. Ito, H. Yamazaki, M. Yamaguchi, and K. Emura, «2,6 Terabit/s WDM transmission experiment using optical duobinary coding», in ECOC'96, PD1-3.1, Oslo, Norway, Sept. 15-19.

[9] T. Ono and Y. Yano, «Key technologies for terabit/second WDM systems with high spectral efficiency of over 1 bit/s/Hz», J. of Quantum Electron., Vol. 34, n°11, pp. 2080-2088, Jan. 1998.

[10] D. Le Guen, S. Del Burgo, M. L. Moulinard, D. Grot, M. Henry, F. Favre and T. Georges, «Narrow band 1.02 Tbit/s (51 x 20 Gbit/s) soliton DWDM transmission over 1000km of standard fiber with 100km amplifier spans», in OFC'99, PD-4, San Diego, California, Feb. 21-26.

[11] C. D. Chen, I. Kim, O. Mizuhara, T. V. Nguyen, K. Ogawa, R. E. Tench, L. D. Tzeng and P. D. Yeates, «1.2-Tb/s WDM transmission experiment over 85 km fiber using 40Gb/s line rate transmitter and 3R receiver», in OFC'98, PD-21, San Jose, California, Feb. 22-27.

[12] C. D. Chen, I. Kim, O. Mizuhara, T. V. Nguyen, K. Ogawa, R. E. Tench, L. D. Tzeng and P. D. Yeates, «1-Tb/s (40Gb/s x 25ch) WDM transmission over 342km of TrueWave (non-zero dispersion) fiber», in OFC'99, PD-7, San Diego, California, Feb. 21-26.

[13] T. Nielsen, A. J. Stentz, P. B. Hansen, Z. J. Chen, D. S. Vengsarkar, T. A. Strasser, K. Rottwitt, J. H. Park, S. Stulz, S. Cabot, K. S. Feder, P. S. Westbrook, S. G. Korinski, «1.6Tb/s (40x40Gb/s) transmission over 4x100km nonzero-dispersion

fiber using hybrid Raman/Erbium-doped inline», in ECOC'99, PD-2.2, Nice, France, Sept. 26-30.

Contexte des télécommunications

[14] G. Finnie, "The future of long-haul optical communications networks and service providers" in the Business Briefing on global optical communications 2002 by the world markets reseach center, WMRC, 2002.
[15] "Terrestrial bandwidth 2002", a long-haul bandwidth supply and demand analysis, Telegeography, inc. 2002
[16] L. Girard, "Le lancement de l'UMTS européen semble compromis", Le Monde, 21 août 2002.
[17] C. Serou, « Un monde tout optique », Réseaux & Télécoms, n° 199, juin 2002.
[18] M. Bernearts, « PON : Le merveilleux destin de l'accès large bande en France », Les cahiers technologiques, Stratégies Télécoms & Multimédia, juin 2002
[19] D. Krozier, "When will carriers deploy 40 Gbps ?", RHK Telecommunications Industry Analysis, juillet 2002.
[20] M. Sauter and W. Sitter, "No need to stampede from 10G to 40G speed", Lightwave Europe, août 2002.

Chapitre 1 : GENERALITES SUR LES SYSTEMES DE TRANSMISSION OPTIQUE TERRESTRES

I. CONTEXTE TECHNOLOGIQUE DE LA THESE 22

I.1. BREF HISTORIQUE DES TECHNOLOGIES DE TRANSMISSION SUR FIBRES OPTIQUES 22

I.2. ETAT DE L'ART DES EXPERIENCES DE TRANSMISSION SUR FIBRES OPTIQUES 23
I.2.1. Etat de l'art en début de thèse 23
I.2.2. Technologies et applications émergentes en cours de thèse 25

II. CONTEXTE DES TELECOMMUNICATIONS 29

III. DEFINITION ET ENJEUX DE LA THESE 31

CHAPITRE 1 : GENERALITES SUR LES SYSTEMES DE TRANSMISSION OPTIQUE TERRESTRES 39

I. PROPAGATION GUIDEE DANS LES FIBRES OPTIQUES 44

I.1. ONDE LUMINEUSE MODULEE 44

I.2. LA FIBRE OPTIQUE COMME MILIEU DE PROPAGATION 45

I.3. DEFINITION DES PUISSANCES UTILES DANS LES SYSTEMES DE TRANSMISSION 48

I.4. EFFETS DE PROPAGATION LINEAIRES 49
I.4.1. Les pertes de la fibre optique 49
I.4.2. La dispersion chromatique 51
I.4.3. La dispersion modale de polarisation 54
I.4.4. Evolution linéaire de l'enveloppe du champ électrique 57

I.5. CHAMPS ELECTRIQUES PARTIELS ET CHANGEMENTS DE VARIABLE INTERESSANTS DANS LES SYSTEMES WDM 58

I.6. EFFETS NON-LINEAIRES 60
I.6.1. Effet Kerr 60
I.6.1.1. L'automodulation de phase (SPM : Self-Phase-Modulation) 63
I.6.1.2. Modulation de phase croisée : XPM (Cross-Phase-Modulation) 65
I.6.1.3. Gain paramétrique, mélanges à quatre ondes et instabilité de modulation 68
I.6.1.4. Effets intra-canaux, i-XPM, i-FWM 70
I.6.2. Effets Raman et Brillouin 73
I.6.2.1. Effet Brillouin, electrostriction 73
I.6.2.2. Effet Raman (SI-SRS) 75

I.7. EQUATION DE PROPAGATION ET LONGUEURS CARACTERISTIQUES 78
I.7.1. Equation de propagation 78

I.8. METHODES NUMERIQUES DE SIMULATION DE LA PROPAGATION 79

II. TRANSMISSIONS NUMERIQUES SUR FIBRE OPTIQUE ET TECHNOLOGIES ASSOCIEES 81

II.1. COMPOSANTS D'EMISSION 83
II.1.1. Sources laser continues 83
II.1.2. Modulation des sources laser 84
II.1.3. Formats de modulation 86

II.2. TECHNIQUES DE MULTIPLEXAGE ET DEMULTIPLEXAGE 88

II.2.1. Multiplexage 88
II.2.2. Démultiplexage WDM et filtrage optique 90
II.2.3. Diaphotie linéaire associée au multiplexage / démultiplexage en longueur d'onde 91

II.3. COMPOSANTS DE LA LIGNE DE TRANSMISSION : COMPENSATION DES EFFETS PHYSIQUES DE LA FIBRE DE LIGNE 92
II.3.1. Amplification 92
II.3.2. Amplification discrète par des EDFAs 92
II.3.3. Amplification Raman distribuée 95
II.3.4. Contribution au bruit optique d'une chaîne d'amplificateurs produisant du bruit d'émission spontanée amplifié 97
II.3.4.1. OSNR d'un EDFA double étage avec des pertes internes 99
II.3.4.2. OSNR d'un système de transmission à amplification optique régulière 100
II.3.5. Compensation de dispersion chromatique 100
II.3.6. Réduction de l'impact des effets non-linéaires par la gestion de dispersion chromatique 102

II.4. DETECTION DIRECTE 103

II.5. CODES CORRECTEURS D'ERREURS 105

III. CRITERES ET METHODES D'EVALUATION DE LA QUALITE DES SYSTEMES DE TRANSMISSION OPTIQUE WDM. 105

III.1. CRITERES GLOBAUX 106
III.1.1. Taux d'erreurs binaires 106
III.1.2. Facteur Q 107
III.1.3. Courbes de taux d'erreurs, sensibilité, pénalité sur la sensibilité 110
III.1.3.1. Courbes de taux d'erreurs 110
III.1.3.2. Sensibilité et pénalité sur la sensibilité 111
III.1.4. Diagramme de l'œil 112

III.2. CRITERES LIES A DES DEGRADATIONS PARTICULIERES 114
III.2.1. Phénomènes aléatoires, bruits et rapport signal sur bruit 114
III.2.2. Phénomènes déterministes 117

III.3. MODELISATION DE LA QUALITE DES SYSTEMES DE TRANSMISSION WDM TERRESTRES ET CORRESPONDANCE DES CRITERES DE QUALITE. 120
III.3.1. Synthèse des critères de qualités dans un modèle 120
III.3.1.1. Evaluation du taux d'erreurs de chaque canal par le facteur de qualité en amplitude. 120
III.3.1.2. Calcul analytique des variances σ_1 et σ_0 des niveaux dues au bruit d'ASE 120
III.3.1.3. Intervention des différentes contributions dans la qualité globale, facteur de qualité Q'. 123
III.3.2. Correspondances des critères de qualité : 126

III.4. METHODES NUMERIQUES ET EXPERIMENTALES 129
III.4.1. Principe des simulations numériques 129
III.4.2. Principe des méthodes expérimentales 130
III.4.3. Particularités et intérêt des deux approches 132

CHAPITRE 2 : AUGMENTATION DE LA CAPACITE GLOBALE DES SYSTEMES DE TRANSMISSION 139

I. INTRODUCTION : METHODES D'AUGMENTATION DE LA CAPACITE GLOBALE ET DENSITE SPECTRALE 144

II. DENSITE SPECTRALE ET FILTRAGE OPTIQUE A LA RECEPTION 146

II.1. CONSTATATION EXPERIMENTALE 146

II.2. PRINCIPE DES SIMULATIONS 148

II.3. ETUDE DU FILTRAGE OPTIQUE A LA RECEPTION 151
II.3.1. Cas d'un seul canal filtré 151
II.3.2. Analyse du filtrage en bande latérale atténuée à la réception 153

II.3.3. Analyse du filtrage optique en réception pour une configuration WDM 154

III. FILTRAGE BLA ET ALLOCATION PARTICULIERE DE LONGUEUR D'ONDE 158

III.1. PRINCIPE ET OPTIMISATION 158
III.1.1. Principe 158
III.1.2. Dissymétrie spectrale du filtrage BLA 159
III.1.2.1. Observations expérimentales 159
III.1.2.2. Filtrage asymétrique 161
III.1.2.3. Influence de la dispersion chromatique et de la réponse en phase du filtre optique 163
III.1.2.4. Influence du chirp du modulateur 165
III.1.3. Optimisation de l'allocation en longueur d'onde 167
III.1.4. Optimisation de l'asymétrie du filtrage 169

III.2. TOLERANCES DU FILTRAGE BLA POUR UNE ALLOCATION EN LONGUEURS D'ONDE ALTERNEE . 170

IV. FILTRAGE OPTIQUE A L'EMISSION 172

IV.1. PRINCIPE ET INTERET DU FILTRAGE A L'EMISSION 172

IV.2. ETUDE DU FILTRAGE A L'EMISSION PAR SIMULATIONS NUMERIQUES 174

IV.3. USAGE DE COMPOSANTS *ENTRELACEURS* SPECIFIQUES 176

V. DENSITE SPECTRALE, FORMATS ET DEBITS DE MODULATION 179

V.1. DENSITE SPECTRALE ET FORMAT DE MODULATION 179
V.1.1. Formats de modulation à faible largeur spectrale 179
V.1.2. Formats de modulation et filtrage BLA 181

V.2. DENSITE SPECTRALE ET DEBIT DE MODULATION 182

VI. DENSITE SPECTRALE ET MULTIPLEXAGE EN POLARISATION 184

VI.1. PRINCIPE DU MULTIPLEXAGE ET DEMULTIPLEXAGE EN POLARISATION 184

VI.2. ALLOCATIONS PARTICULIERES DE LONGUEUR D'ONDE ET FILTRAGE BLA DANS UNE CONFIGURATION DE MULTIPLEXAGE EN POLARISATION DES CANAUX 188
VI.2.1. Principe 188
VI.2.2. Optimisation par simulations numériques 189
VI.2.3. Vérifications expérimentales 191

CHAPITRE 3 : EFFETS NON-LINEAIRES ET GESTION DE DISPERSION CHROMATIQUE 199

I. EFFETS NON-LINEAIRES ET GESTION DE LA DISPERSION CHROMATIQUE DE LIAISONS TERRESTRES AU DEBIT DE 40 GBIT/S 204

I.1. OPTIMISATION DE LA GESTION DE DISPERSION POUR DES TRANSMISSIONS A CANAL UNIQUE MODULE A 40GBIT/S 207
I.1.1. Principe et schéma des simulations numériques 207
I.1.2. Mode de présentation des résultats de simulation massive de transmission 210
I.1.3. Résultats bruts des simulations 212
I.1.4. Résultats concernant la dispersion résiduelle 215
I.1.4.1. Première règle de gestion de dispersion : optimisation de la dispersion résiduelle.. 215
I.1.4.2. Influence des fibres de compensation 221
I.1.4.3. Tolérances à la dispersion résiduelle en présence d'effets non-linéaires 222
I.1.5. Lien entre la pré-compensation et la compensation en ligne de dispersion 224
I.1.5.1. Règle empirique liant la pré-compensation et la compensation en ligne 224
I.1.5.2. Critère d'optimisation de la gestion de dispersion chromatique 228
I.1.5.3. Déduction de la règle empirique à partir du modèle analytique basé sur la conversion phase-intensité 239

I.1.5.4. Déduction des gestions de dispersion optimales pour le cas idéal d'une fibre sans perte ou en présence d'amplification Raman distribuée....240
I.1.5.5. Influence du chirp à l'émission....243
I.1.6. Compensation de dispersion en ligne, résonance d'effets non-linéaires et régime d'impulsions rapidement dispersées....244

I.2. SEUILS EN PUISSANCE DUS AUX EFFETS NON-LINEAIRES POUR DES TRANSMISSIONS A CANAL UNIQUE 248

I.3. SIMULATIONS NUMERIQUES DE TRANSMISSIONS WDM NX40GBIT/S 251
I.3.1. Simulations de transmissions 5x40 Gbit/s....252
I.3.1.1. Principe et résultats bruts des simulations....252
I.3.1.2. Influences des effets non-linéaires croisés sur la gestion de dispersion chromatique255
I.3.1.3. Influence des effets non-linéaires croisés sur les seuils en puissance....258
I.3.2. Simulations de transmission 40x40 Gbit/s....259
I.3.2.1. Principe des simulations....259
I.3.2.2. Influence de la pente de dispersion chromatique et prévisions à partir des résultats de simulation de transmission à canal unique....260
I.3.2.3. Résultats des simulations de transmission 40x40 Gbit/s....265

II. INFLUENCE DU DEBIT ET DU FORMAT DE MODULATION SUR L'IMPACT DES EFFETS NON-LINEAIRES ET LA GESTION DE LA DISPERSION CHROMATIQUE DE LIAISONS TERRESTRES....268

II.1. ETUDE DE L'INFLUENCE DU DEBIT DE MODULATION.... 268
II.1.1. Principe des simulations....268
II.1.2. Résultats bruts....270
II.1.3. Remarques sur la validité des règles de gestion de dispersion lorsqu'on change le débit de modulation....273
II.1.4. Evolution des seuils en puissance et observation importante sur la performance des transmissions à canal unique....273

II.2. ETUDE DE L'INFLUENCE DU FORMAT DE MODULATION 276
II.2.1. Comparaison RZ/NRZ pour les transmissions à 40 Gbit/s à canal unique....276
II.2.1.1. Règle de gestion de dispersion sur la dispersion résiduelle....276
II.2.1.2. Pré-compensation et compensation en ligne....277
II.2.2. Comparaison RZ/NRZ pour les transmissions 40 x 40 Gbit/s, intérêt d'un filtrage à l'émission....279
II.2.3. Comparaison RZ/CS-RZ pour les transmissions à 160 Gbit/s à canal unique....282
II.2.3.1. Principe des simulations....282
II.2.3.2. Résultats de simulations : Influence de la largeur d'impulsions ou de sauts de phase pour la réduction des effets non-linéaires intra-canaux sur la gestion de dispersion et la performance de transmission....283
II.2.4. Etude en fonction du débit de modulation de l'impact du choix de format de modulation pour les transmissions à canal unique....285

CHAPITRE 4 : EXPERIENCES DE TRANSMISSION TERRESTRE A TRES HAUTE CAPACITE....295

I. EXPERIENCES DE TRANSMISSION A 5.1 TBIT/S SUR 300 KM PUIS 1500 KM....300

I.1. EXPERIENCE DE TRANSMISSION A 5.12 TBIT/S SUR 300 KM [174] 301
I.1.1. Principe....301
I.1.2. Résultats de transmission sur 300 km....304
I.1.3. Technologies clefs permettant d'atteindre cette performance de transmission....305
I.1.3.1. Gestion des puissances des canaux dans la ligne de transmission....305
I.1.3.2. Compensation et gestion de dispersion....307
I.1.3.3. Filtrage en bande latérale atténuée et allocation de longueurs d'onde....308

I.2. EVOLUTION EN DISTANCE JUSQU'A 1200-1500 KM [176] 310

II. EXPERIENCES DE TRANSMISSION A 10.2 TBIT/S SUR 100 KM PUIS 300 KM....315

II.1. TRANSMISSIONS A 10.2 TBIT/S SUR 100 KM [180] 315
II.1.1. Principe et description du montage expérimental....315

II.1.2. Résultats de transmission sur 100 km 318

II.2. TRANSMISSION SUR 300 KM [184] 319
II.2.1. Principe 319
II.2.2. Résultats 323

III. PETIT HISTORIQUE DES EXPERIENCES DE TRANSMISSION TERRESTRES WDM NX40 GBIT/S....324

III.1. BIBLIOGRAPHIE DES TRANSMISSIONS TERRESTRES WDM NX40 GBIT/S A HAUTE CAPACITE 324

Ce chapitre est consacré aux généralités sur les systèmes de transmission terrestres sur fibre optique. Une première partie décrit les effets physiques linéaires et non-linéaires concernant uniquement la propagation dans les fibres optiques. Une seconde partie sera consacrée à la description pas à pas des principaux composants des systèmes de l'émission à la réception ainsi qu'aux dégradations qu'ils peuvent apporter au signal, notamment le bruit d'émission spontanée des amplificateurs et la *diaphotie* linéaire causée par les opérations de multiplexage et démultiplexage. La dernière partie détaillera les critères permettant d'évaluer la qualité des transmissions. Outre le nombre d'erreurs commises dans la transmission des signaux binaires, d'autres critères seront présentés, permettant de quantifier les diverses dégradations justement décrites dans les deux premières parties. En plus de décrire les composantes intervenant dans la compréhension des systèmes de transmission, ce chapitre a aussi pour finalité de justifier les hypothèses utilisées dans tous les autres chapitres, en ce qui concerne la modélisation des systèmes de transmission à 40 Gbit/s.

I. Propagation guidée dans les fibres optiques

Cette partie expose brièvement les principes de la propagation dans les fibres optiques ainsi que les principaux effets physiques qui dégradent la qualité des signaux lumineux transmis. Des descriptions plus détaillées peuvent être extraites des ouvrages [1],[2] [4],**[21],[22],[23],[24]**.

I.1. Onde lumineuse modulée.

Comme nous l'avons rapidement décrit en introduction, la transmission de l'information, dans notre étude, est réalisée par la propagation d'ondes lumineuses. Celles-ci sont obtenues par la génération d'une onde « continue », quasi-monochromatique, dite longueur d'onde porteuse (notée par la suite λ_0 de façon générique), que l'on vient ensuite moduler par un signal contenant l'information. Les propriétés des ondes lumineuses sont l'amplitude d'oscillation, la fréquence, la phase et la direction d'oscillation ou polarisation. Les informations peuvent donc être « inscrites » dans un signal lumineux en modulant l'une de ces quatre propriétés. Le plus souvent, on choisit une modulation en amplitude (IM : *Instensity Modulation*), et se sera le cas traité par défaut dans ce manuscrit. L'onde modulée est une suite temporelle d'états, par exemple « allumé » ou « éteint » dans le cas d'un codage binaire. L'état « allumé » est matérialisé par une impulsion lumineuse. Les état sont alloués à une certaine durée appelé temps bit, inverse du débit de modulation. Pour un débit de 40 Gbit/s, le temps bit dure donc 25 ps. La fréquence de modulation pour ce débit, vaut 40 GHz et reste donc bien inférieure à la fréquence de l'onde porteuse qui est, elle, de l'ordre de la centaine de THz. La figure 1.1 illustre ce type de signaux lumineux que nous traiterons dans ce mémoire. Il s'agit d'une onde oscillant très rapidement et dont la modulation a une variation plus lente. Cette variation constitue l'enveloppe de l'onde lumineuse et c'est elle qui contient l'information à transmettre. Il est donc important de noter ici, que c'est l'évolution de cette enveloppe que l'on recherche à caractériser puisque ce sont ses dégradations qui permettront d'évaluer la qualité de transmission de l'information.

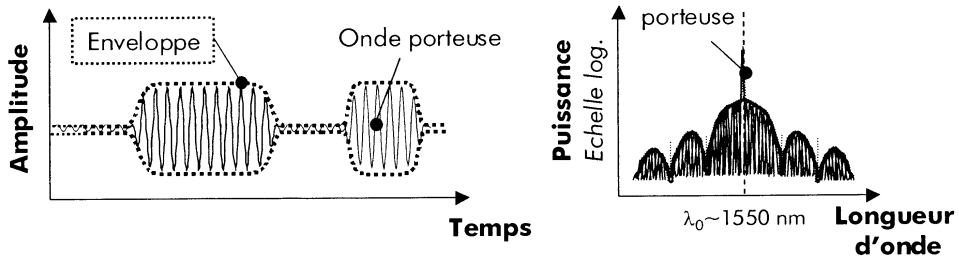


figure 1.1 : Onde lumineuse modulée en amplitude. Séquence temporelle à gauche et spectre à droite.

L'onde lumineuse est modélisable par un champ électromagnétique c'est-à-dire un couple de champs électrique et magnétique prenant une valeur et une direction donnée dans l'espace et dans le temps. Les champs électrique et magnétique ont des propriétés de propagation similaires et nous choisirons par la suite de donner l'exemple de la propagation du champ électrique puisque c'est le seul pour lequel les récepteurs utilisés sont sensibles. On notera formellement ce champ électrique par le nombre complexe : $\mathbf{E}(\mathbf{r},t)$ où $\mathbf{r}$ représente le vecteur positionnement dans l'espace et t le temps. Si on veut décomposer le champ électrique pour mettre en valeur la distinction entre l'onde porteuse et l'enveloppe de modulation, on peut aussi écrire :

$$\mathbf{E}(\mathbf{r},t) = \mathbf{Env}(\mathbf{r},t).e^{-i\omega_0 t} + c.c. \qquad \textit{équation 1.1}$$

avec **Env** comme fonction d'enveloppe, ω_0 pour la pulsation de la longueur d'onde porteuse ($\omega_0 = 2\pi f_0$ où f_0 est la fréquence de la porteuse) et c.c. désignant le complexe conjugué du premier terme. On peut aussi décomposer le champ électrique en fonction de ses composantes spectrales par :

$$\mathbf{E}(\mathbf{r},t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty}\tilde{\mathbf{E}}(\mathbf{r},\omega).e^{i\omega t}d\omega = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty}\tilde{\mathbf{E}}\mathbf{nv}(\mathbf{r},\omega).e^{i(\omega-\omega_0)t}d\omega \qquad \textit{équation 1.2}$$

où $\tilde{\mathbf{E}}$ et $\tilde{\mathbf{E}}\mathbf{nv}$ sont respectivement les transformées de Fourier du champ électrique et de son enveloppe. Le champ optique et ses comportements suivent les lois de l'électromagnétisme qui sont synthétisées dans les équations de Maxwell [24].

I.2. La fibre optique comme milieu de propagation

Le champ électrique contenant l'information est ensuite transmis par propagation dans une fibre optique. Celle-ci est un cylindre fin et très long, constitué de couches concentriques d'un matériau de type silice (SiO_2) dans lequel on ajoute des éléments qui changent légèrement ses propriétés optiques. La fibre optique 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 $\mathbf{P}(\mathbf{r},t)$ qui est fonction de l'excitation par le champ $\mathbf{E}(\mathbf{r},t)$. L'expression de la polarisation est extrêmement complexe, elle 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 **E**, par [21]:

$$\mathbf{P}(r,t) = \varepsilon_0 \left\{ \underbrace{\int_{-\infty}^{+\infty} \chi^{(1)}(t-t_1).\mathbf{E}(r,t_1)dt_1}_{\text{Polarisation linéaire } \mathbf{P}_L} + \underbrace{\int_{-\infty-\infty-\infty}^{+\infty+\infty+\infty} \chi^{(3)}(t-t_1,t-t_2,t-t_3):\mathbf{E}(r,t_1)\mathbf{E}(r,t_2)\mathbf{E}(r,t_3)dt_1dt_2dt_3}_{\text{Polarisation non-linéaire } \mathbf{P}_{NL}} \right\} + \ldots$$

équation 1.3

où ε_0 est la permittivité du vide et $\chi^{(n)}$ la susceptibilité d'ordre n du matériau. Celui-ci à une structure cristallographique telle que les susceptibilités d'ordre pair sont nulles. On décompose souvent cette réponse en une partie $\mathbf{P}_L$ linéaire et une partie non-linéaire $\mathbf{P}_{NL}$ dont le premier terme non nul provient de la susceptibilité du troisième ordre. Cette contribution non-linéaire est très faible devant la contribution linéaire. Bien que faibles devant la contribution linéaire, les non-linéarités influencent fortement la propagation des signaux dans les transmissions sur fibres optiques.

Cette fonction reliant la polarisation au champ électrique, dite constitutive du matériau, permet de compléter les équations de Maxwell et de prédire la valeur du champ optique se propageant dans la fibre grâce à une équation de propagation comme suit [21]:

$$\mathbf{rot}(\mathbf{rot}(\mathbf{E}(\mathbf{r},t))) - \frac{1}{c^2}\frac{\partial^2\mathbf{E}(\mathbf{r},t)}{\partial t^2} = \mu_0 \frac{\partial^2\mathbf{P}(\mathbf{r},t)}{\partial t^2} \qquad \textit{équation 1.4}$$

où c est la vitesse de la lumière dans le vide ($c^2\varepsilon_0\mu_0=1$, ε_0 étant la permittivité du vide)) et μ_0 est la perméabilité magnétique du vide. Elle peut aussi s'exprimer dans l'espace de Fourier par :

$$\mathbf{rot}\left(\mathbf{rot}\left(\tilde{\mathbf{E}}(\mathbf{r},\omega)\right)\right) - \frac{\omega^2}{c^2}\tilde{\mathbf{E}}(\mathbf{r},\omega) = \mu_0\tilde{\mathbf{P}}(\mathbf{r},\omega) \qquad \textit{équation 1.5}$$

où tilde indique que l'on a effectué une transformée de Fourier.

Cette équation n'a pas de solution simple compte-tenu de la réponse non-linéaire du matériau. La démarche suivie est alors de la résoudre en ne tenant pas compte des non-linéarités puis d'appliquer la méthode des perturbations à la solution linéaire obtenue pour y prendre en compte la contribution non-linéaire. Jusqu'au paragraphe I.6. la propagation sera donc supposée linéaire. En considérant un milieu homogène et répondant de façon linéaire au champ électrique incident, l'équation 1.5 de propagation devient :

$$\Delta\left(\tilde{\mathbf{E}}(\mathbf{r},\omega)\right) - \varepsilon(\omega)k_0^2.\tilde{\mathbf{E}}(\mathbf{r},\omega) = \mathbf{0} \qquad \textit{équation 1.6}$$

où $\varepsilon(\omega)$ est la permittivité électrique et $k_0=\omega/c$. Dans le cas linéaire $\varepsilon(\omega)=1+\chi^{(1)}(\omega)$.

Le comportement linéaire des ondes optiques se propageant dans la fibre peut alors être caractérisé par sa permittivité électrique ε de laquelle on déduit l'indice de réfraction ($\varepsilon(\omega)=n^2(\omega)$). L'indice de réfraction n est une grandeur complexe parfois confondue avec sa partie réelle (noté n aussi) et dont la partie imaginaire est relative aux pertes du matériau. Dans les applications présentées ici, on utilise des fibres optiques à sauts d'indice, c'est-à-dire que l'indice des couches concentriques varie par paliers. Le plus souvent, la fibre optique comporte deux couches : une couche centrale

appelé cœur de la fibre d'indice n_1 et de rayon $\rho=a$ et une couche concentrique extérieure d'indice n_2 appelée gaine. En choisissant judicieusement la valeur de ces indices (n_1 est choisi légèrement supérieur à n_2) on obtient une sorte de miroir cylindrique dans lequel l'onde émise à l'entrée ne peut s'échapper et est transmise jusqu'à la sortie. La figure 1.2 donne le schéma de principe de telles fibres optiques.

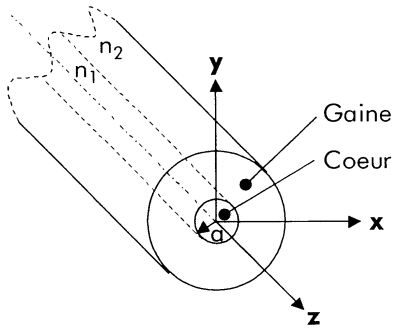


figure 1.2 : Schéma d'une fibre optique à saut d'indice avec un cœur de rayon a et d'indice n_1 et une gaine d'indice n_2.

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 1.2) de la partie longitudinale considérée comme la direction de propagation (z sur la figure 1.2). Cette distinction peut s'exprimer formellement comme suit :

$$\mathbf{E}(\mathbf{r},t) = \mathbf{q}(z,t).F(x,y).e^{i(\beta_0 z-\omega_0 t)} + c.c. \qquad \textit{équation 1.7}$$

où F est la fonction transverse d'amplitude du champ électrique normalisée, **q** la fonction d'enveloppe 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 aux limites des variations du matériau. Ainsi le choix de la géométrie du guide : rayon de cœur et indices de réfraction principalement, conduit à une propagation de modes particuliers donnés par l'expression de la fonction F(x,y) de l'équation 1.7 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 justement 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 dans les transmissions optiques terrestres. Ce type de fibres a généralement un rayon de cœur de l'ordre de 5 µm, un diamètre de gaine d'environ 125 µm, et un écart relatif d'indice : $(n_1-n_2)/n_1$ d'environ 10^{-3}. On définit alors la longueur d'onde de coupure, c'est-à-dire la longueur d'onde en dessous de laquelle la fibre n'est plus monomode : λ_c, valant pour les fibres standard (SSMF ou SMF : *Standard Single Mode Fiber*) environ 1300 nm. Dans la suite du manuscrit, toutes les fibres citées 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[21] :

$$F(x,y) = \exp\left(-\frac{x^2+y^2}{w^2}\right), \qquad \text{équation 1.8}$$

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

La fibre optique a fait l'objet d'un très grand nombre de travaux de recherche visant à optimiser ses propriétés quant à la propagation de signaux optiques [3],[4],[21],[25]. Nous verrons après une définition des puissances utiles dans les systèmes de transmission, les principaux effets physiques qui interviennent dans la dégradation de ces signaux.

I.3. Définition des puissances utiles dans les systèmes de transmission

La puissance transverse quasi-instantanée (puissance moyenne à l'échelle de la période de la porteuse optique) du champ électrique, ou énergie électrique véhiculée par unité de temps dans une section transverse de fibre et à une distance z de propagation, peut s'exprimer en fonction de z et du temps t par :

$$P(z,t) = \text{Cte.}\left\langle \left\| \mathbf{E}(x,y,z,t) \right\|^2 \right\rangle_{xy} = \text{Cte.}\left\langle \left| F(x,y) \right|^2 \right\rangle_{xy} . \left\| \mathbf{q}(z,t) \right\|^2 \qquad \text{équation 1.9}$$

$$\text{où } \langle B \rangle_{xy} = \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int B dx dy \qquad \text{équation 1.10}$$

La puissance P(z,t) ne doit pas être confondue avec le vecteur polarisation du matériau **P**. La constante cte., permet, avec l'intégration, de passer des unités de $V^2.m^{-2}$ de la norme du champ au carré à l'unité de puissance (W) et vaut en considérant que l'écart d'indice cœur-gaine est négligeable [21] :

$$\text{Cte.} = \frac{1}{2}\varepsilon_0 nc \qquad \text{équation 1.11}$$

où ε_0 est la permittivité du vide, n la partie réelle de l'indice et c la vitesse de la lumière. A partir de cette puissance transverse quasi-instantanée on peut calculer, suivant les besoins, plusieurs puissances moyennées sur le temps. Une puissance moyenne sur une durée Δt :

$$\langle P \rangle_{t_0,\Delta t}(z) = \frac{1}{\Delta t} \int_{t_0}^{t_0+\Delta t} P(z,t) dt , \qquad \text{équation 1.12}$$

la plus souvent utilisée lorsque la durée Δt est très grande devant le temps bit T. On parlera dans ce cas de puissance moyenne P(z). On utilise aussi la puissance moyenne sur un temps bit T ou une fraction de temps bit, correspondant à l'énergie d'un symbole détectée par le récepteur et ramenée à la durée d'intégration de celui-ci. Si le symbole est un « 1 » ou un « 0 » on parlera de puissance du symbole « 1 »

respectivement « 0 ». Une moyenne de puissance sur un grand nombre de symboles donnera alors la puissance moyenne des « 1 » ou des « 0 » notée P_1 ou P_0.

Par ailleurs il est aussi fréquent de définir une puissance dans le domaine spectral par :

$$P(z,\omega) = Cte.\left\langle \left\| \tilde{\mathbf{E}}(x,y,z,\omega) \right\|^2 \right\rangle_{xy} = Cte.\left\langle |F(x,y)|^2 \right\rangle_{xy} . \left\| \tilde{\mathbf{q}}(z,\omega) \right\|^2 , \qquad \text{équation 1.13}$$

et une puissance moyenne sur un intervalle de fréquence :

$$\langle P \rangle_{\omega_0,\Delta\omega}(z) = \frac{1}{\Delta\omega} \int_{\omega_0}^{\omega_0+\Delta\omega} P(z,\omega) d\omega \qquad \text{équation 1.14}$$

On choisit souvent, dans l'application des systèmes de transmission de parler de puissance par canal de transmission c'est-à-dire, puissance moyenne de l'onde modulée autour de ω_0 sur une étendue spectrale, $\Delta\omega$. Pour des canaux modulés au débit de 40 Gbit/s, la valeur de cette dernière puissance moyenne lorsque $\Delta\omega$ est supérieure à 80 GHz sera équivalente à la puissance moyenne temporelle du canal prise sur une durée très grande devant le temps bit.

Toutes ces puissances sont souvent exprimées en dBm pour simplifier les calculs de puissance au laboratoire :

$$P(dBm) = 10.Log\left(\frac{P}{1mW}\right) \qquad \text{équation 1.15}$$

Par la suite, la définition par défaut de la puissance sera la puissance moyenne temporelle du signal sur une durée très grande devant le temps bit.

I.4. Effets de propagation linéaires

I.4.1. Les pertes de la fibre optique

Le signal optique est atténué lors de sa propagation dans les fibres optiques. Comme nous l'avons vu dans un court historique en introduction, les pertes des fibres optiques, assez fortes pour les premières fibres réalisées, ont ensuite atteint une valeur extrêmement faible sur une large bande de fréquences. La fibre optique est alors devenue un support exceptionnel pour la transmission massive de d'information. Pour une fibre donnée, ou d'ailleurs tout autre composant, on définit les pertes d'insertion par le rapport des puissances moyennes de sortie (*out* en anglais) et d'entrée (*in*) :

$$\Gamma = \frac{P_{out}}{P_{in}} \text{ aussi exprimée en dB par } \Gamma(dB) = 10.Log\left(\frac{P_{out}}{P_{in}}\right) = P_{out}(dBm) - P_{in}(dBm)$$

équation 1.16

Les pertes linéiques, quant à elles, correspondent aux pertes d'insertion par unité de longueur que l'on exprime souvent par α en dB/km. Pour retrouver les pertes linéiques en km^{-1} on peut utiliser la formule suivante :

$$\alpha(km^{-1}) = \frac{Ln(10)}{10}.\alpha(dB.km^{-1}) \approx 0.23\alpha(dB.km^{-1}) \qquad \text{équation 1.17}$$

Il est possible d'évaluer ce coefficient en calculant les pertes du mode fondamental de la fibre optique induite par la partie imaginaire de l'indice de réfraction.

Le long de la propagation dans la fibre, la puissance du signal optique chute exponentiellement comme illustrée en figure 1.3.

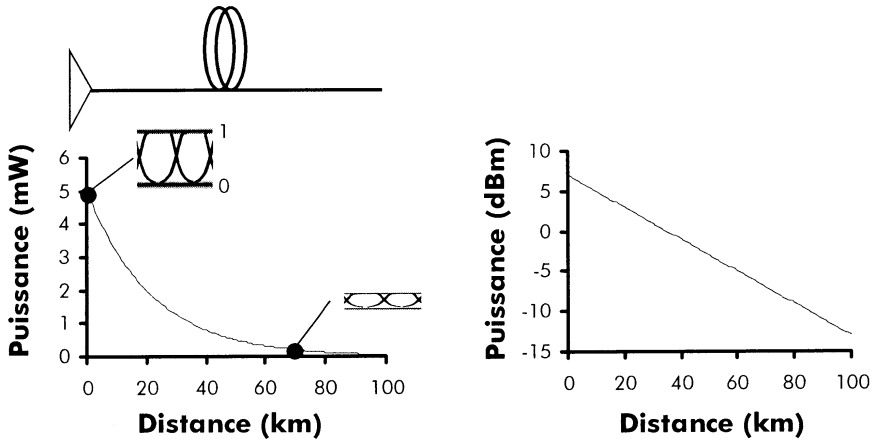


figure 1.3 : Evolution de la puissance moyenne (en mW à gauche et dBm à droite) en fonction de la distance de propagation dans une fibre optique de 100 km et perdant 0.2 dB de puissance par km.

De plus, le coefficient d'atténuation α varie en fonction de la longueur d'onde du signal incident. Cette variation est illustrée sur la figure 1.4 dans le cas d'une fibre monomode standard (SMF). Les pertes des fibres sont tout d'abord dues à l'absorption intrinsèque de la silice pour les longueurs d'onde supérieures à 1.6 µm et des impuretés qui augmentent l'absorption aux longueurs d'onde de leurs résonances [26],[27]. Ces impuretés sont des cations métalliques et surtout l'ion OH^- qui est responsable du pic d'absorption le plus important à 1.39 µm. Ensuite, la diffusion Rayleigh sur les impuretés, l'hétérogénéité du matériau et les défauts du verre, en particulier à l'interface entre le cœur et la gaine de la fibre appauvrit le signal guidé en courtes longueurs d'onde comme lorsqu'on regarde le coucher de soleil traversant une épaisse couche d'atmosphère. L'ensemble des pertes présente alors deux fenêtres de transmission de part et d'autre du pic OH autour de 1.3 µm et autour de 1.55 µm. Bien que la fenêtre présentant des pertes minimales est celle autour de 1.5 µm, les télécommunications optiques ont d'abord exploité celle proche de 1.3 µm compte-tenu des sources de lumière continues alors disponibles. Les progrès sur les composants optoélectroniques ont ensuite permis d'accéder aux longueurs d'ondes avoisinant 1550 nm où les pertes des fibres standard ne sont que de 0.2 dB/km. A ces longueurs d'onde, la puissance du signal n'est divisée par 10 qu'au bout de 50 km !

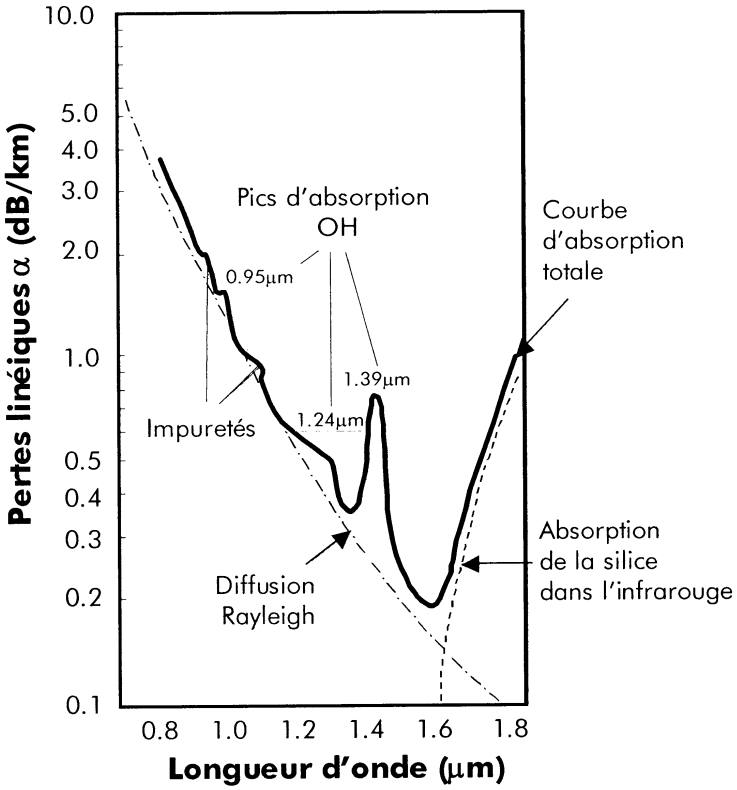


figure 1.4 : Courbe de variation des pertes linéiques en fonction de la longueur d'onde pour les fibres monomodes standard (d'après [27]).

Malgré la valeur très faible des pertes il est nécessaire de ré-amplifier le signal pour atteindre des distances de plusieurs centaines de kilomètres. Outre les pertes de la fibre, les amplificateurs limitent la bande passante offerte par la fibre optique comme nous le verrons au § II.3.2. . Des travaux récents sur les procédés de fabrication des fibres permettent de limiter, voire de supprimer, le pic d'absorption OH ce qui élargit encore la bande passante disponible vers les longueurs d'onde proches de 1.4 μm. Cette réduction du pic OH peut être utilisée pour le transport d'information mais aussi pour le couplage dans la fibre de longueurs d'onde de pompe nécessaires à l'amplification Raman (Cf. § II.3.3.). Les équipementiers veulent donc de plus en plus connaître la valeur des pertes de la fibre sur une large gamme de fréquences.

Enfin, pour obtenir les pertes globales d'un système fibré il faut compter, en plus de ces pertes, les pertes induites par micro-courbures toujours existantes dans le cheminement et le conditionnement des fibres ainsi que les pertes d'épissures permettant de connecter plusieurs tronçons de fibres.

I.4.2. La dispersion chromatique

La dispersion chromatique dans les fibres monomodes provient de la variation de l'indice de réfraction avec la longueur d'onde n(λ). Le signal modulé utilisé dans les transmissions optiques (Cf. figure 1.1) a une étendue spectrale non nulle $\Delta\nu=\Delta\omega/2\pi$ même si celle-ci reste bien inférieure à la valeur de la fréquence centrale ($\Delta\nu<<\nu_0$). Par exemple, pour un canal modulé à 40Gbit/s, l'étendue spectrale est d'environ 80 GHz autour de la fréquence centrale d'environ 190 THz (correspondant à

une longueur d'onde de 1550 nm). Les différentes composantes spectrales du signal ne voient donc pas tout à fait les mêmes indices de réfraction et se déphasent en cours de propagation.

Pour préciser formellement cet effet linéaire, on développe en série de Taylor, la constante de propagation du champ électrique β autour de la pulsation centrale ω_0 par [21]:

$$\beta(\omega) = n(\omega)\frac{\omega}{c} = \beta_0 + \beta_1(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2}\beta_2(\omega - \omega_0)^2 + \frac{1}{6}\beta_3(\omega - \omega_0)^3 \ldots \qquad \textit{équation 1.18}$$

Avec $\beta_m = \left(\frac{d^m\beta}{d\omega^m}\right)_{\omega=\omega_0}$, (m=0, 1, 2, 3, ...).

où n est cette fois l'indice effectif de la fibre optique. La variation de la constante de propagation en fonction de la pulsation, autour de la pulsation centrale ω_0, β_1, est reliée à la vitesse de déplacement de l'enveloppe du signal dite aussi vitesse de groupe : $v_g=\beta_1^{-1}$. La dérivée suivante β_2, quant à elle, est responsable de l'élargissement temporel des impulsions. Elle correspond à la dispersion de la vitesse de groupe (GVD : *Group Velocity dispersion*) exprimée en $s^2.m^{-1}$. β_1 et β_2 peuvent être reliés à l'indice de réfraction effectif de la fibre, noté n, par les relations suivantes :

$$\beta_1 = \frac{d\beta}{d\omega} = \frac{1}{c}\left(n + \omega\frac{dn}{d\omega}\right) = \frac{n_g}{c} = \frac{1}{v_g} \qquad \textit{équation 1.19}$$

$$\beta_2 = \frac{d^2\beta}{d\omega^2} = \frac{1}{c}\left(2\frac{dn}{d\omega} + \omega\frac{d^2n}{d\omega^2}\right), \qquad \textit{équation 1.20}$$

où n_g est appelé l'indice de groupe.

Du point de vue des systèmes de transmission optiques, on parle plus souvent de dispersion chromatique (ou dispersion tout court dans la suite du manuscrit), notée D qui donne l'écart du temps d'arrivée en ps de deux impulsions de longueurs d'onde centrales différentes de 1 nm et envoyées en même temps dans une fibre de 1 km de longueur. Cette quantité D s'exprime en $ps.nm^{-1}.km.^{-1}$, unité ainsi plus pratique pour les systèmes, et est reliée à β_2 par :

$$D = \frac{d\beta_1}{d\lambda} = -\frac{2\pi c}{\lambda^2}\beta_2 \qquad \textit{équation 1.21}$$

Pour les fibres monomodes utilisées comme fibres de transmission dans les systèmes, la dispersion chromatique s'annule pour une valeur de longueur d'onde $\lambda_{D=0}$ de part et d'autre de laquelle, on peut distinguer deux régimes de dispersion :

- un régime de dispersion dit « anormale » lorsque $\beta_2<0$ (soit D>0) et où les paquets d'onde de longueur d'onde centrale courte se déplacent à une vitesse de groupe plus élevée que ceux à des longueurs d'onde centrales plus longues et,
- un régime de dispersion « normale » lorsque $\beta_2>0$ (soit D<0) et où, cette fois ce sont les paquets d'onde de longueurs d'onde centrales courtes qui se déplacent le moins rapidement.

La figure 1.5 illustre ces deux régimes de dispersion et leurs effets sur les impulsions optiques. Pour ces deux régimes et lorsqu'au début de la propagation le signal ne présente pas de *chirp* (que nous définirons au § II.1.2.), les impulsions vont subir un élargissement temporel. Cet élargissement est néfaste dans la mesure ou des impulsions de symbole « 1 », en s'élargissant peuvent remonter le niveau d'amplitude des symboles « 0 » ou interférer avec d'autres symboles « 1 » (ISI : *Inter-Symbol Interference*).

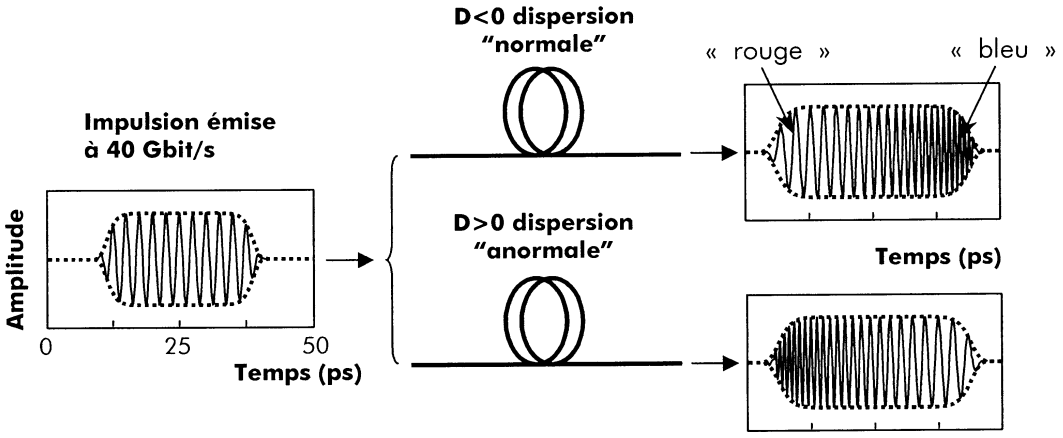


figure 1.5 : Illustration de l'effet sur le signal de la dispersion chromatique : variation de la vitesse de groupe en fonction de la longueur d'onde résultant en un élargissement de l'enveloppe des impulsions et en une variation de fréquence instantanée le long des impulsions.

Différentes valeurs de dispersion chromatique des fibres peuvent être obtenues en jouant sur le dopage de la silice et, par conséquent, sur le profil d'indice des fibres utilisées (qui peut être en fait plus complexe que simplement deux couches concentriques). En changeant ainsi l'indice effectif du guide, il est possible de décaler la longueur d'onde $\lambda_{D=0}$ des fibres pour obtenir un régime de dispersion donné. Une génération de fibre à dispersion décalée (DSF) a alors vu le jour, avec une dispersion nulle à une longueur d'onde proche de 1550 nm (voir figure 1.6). Ces fibres permettaient d'éviter une compensation de dispersion en fin de liaison mais présentaient des inconvénients quant aux effets non-linéaires (voir § I.6.1.3.).

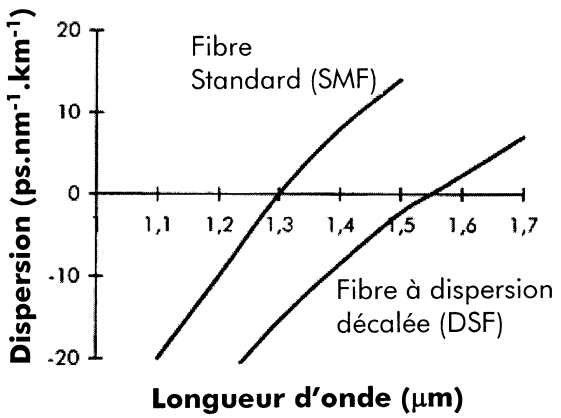


figure 1.6 : Exemple de variation de la dispersion en fonction de la longueur d'onde pour la fibre standard (SMF) et à dispersion décalée (DSF) d'après [21].

Les valeurs typiques de la dispersion chromatique pour la fibre standard (SMF) et la DSF sont respectivement de 17 $ps.nm^{-1}.km$ et 0 $ps.nm^{-1}.km$ à 1550 nm. L'optimisation de la valeur de la dispersion chromatique des fibres reste un sujet d'étude important et doit être reconsidéré lorsque le débit par canal utilisé varie. Des fibres à dispersion décalée non nulle (NZDSF : *Non Zero Dispersion Shifted Fiber*) de dispersion intermédiaire entre 0 et 17 $ps.nm^{-1}.km$ sont aujourd'hui particulièrement étudiées comme compromis entre et la fibre standard et les DSFs. Ces compromis relatifs à la valeur de la dispersion chromatique des fibres seront détaillés au chapitre 3.

Revenons au développement de la constante de propagation. Après la dispersion de vitesse de groupe induite par β_2, les deux termes suivant en β_3 et β_4 jouent aussi un rôle important dans les systèmes de transmission WDM à large bande optique. De la même façon que pour β_2, on utilise de façon usuelle dans les systèmes un autre paramètre noté d' et appelé pente de dispersion chromatique :

$$d' = \frac{dD}{d\lambda} = \frac{4\pi c}{\lambda^3}\left(\beta_2 + \frac{\pi c}{\lambda}\beta_3\right), \qquad \textit{équation 1.22}$$

avec généralement comme unité la $ps.nm^{-2}.km^{-1}$. On remarque dans l'équation 1.22 que si l'on impose $d'=0$ ceci n'implique pas forcément que β_3 est nul.

Le paramètre d' fournit donc la variation de dispersion chromatique avec la longueur d'onde. Pour les systèmes de transmission multiplexés en longueur d'onde, les canaux ont des longueurs d'onde porteuses différentes. La valeur de dispersion chromatique à ces différentes longueurs d'onde pourra donc être obtenue en utilisant la valeur de dispersion, généralement spécifiée à la longueur d'onde de 1550 nm, et le paramètre d' de pente de dispersion. Pour les fibres standard (SMF) par exemple, la pente de dispersion d' vaut 0.057 $ps.nm^{-2}.km^{-1}$ à 1550 nm. Des canaux de longueurs d'onde porteuses respectivement à 1500, 1550 et 1600 nm auront donc des dispersions chromatiques d'environ 14, 17 et 20 $ps.nm^{-1}.km^{-1}$. Les régimes de dispersion de ces canaux seront donc notablement différents. Par ailleurs, on remarque sur la figure 1.6 que la variation de dispersion avec la longueur d'onde n'est pas tout à fait linéaire. Pour des bandes de transmission importantes (d'une cinquantaine de nm ou plus), la pente de la pente de dispersion (induite par β_4) doit être prise en compte pour bien connaître les écarts de dispersion subits par les différents canaux multipléxés[29].

Nous verrons dans ce manuscrit que la dispersion chromatique et ses dérivées jouent un rôle de premier plan dans l'étude des transmissions WDM à 40 Gbit/s ou plus.

I.4.3. La dispersion modale de polarisation

Nous avons vu au § I.2. que les fibres utilisées dans les systèmes considérés ici, étaient conçues de telle sorte qu'un seul mode puisse se propager. Le champ optique de ce mode, se propageant suivant la direction axiale de la fibre, a a priori, une répartition transverse équivalente sur les deux dimensions restantes. On parle alors de mode dégénéré. En fait cette équivalence sur les deux dimensions transverses peut être rompue dans la fibre, et il en résulte une propagation, non plus d'un, mais de deux modes dits modes de polarisation. Les causes de cette levée de dégénérescence sont l'anisotropie des guides, les contraintes lors de leur fabrication et les éventuelles courbures ou contraintes lors de l'utilisation [22]. Si on considère que les caractéristiques de cette anisotropie sont conservées le long de l'axe de propagation et dans le temps, on peut la décrire comme une biréfringence, c'est-à-dire comme une différence de vitesse de propagation des modes de polarisations suivant deux axes propres du milieu

appelés axe « lent » et axe « rapide » avec deux indices de réfraction associés n_s et n_f (s pour « slow » et f pour « fast »). Dans un tel cas, si le champ incident est monochromatique et polarisé suivant un des axes propres de la fibre, il conservera cette polarisation et un seul mode de polarisation se propagera dans la fibre. Si, par contre, la polarisation du champ incident ne concorde pas avec ces axes propres, l'état de polarisation de ce champ optique monochromatique varie périodiquement le long de la propagation. En effet, considérant idéalement le champ comme une onde monochromatique de longueur d'onde λ, et se répartissant en composantes sur deux axes différents, si les deux composantes ne se propagent pas à la même vitesse, le champ résultant après transmission aura une polarisation variant périodiquement dans le temps ou selon la distance de propagation. L'état de polarisation se retrouvera identique à lui même sur une longueur dite longueur de battement, L_B où la différence des chemins optiques parcourus par les deux composantes sera égale à la longueur d'onde λ : $L_B=\lambda/(n_s-n_f)$. Si, maintenant on ne considère plus une onde monochromatique, mais une impulsion de largeur spectrale non nulle centrée sur la pulsation ω_0, on peut développer la différence de constante de propagation sur les deux axes autour de ω_0, de la même façon que pour la dispersion chromatique (au § I.4.2.), selon :

$$\Delta\beta(\omega) = \beta_s(\omega) - \beta_f(\omega) = \Delta\beta_0 + \Delta\beta_1(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2}\Delta\beta_2(\omega - \omega_0)^2 \ldots \qquad \text{équation 1.23}$$

où $\Delta\beta_0$ correspond à une biréfringence indépendante de la longueur d'onde, et $\Delta\beta_1$ induit une différence de temps d'arrivée, après une longueur L de fibre, entre les groupes d'ondes situés sur les axes propres de polarisation. Cette différence, de valeur $\Delta\beta_1 L$ est notée DGD (*Differential Group Delay*). Si l'on reçoit l'impulsion par un détecteur indépendant de la polarisation en fin de propagation, on assiste alors à un élargissement de l'impulsion initiale voire une séparation en deux impulsions comme représenté en figure 1.7.

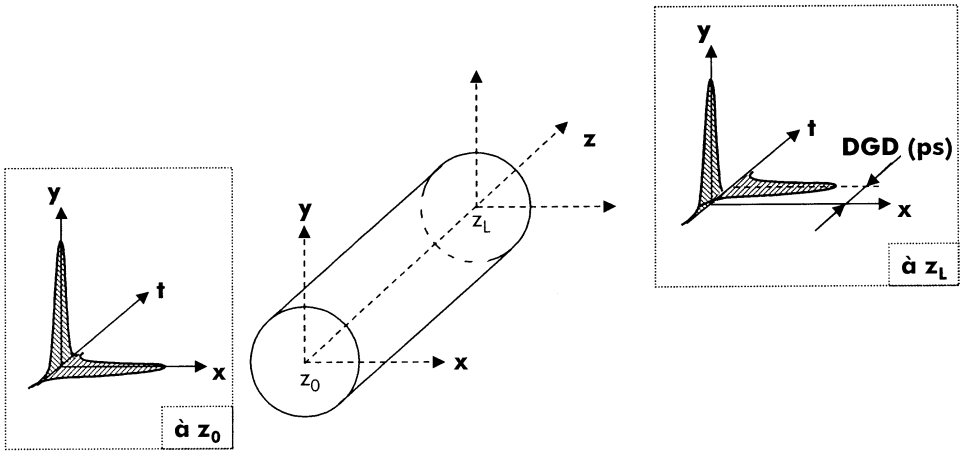


figure 1.7 : Illustration de la différence du temps d'arrivée en fin de fibre(ou DGD) de deux impulsions polarisées différemment en entrée de fibre.

Nous avons pour le moment fait l'hypothèse que la dissymétrie transverse du guide ne variait pas dans le temps ou avec la distance de propagation. Cette hypothèse est valable pour les fibres à maintien de polarisation (PMF : Polarization Maintaining Fiber) qui ont une dissymétrie intrinsèque relativement forte et volontairement induite lors de

leur fabrication. Dans les fibres de transmission au contraire, la dissymétrie du guide est involontaire et relativement faible (un écart d'indice n_s-n_f environ 1000 fois inférieur à l'écart d'indice cœur-gaine) et elle est, de plus, aléatoire dans le temps ou suivant la localisation dans la fibre. Ce caractère aléatoire provient des variations de dissymétrie par courbures, contraintes et variations de température variables dans le temps ou le long de la fibre. On définit alors la dispersion du mode de polarisation ou PMD (Polarisation Mode Dispersion) comme la valeur moyenne du DGD défini plus haut. Dans le cas des PMF, la PMD est égale au DGD et est proportionnelle à la distance de propagation L. Dans le cas des fibres de transmission standard, le DGD a une distribution statistique. On modélise cette distribution statistique en considérant la fibre, ou le système de transmission comme une concaténation d'éléments biréfringents (petites sections pour le cas de la fibre) de DGD $\delta\tau$, couplés de manière aléatoire. Pour cet ensemble d'éléments concaténés, il existe des états de polarisation en entrée de système pour lesquels l'état de polarisation de sortie ne varie pas en fonction de la fréquence. De tels états d'entrée sont appelés états principaux de polarisation (PSP : Principal State of Polarisation). Le DGD total en sortie de fibre résulte des différentes contributions des sous-sections concaténées aléatoirement. On montre, en ne considérant qu'un développement de $\Delta\beta$ au premier ordre (Cf. équation 1.23) que le DGD résultant $\Delta\tau$ suit une loi statistique Maxwellienne de type [22]:

$$P(\Delta\tau) = \frac{32}{\pi^2}\frac{\Delta\tau^2}{PMD^3}e^{\left(-\frac{4}{\pi}\frac{\Delta\tau^2}{PMD^2}\right)} \qquad \text{équation 1.24}$$

Cette distribution est représentée en figure 1.8. Nous pouvons remarquer, à cause de cette distribution qu'il devient difficile de garantir une qualité de transmission acceptable en permanence puisqu'il reste une probabilité non nulle d'avoir un DGD important. Nous verrons au III.2.2. sur les critères de qualité, une définition de la PMD acceptable pour les systèmes.

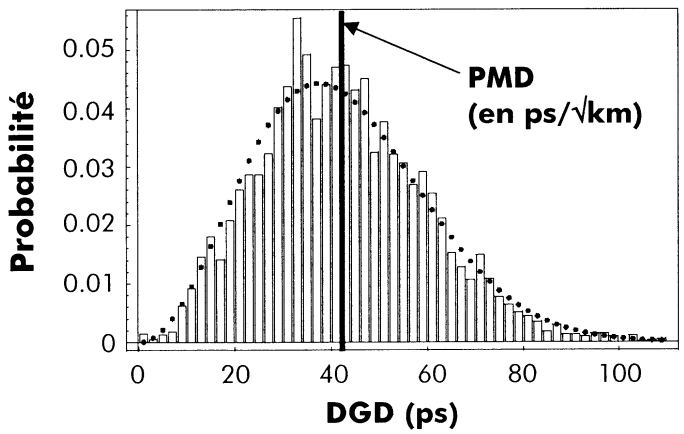


figure 1.8 : Distribution statistique du DGD mesurée pour une fibre de 43 ps de PMD sur une période de 6 mois [22].

Pour les fibres PMF les PSP correspondent aux axes propres de biréfringence, la PMD au DGD et l'accumulation de la PMD avec la distance est linéaire. Pour les fibres standard ou les systèmes, du fait de la nature statistique de la PMD, celle-ci s'accumule comme la racine carrée de la distance. On peut définir un coefficient de PMD exprimé en $ps.km^{-1/2}$ qui fournira la valeur de la PMD d'une fibre de longueur L en le

multipliant par la racine de L. Il est possible d'affiner l'analyse de la PMD en prenant en considération les effets d'ordre supérieurs du développement de $\Delta\beta$. L'ouvrage [22] donne plus de détails à ce sujet. Quoi qu'il en soit, on remarque que l'influence de la PMD sur les impulsions est d'autant plus gênante que ces impulsions sont courtes, puisqu'il faudra un DGD moindre pour séparer ces impulsions en deux. Ainsi, la PMD tolérable est inversement proportionnelle au débit par canal utilisé. Il est donc clair que pour des débits de 40 Gbit/s ou plus, la PMD devient très limitante. Pour les transmissions à haut débit il faudra donc utiliser des fibres récentes pour lesquelles la PMD a été minimisée lors de leur fabrication. Les fibres plus anciennes déjà installées pourront limiter, quant à elles, la distance de transmission des systèmes à haute *granularité*. Nous illustrerons ces dernières remarques par des valeurs chiffrées au § III.2.2. où nous verrons plus précisément les implications de ce phénomène sur les systèmes terrestres utilisant un débit de 40 Gbit/s. Dans ce travail de thèse, nous considérerons pour les simulations numériques et la modélisation, une propagation scalaire du signal optique, c'est-à-dire sans prendre en compte l'influence de la PMD. Lors des expériences de laboratoire, on s'attachera cependant à utiliser des systèmes ne dépassant pas une certaine valeur de PMD. Pour la suite de l'étude, le champ électrique pourra donc s'exprimer à partir de l'équation 1.7 et par [21] :

$$\mathbf{E}(\mathbf{r},t) = \frac{1}{2}\mathbf{x}\left(q(z,t).F(x,y).e^{i(\beta_0 z-\omega_0 t)} + c.c.\right) \qquad \text{équation 1.25}$$

où **x** est le vecteur unitaire du champ électrique et q(z,t) l'enveloppe scalaire lentement variable.

I.4.4. Evolution linéaire de l'enveloppe du champ électrique

Par la suite on écrira l'enveloppe du champ électrique lentement variable par la fonction A(z,t) choisie de telle sorte que son module au carré : AA* soit égal à la puissance P(z,t) définie à l'équation 1.9. A s'exprime alors par :

$$A(z,t) = q(z,t).\sqrt{cte.\left\langle |F(x,y)|^2 \right\rangle_{xy}} \qquad \text{équation 1.26}$$

La constante cte. étant celle définie au § I.3. Le champ électrique polarisé de façon rectiligne, suivant **x**, de l'équation 1.25 est donc donné en fonction de A par :

$$\mathbf{E}(\mathbf{r},t) = \mathbf{x}.\frac{1}{2\sqrt{cte.\left\langle |F(x,y)|^2 \right\rangle_{xy}}}\left(F(x,y).A(z,t)e^{i(\beta_0 z-\omega_0 t)} + c.c.\right) \qquad \text{équation 1.27}$$

L'équation de propagation linéaire de l'enveloppe A(z,t), tenant compte des pertes de la fibr, de la dispersion chromatique et de la pente de la dispersion peut alors s'écrire à partir de l'équation 1.4 de propagation comme :

$$i\frac{\partial A(z,t)}{\partial z} - i\beta_1\frac{\partial A(z,t)}{\partial t} - \frac{1}{2}\beta_2\frac{\partial^2 A(z,t)}{\partial t^2} - \frac{i}{6}\beta_3\frac{\partial^3 A(z,t)}{\partial t^3} = -\frac{i\alpha}{2}A(z,t) \qquad \text{équation 1.28}$$

Cette équation décrit l'évolution linéaire de l'enveloppe lentement variable au cours de la propagation dans une fibre optique (on a négligé ici la dérivée seconde de l'enveloppe par rapport à z devant la dérivée première).

I.5. Champs électriques partiels et changements de variable intéressants dans les systèmes WDM

Ce paragraphe est un petit intermède dans lequel nous allons préciser les différentes formes du champ électrique considérées dans les modélisations pour des formulations théoriques intéressantes dans l'étude des systèmes de transmission WDM. Dans le cadre de ces systèmes, le champ total en entrée de fibre est obtenu par multiplexage du champ optique de tous les canaux. Un canal provient de la modulation d'une longueur d'onde d'émission laser quasi monochromatique λ_i et on peut alors exprimer son champ électrique par :

$$\mathbf{E}_i(\mathbf{r},t) = \mathbf{x}.\frac{1}{2\sqrt{cte.\left\langle \left|F_i(x,y)\right|^2 \right\rangle_{xy}}}\left(F_i(x,y).A_i(z,t)e^{i(\beta_{0,i}z-\omega_{0,i}t)} + c.c.\right) \qquad \text{équation 1.29}$$

Il est intéressant de prédire l'évolution du champ d'un canal puisque les canaux sont démultiplexés en fin de système et analysés un à un. Compte-tenu de la linéarité de l'équation 1.28 d'évolution de l'enveloppe, on peut résoudre cette équation canal par canal. Le champ optique total obtenu sera la somme des champs de tous les canaux :

$$\mathbf{E}(\mathbf{r},t) = \sum_i \mathbf{E}_i(\mathbf{r},t) \qquad \text{équation 1.30}$$

De la même façon, il est parfois intéressant pour la prédiction de la qualité de transmission de décomposer le champ électrique d'un canal en une somme de sous-champs électriques qui n'auraient une valeur non nulle que pendant la durée d'un temps bit (T_B):

$$\mathbf{E}_i(\mathbf{r},t) = \sum_k \mathbf{E}_{i,t_k..t_k+T_B}(\mathbf{r},t) \qquad \text{équation 1.31}$$

où $\mathbf{E}_{i,t_k..t_k+T_B}(\mathbf{r},t) = \mathbf{E}_i(\mathbf{r},t)$ quand $t_k < t < t_k + T_B$ et est nul reste du temps

Dans les systèmes de transmission numériques binaires, l'information est contenue dans l'enchaînement des symboles « 1 » ou « 0 » qui sont traduits par deux niveaux d'amplitude : élevé pour les « 1 » et faible pour les « 0 ». Pour garantir une transmission sans erreur, il faut que l'énergie intégrée par le récepteur sur une fraction du temps bit puisse être en fin de transmission toujours supérieure à un seuil pour les « 1 » et toujours inférieure à ce même seuil pour les « 0 ». Il est donc intéressant d'utiliser cette expression partielle du champ, réduite à un temps bit, pour prédire si, malgré la déformation induite dans ce temps bit, on pourra retrouver le symbole en fin de liaison. Si les autres symboles viennent dégrader le symbole étudié, on parle d'interférence entre symbole (ISI : *Inter-Symbol Interference*) et ceci correspond au débordement de l'enveloppe du champ d'un temps bit sur les bits voisins.

Ces deux expressions partielles du champ électrique, une adaptée à la description d'un canal de transmission dans une bande de fréquence réduite et l'autre au champ électrique réduit à l'échelle d'un temps bit, seront utiles au § I.6.1. pour la description respective des interactions non-linéaires entre les canaux et entre les impulsions d'un même canal. Outre ces expressions partielles du champ électrique, on utilise parfois des changements de variables pour « effacer » certains phénomènes qui modifient

l'enveloppe du champ. On peut par exemple « effacer » la propagation de l'enveloppe en faisant le changement : $T=t-\beta_1 z$ et $Z=z$. Dans ce cas, dans l'équation d'évolution de l'enveloppe, on ne voit plus que la déformation due aux pertes, à la dispersion chromatique et à la pente de dispersion.

Prenons par exemple le cas idéal d'une transmission sans perte et sans effet de pente de dispersion chromatique. Si l'on se place dans cette fenêtre d'observation, se propageant à la même que la vitesse de groupe, l'équation de l'enveloppe s'écrit [21] :

$$i\frac{\partial A(Z,T)}{\partial Z} - \frac{1}{2}\beta_2 \frac{\partial^2 A(Z,T)}{\partial t^2} = 0 \qquad \text{équation 1.32}$$

ou dans l'espace de Fourier : $$i\frac{\partial \tilde{A}(Z,\omega)}{\partial Z} + \frac{1}{2}\beta_2 \frac{\partial^2 \tilde{A}(Z,\omega)}{\partial t^2} = 0 \qquad \text{équation 1.33}$$

De solution : $$\tilde{A}(Z,\omega) = \tilde{A}(0,\omega)\exp\left(\frac{i}{2}\beta_2\omega^2 Z\right) \qquad \text{équation 1.34}$$

Dans laquelle on remarque, comme nous l'avons juste décrit au § I.4.2. que la dispersion déphase les composantes spectrales. On note aussi que le module de ces composantes reste inchangé. L'enveloppe A(Z,T) est alors obtenue par

$$\text{Puis } A(Z,T) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty}\tilde{A}(0,\omega)\exp\left(\frac{i}{2}\beta_2\omega^2 Z - i\omega T\right)d\omega \qquad \text{équation 1.35}$$

où $\tilde{A}(0,\omega)$ est la transformée de Fourier de l'enveloppe A(0,T), à Z=0.

Si l'on considère comme enveloppe initiale une gaussienne normalisée du type :

$$A(0,T) = \exp\left(-\frac{T^2}{2T_0^2}\right), \qquad \text{équation 1.36}$$

avec une largeur à 1/e notée T_0, valant $1/(2.(\ln 2)^{1/2})$ fois la largeur à mi-hauteur (FWHM : *Full Width Half Maximum*). Une telle impulsion en présence de dispersion chromatique aura, à une distance Z et dans la fenêtre glissante (Cf. § I.5.):

$$A(Z,T) = \frac{T_0}{\sqrt{T_0^2 - i\beta_2 Z}}\exp\left(-\frac{T^2}{2(T_0^2 - i\beta_2 Z)}\right), \qquad \text{équation 1.37}$$

dans le cas ou l'on ne prend pas en compte les pertes. Cette expression montre que l'enveloppe de l'impulsion s'applatit au cours de la propagation tout en conservant son énergie initiale. La largeur de l'impulsion dans ces conditions et à une distance Z vaut :

$$T_1 = T_0\cdot\sqrt{1+\left(\frac{Z|\beta_2|}{T_0^2}\right)^2} \qquad \text{équation 1.38}$$

L'élargissement des impulsions est donc d'autant plus important que le carré de la largeur de l'impulsion initiale l'est. La largeur des impulsions de l'onde modulée, utile pour le transport de l'information, est donc inversement proportionnelle au débit de modulation. Puisqu'en plus, les impulsions se succédent avec des écarts temporels eux

aussi, inversement proportionnels au débit de modulation, on en déduit que l'influence de la dispersion chromatique, qui se traduit par une interférence des impulsions s'élargissant, est alors inversement proportionnelle au carré de ce débit.

Le décalage de la pulsation instantanée par rapport à la pulsation porteuse de l'impulsion, vaut quant à lui, en fonction du temps T [21]:

$$\delta\omega = \frac{2\mathrm{sgn}(\beta_2).\frac{Z|\beta_2|}{T_0^2}}{1+\left(\frac{Z|\beta_2|}{T_0^2}\right)^2}.\frac{T}{T_0} \qquad \text{équation 1.39}$$

On remarque ici que ce décalage de fréquence instantanée, dû à la dispersion chromatique est linéaire en T.

Ceci complète, par une explication plus formelle, les effets de la dispersion chromatique déjà discuté au § I.4.2. et illustrés à la figure 1.5.

I.6. Effets non-linéaires

Nous allons décrire ici l'influence de la partie non-linéaire de la réponse du matériau : $\mathbf{P}_{NL}$ sur la propagation du signal optique. Comme nous avons vu au § I.2. , la partie non-linéaire est faible devant la partie linéaire de la polarisation et on traite donc son influence comme une perturbation. On considère dans la méthode des perturbations que le mode de propagation perturbé a la même distribution modale transverse, solution de l'équation de propagation linéaire, mais la constante de propagation du mode suivant z : $\beta(\omega)$, est modifiée en tenant compte de cette perturbation non-linéaire. Bien que traitées comme une petite perturbation à la solution linéaire, les non-linéarités influencent considérablement les transmissions sur fibres optiques compte-tenu des grandes distances de propagation, des faibles pertes et de la concentration de la puissance optique dans le cœur de la fibre[21]. Ces effets non-linéaires sont en particulier responsables d'une limitation des puissances utilisables dans les systèmes, puissances à partir desquelles les dégradations du signal optique sont telles qu'il est impossible de retrouver l'information transmise en fin de liaison. Les différents effets non-linéaires participant à la susceptibilité $\chi^{(3)}$ sont souvent classés selon leurs origines physiques où le type de dégradation qu'ils induisent au signal. Certains effets correspondent aux interactions du champ électrique avec les nuages électroniques du matériau. Ils sont rassemblés sous la terminologie de l'effet Kerr. D'autres font intervenir les noyaux des atomes et les vibrations mécaniques du matériau qui résultent de l'excitation par le champ électrique. Il s'agit de l'effet Raman (SRS : *Stimulated Raman Scattering*) et de l'effet Brillouin (SBS : *Stimulated Brillouin Scattering*). Nous détaillerons dans les paragraphes suivant les particularités de ces effets.

I.6.1. Effet Kerr

L'effet Kerr provient des interactions du champ électrique avec les électrons du matériau. Le temps de réponse de cet effet étant de l'ordre de 10^{-15}s, on le considérera comme quasi-instantané, ce qui permet de simplifier le développement de la polarisation non-linéaire de l'équation 1.3 en ce qui concerne l'effet Kerr. L'hypothèse de réponse instantanée revient dans le domaine spectral à négliger la dispersion de la susceptibilité du troisième ordre (i.e. $\chi^{(3)}$ indépendant de ω). Outre cette considération, le tenseur $\chi^{(3)}$ présente un grand nombre de coefficients nuls ou égaux selon la

structure du matériau et ses propriétés lorsqu'on utilise des fréquences éloignées des fréquences de résonance. Si on se place dans le cadre d'une propagation scalaire et que le champ **E** peut donc s'écrire comme indiqué à l'équation 1.25, l'expression de la polarisation non-linéaire se réduit alors à [21] :

$$\mathbf{P}_{NL}(\mathbf{r},t) = \frac{3}{4}\varepsilon_0 \chi^{(3)}_{xxxx} \left\|\mathbf{E}(\mathbf{r},t)\right\|^2 \mathbf{E}(\mathbf{r},t), \qquad \textit{équation 1.40}$$

et l'indice de réfraction en présence de l'effet Kerr s'écrit (pour sa partie réelle) :

$$n = n_0(\omega) + n_{NL}\left\|\tilde{\mathbf{E}}(\mathbf{r},\omega)\right\|^2 \qquad \textit{équation 1.41}$$

avec n_0 indice de réfraction réel linéaire et n_{NL} indice de réfraction non-linéaire s'exprimant en $m^2.V^{-2}$. La variation du coefficient d'absorption α provenant de la partie imaginaire de $\chi^{(3)}$ est négligeable devant les pertes linéaires de la fibre .

Cette polarisation non-linéaire perturbe le mode de propagation. On considère que la répartition transverse du mode F(x,y) reste inchangée mais que la constante de propagation et, par suite, l'évolution de l'enveloppe A(z,t) du signal sont perturbées.

Pour trouver la nouvelle équation de la variation de l'enveloppe en présence de l'effet Kerr, on utilise l'équation de propagation non-linéaire (équation 1.4) en considérant le champ électrique toujours de la forme donnée en équation 1.27. Pour tenir compte de façon globale de la structure du mode, on multiplie cette équation par le complexe conjugué F*(x,y) et on l'intègre sur toute la section transverse. Cela revient à obtenir une équation de l'enveloppe, ne dépendant que de z et de t, tout en prenant en compte la perturbation moyennée sur toute la section du guide. L'équation de l'enveloppe en présence de l'effet Kerr s'écrit après toutes ces opérations comme :

$$i\frac{\partial A(z,t)}{\partial z} - i\beta_1\frac{\partial A(z,t)}{\partial t} - \frac{1}{2}\beta_2\frac{\partial^2 A(z,t)}{\partial t^2} - \frac{i}{6}\beta_3\frac{\partial^3 A(z,t)}{\partial t^3} + \gamma|A|^2 A = -\frac{i\alpha}{2}A(z,t),$$

équation 1.42

avec γ coefficient non-linéaire défini par : $\gamma = \dfrac{n_2\omega_0}{cA_{eff}}$

connue aussi sous le nom, lorsque les pertes sont nulles, de l'équation de Shrödinger non-linéaire de la propagation. Le rapport n_2/A_{eff} intervenant dans le coefficient non-linéaire provient de l'intégration sur la section du guide de FF* et du fait que $|A|^2$ vaut la puissance P(z,t) telle que nous l'avons décrite au § I.3. On appelle aussi n_2 coefficient d'indice non-linéaire, et il peut être relié dans le cas de la non-linéarité de type Kerr à l'indice non-linéaire n_{NL} introduit à l'équation 1.41 par :

$$n_2 = cte.n_{NL} = \frac{2n_{NL}}{\varepsilon_0 cn} \qquad \textit{équation 1.43}$$

L'indice non-linéaire n_2, s'exprime en m^2/W. La mesure de ce coefficient non-linéaire est assez complexe et des méthodes ont été développées pour l'évaluer [28],[30],[31]. Les valeurs de coefficient non-linéaire mesurées vont de $2.1.10^{-20}$ m^2/W à $2.5.10^{-20}$ m^2/W. Compte-tenu, au cours de ces mesures, de la variation aléatoire de la polarisation du champ électrique se propageant dans le matériau, l'indice non-linéaire correspondant

à une propagation purement scalaire n_2 est en fait 9/8 de fois plus important que ces valeurs mesurées. L'explication de cette correction vient de la levée de l'hypothèse scalaire dans l'expression de l'indice non-linéaire en équation 1.41 et de la moyenne sur les polarisations[32]. Cet indice non-linéaire n'est, a priori, pas lié à la géométrie des couches d'indice de la fibre mais à une légère variation des valeurs d'indice provenant de la concentration des dopants dans la fibre [30]. Dans la bande de longueur d'onde utile dans les systèmes, l'indice non-linéaire n'a pas de variation significative avec la longueur d'onde.

L'aire effective, quant à elle, s'exprime par :

$$A_{eff} = \frac{\left\langle |F(x,y)|^2 \right\rangle_{xy} \cdot \left\langle |F(x,y)|^2 \right\rangle_{xy}}{\left\langle |F(x,y)|^4 \right\rangle_{xy}} \qquad \text{équation 1.44}$$

Cette aire traduit la concentration du champ électrique dans le cœur de la fibre et vient pondérer l'influence des effets non-linéaires sur l'enveloppe du signal. Le terme au dénominateur provient de l'effet Kerr, de la multiplication de l'équation de propagation par F*(x,y) et de l'intégration sur la section. Le terme du numérateur provient pour un terme de l'expression de l'enveloppe A(z,t) liée à la puissance du signal et de la simplification de l'équation de propagation après multiplication par F*(x,y) et intégration sur la section. L'aire effective est ainsi liée à la distribution modale transverse et donc, au profil d'indice de la fibre optique utilisée. Si la fonction F(x,y) est l'approximation gaussienne donnée à l'équation 1.8 , l'aire effective aura pour valeur πw^2. Pour les fibres standard (SMF), l'aire effective vaut environ 80 μm^2 autour de la longueur d'onde de 1550 nm.

On voit donc que le rapport n_2/A_{eff} quantifie l'importance des effets non-linéaires dans la transmission et est complètement lié à la nature de la fibre optique utilisée. Pour diminuer l'impact des effets non-linéaires, il est intéressant de concevoir le profil d'indice de la fibre de manière à augmenter son aire effective de mode. Néanmoins, en jouant sur le profil d'indice, d'autres caractéristiques sont changées comme en particulier la dispersion chromatique et la pente de la dispersion. Un compromis reste donc à trouver selon les applications dans les systèmes de transmission.

Compte-tenu de l'équation 1.42 de l'enveloppe, il est courant d'exprimer l'indice de réfraction en présence d'effet Kerr[2] et en utilisant des paramètres plus utiles dans le domaine des systèmes de transmission par la formule :

$$n = n_0 + n_2 \frac{P(z,t)}{A_{eff}}. \qquad \text{équation 1.45}$$

Cette formulation traduit bien la nature de l'effet Kerr. L'indice du matériau est fonction de l'intensité du champ à une distance z et un instant t (en fait une très courte durée incluant plusieurs périodes de la porteuse optique). L'onde qui se propage modifie donc d'elle même les caractéristiques de son support de propagation. Cette dépendance est à l'origine d'un grand nombre d'effets intéressants que nous décrirons dans ce qui suit. Pour mieux détailler ces effets, nous aurons besoin de décomposer le champ électrique complexe en plusieurs champs à des longueurs d'onde porteuses différentes (ces champ peuvent être assimilés aux canaux de transmission) comme nous l'avons décris au § I.5. Lors d'une propagation linéaire, il est possible d'écrire une équation d'enveloppe indépendante, pour chacun de ces champs partiels. Néanmoins en présence d'effets non-linéaires on obtient un ensemble d'équations dans lesquelles il existe un terme de couplage venant de la polarisation non-linéaire et rendant les

champs, à des porteuses différentes, dépendants des champs centrés sur d'autres porteuses. Les effets dérivés de l'effet Kerr sont souvent subdivisés en fonction des différentes interactions entre ces différents champs partiels.

I.6.1.1. *L'automodulation de phase (SPM : Self-Phase-Modulation)*

Un champ électrique incident modulé autour d'un porteuse à ω_0 modifie par sa seule présence l'indice du milieu qu'il traverse. Cette modification d'indice provient de l'effet Kerr et est dicté par le profil de puissance $|A(z,t)|^2$ comme indiqué à l'équation 1.45. Cette modification momentanée et locale induit en retour une modulation de phase du champ électrique. C'est pour cela que l'on parle d'automodulation de phase. C'est un peu comme si l'on faisait rouler une balle molle sur un tissu élastique. La seule présence de la balle creuserait la surface du tissu qui, en retour, déformerait la géométrie de la balle molle. Cette modulation de phase se traduit ensuite, par le biais de la dispersion chromatique comme une variation d'intensité du signal qui détériore la qualité de distinction entre les niveaux de puissance correspondant aux symboles « 1 » et aux symboles « 0 ».

Pour mieux déterminer cette modulation de phase reprenons l'équation 1.42 de propagation de l'enveloppe, dans le cas où la dispersion chromatique n'agit pas et en utilisant la fonction U(Z,T) définie par [21]:

$$A(Z,T) = \sqrt{P_0}.\exp\left(\frac{-\alpha}{2}Z\right)U(Z,T), \qquad \textit{équation 1.46}$$

où Z et T sont les coordonnées dans la fenêtre glissante définie au § I.5. et P_0 est la puissance P(Z,T) à Z=0. L'équation 1.42 peut alors s'écrire pour cette fonction :

$$\frac{\partial U(Z,T)}{\partial Z} = i\gamma P_0 \exp(-\alpha Z)|U(Z,T)|^2 U(Z,T), \qquad \textit{équation 1.47}$$

de solution :

$$U(Z,T) = U(0,T)\exp(-i\Phi_{NL,SPM}(Z,T)), \qquad \textit{équation 1.48}$$

où $\Phi_{NL,SPM}$ quantifie l'automodulation de phase que nous recherchons et s'exprime par :

$$\Phi_{NL,SPM}(L,T) = |U(0,T)|^2 \frac{2\pi}{\lambda}.\int_0^L \frac{n_2}{A_{eff.}} P_0 \exp(-\alpha Z)dZ\,. \qquad \textit{équation 1.49}$$

L'intégration de la puissance sur la distance de propagation jusqu'à Z est appelée la longueur effective, L_{eff} et s'exprime par :

$$L_{eff} = \frac{1-\exp(-\alpha Z)}{\alpha} \qquad \textit{équation 1.50}$$

On a ainsi déterminé la valeur de l'automodulation de phase due à l'effet Kerr. Ce déphasage résulte en une variation de pulsation instantanée par rapport à la pulsation de la porteuse optique, que l'on peut apparenter à un *chirp* dû aux effets non-linéaires et donné par (compte-tenu de la convention adoptée dans l'écriture du champ électrique) [21] :

$$\delta\omega_{SPM} = -\frac{\partial\Phi_{NL,SPM}}{\partial t} \qquad \text{équation 1.51}$$

qui, contrairement au décalage de fréquence instantanée causé par la dispersion chromatique n'est pas linéaire en T mais lié à l'enveloppe de l'impulsion comme le montre l'expression de la phase non-linéaire. La figure 1.9 illustre les effets de la SPM sur une impulsion. On observe un décalage vers les basses fréquences en tête d'impulsion et un décalage vers les hautes fréquences à l'inverse, en queue d'impulsion.

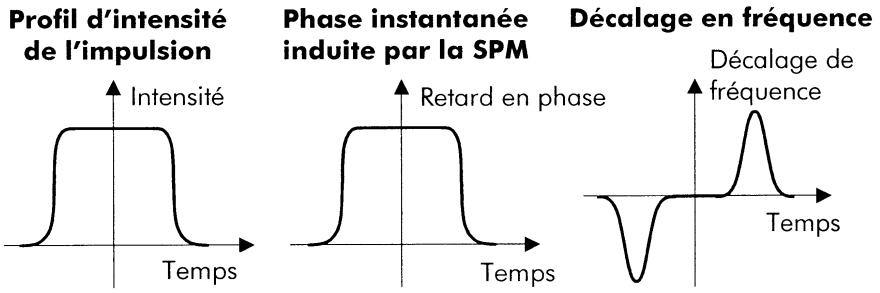


figure 1.9 : Illustration du décalage de fréquence induit sur une impulsion par la SPM.

Ce *chirp* non-linéaire peut être bénéfique pour une impulsion subissant de la dispersion dans un des deux cas de régime de dispersion que nous avons décrits au § I.4.2. En effet, si la SPM induit un décalage vers les basses fréquences en tête d'impulsion alors que la dispersion, elle, produit l'effet inverse, on peut obtenir une compensation des deux effets et faire en sorte que l'impulsion garde sa forme d'enveloppe initiale en cours de propagation. Le régime de dispersion induisant un décalage vers les hautes fréquences en tête d'impulsion est comme nous l'avons vu, le régime dit anormal avec la dispersion de la fibre D>0. Dans ce cas la SPM induit une compression de l'impulsion. Si l'on choisit astucieusement l'enveloppe de l'impulsion initiale en termes de forme, de largeur temporelle et de puissance on peut faire en sorte, dans le cas où la fibre ne présente pas de pertes, d'avoir une impulsion qui maintien parfaitement sa forme en cours de propagation. Ce type d'impulsion est appelé impulsion soliton, solution de l'équation de Shrödinger. Le régime soliton a fait l'objet d'un grand nombre d'études pour les télécommunications optiques et en particulier les télécommunications sous-marines puisqu'il permet a priori de conserver la forme d'enveloppe et donc, l'information sur de grande distance de propagation. Néanmoins dans une configuration de système de transmission ou plusieurs canaux sont multiplexés en longueur d'onde, les transmissions de type soliton sont limitées en distance à cause des interactions entre impulsions.

Si maintenant on choisit une fibre de transmission à dispersion négative, la SPM élargit l'impulsion encore plus que ne l'aurait fait la dispersion seule.

Pour terminer sur l'automodulation de phase, une illustration concrète de l'influence de cet effet sur une séquence de signaux binaires est fournie sur la figure 1.10, qui représente les séquences enregistrées après une propagation sur 2x100 km de SMF d'un canal modulé au débit de 10 Gbit/s et dont la dispersion cumulée dans la fibre a été compensée. On voit apparaître, pour les fortes puissances d'entrée (par exemple 17 dBm sur la figure), une déformation des niveaux d'amplitude de l'enveloppe en

début et fin de chaque série de symboles « 1 » consécutifs qui sont des traductions typiques de l'automodulation de phase. La dispersion chromatique intervient de façon simultanée avec la SPM et vient modifier l'amplitude de l'enveloppe du signal en conséquence de la modulation de phase induite par les non linéarités[39].

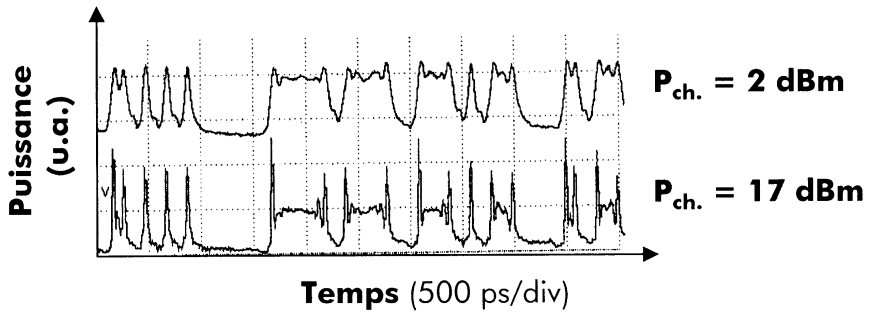


figure 1.10 : Exemples de distorsions d'une séquence temporelle dues à la SPM après une propagation sur 2x100 km de SMF (d'après [2]).

La combinaison des effets de dispersion et de SPM rend l'étude de l'évolution longitudinale de l'enveloppe relativement complexe et on a souvent recours aux simulations numériques pour connaître la forme de l'enveloppe effective en fin de liaison.

I.6.1.2. *Modulation de phase croisée : XPM (Cross-Phase-Modulation)*

La modulation de phase croisée (XPM : *Cross-Phase Modulation*) est un phénomène du même type que la SPM. Cependant, la modulation de phase induite sur une impulsion d'un canal de fréquence porteuse $\omega_1/2\pi$ provient d'une variation d'indice du milieu, non pas due à l'impulsion elle-même, mais au profil de puissance d'une autre impulsion correspondant à un symbole d'un canal à une autre fréquence porteuse $\omega_2/2\pi$. Le principe de cet effet est illustré en figure 1.11. L'impulsion, correspondant à un symbole « 1 » d'un canal centré sur la fréquence porteuse $\omega_2/2\pi$, ne se propage pas à la même vitesse v_g que l'impulsion du canal étudié centré sur la fréquence porteuse à $\omega_1/2\pi$ à cause de la dispersion chromatique. On a donc, en plus de la modulation de phase induite par les impulsions des symboles du canal centré sur la fréquence à ω_2, un glissement, aussi appelé « *walk-off* » en anglais, de ces impulsions par rapport aux impulsions du canal que l'on étudie à ω_1.

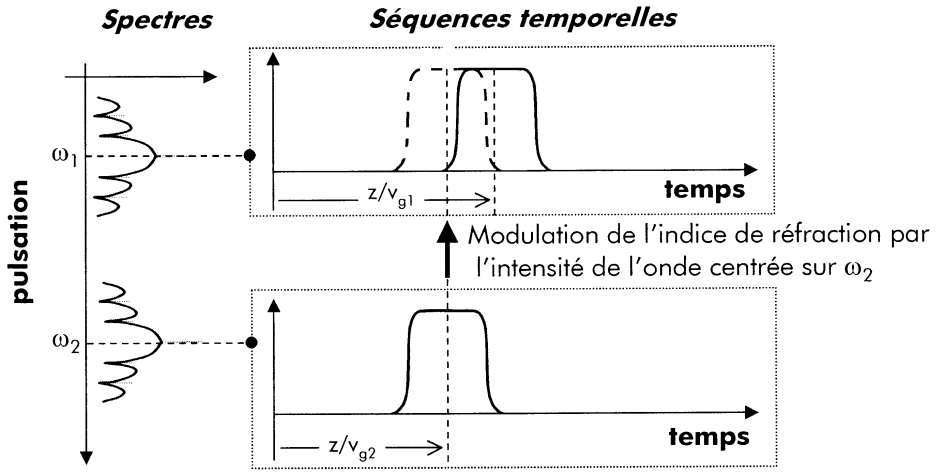


figure 1.11 : Schéma de principe de la modulation de phase croisée d'une onde centrée sur ω_2 sur une onde centrée sur ω_1.

Pour expliciter formellement la XPM, on exprime le champ électrique total **E** comme la somme de deux ondes modulées $\mathbf{E}_1$ et $\mathbf{E}_2$ centrées sur ω_1 et ω_2 (Cf. § I.5.). On suppose pour simplifier, que les deux ondes sont de polarisations rectilignes et parallèles. Ensuite, on développe le produit **EE*E** ou encore $(\mathbf{E}_1 + \mathbf{E}_2)\,(\mathbf{E}_1 + \mathbf{E}_2)^*\,(\mathbf{E}_1 + \mathbf{E}_2)$. Partant de ce développement on peut écrire une équation concernant les ondes à ω_1 et à ω_2 en ne conservant que les termes battant respectivement à ω_1 et à ω_2 de la polarisation non-linéaire. Ce terme est par exemple, dans le cas de ω_1 égal à $\left(\|\mathbf{E}_1\|^2 + 2\|\mathbf{E}_2\|^2\right)\mathbf{E}_1$. On remarque dans ce terme une contribution due à la SPM explicitée précédemment et la contribution due à la XPM provenant du champ $\mathbf{E}_2$ avec une différence d'un facteur deux provenant du développement. Les équations des enveloppes de ces ondes, A_1 et A_2 sont enfin écrites dans un répère glissant à la vitesse de l'impulsion étudiée (à ω_1) c'est-à-dire suivant les conversions : $Z=z$ et $T=t-z/v_{g1}$ ($v_{g1}=1/\beta_{1,1}$). En négligeant pour simplifier la pente de dispersion et les pertes, on obtient :

$$i\frac{\partial A_1(Z,T)}{\partial Z} - \frac{1}{2}\beta_{2,1}\frac{\partial^2 A_1(Z,T)}{\partial T^2} + \frac{n_2\omega_1}{c}\left(\frac{|A_1|^2}{A_{eff.1,1}} + 2\frac{|A_2|^2}{A_{eff.1,2}}\right)A_1 = 0 \qquad \textit{équation 1.52}$$

$$i\frac{\partial A_2(Z,T)}{\partial Z} + id_{12}\frac{\partial A_2(Z,T)}{\partial T} - \frac{1}{2}\beta_{2,2}\frac{\partial^2 A_2(Z,T)}{\partial T^2} + \frac{n_2\omega_2}{c}\left(\frac{|A_2|^2}{A_{eff.2,2}} + 2\frac{|A_1|^2}{A_{eff.1,2}}\right)A_2 = 0 \qquad \textit{équation 1.53}$$

où d_{12} vaut : $\beta_{1,1}-\beta_{1,2}$. Les aires effectives de recouvrement $A_{eff.j,k}$ sont données par :

$$A_{eff.j,k} = \frac{\left\langle |F_i(x,y)|^2 \right\rangle_{xy} \cdot \left\langle |F_k(x,y)|^2 \right\rangle_{xy}}{\left\langle |F_i(x,y)|^2 |F_k(x,y)|^2 \right\rangle_{xy}}, \qquad \textit{équation 1.54}$$

Dans les cas où ω_2 reste proche de ω_1, les écarts entre ces aires effectives de mode sont négligeables et il n'est pas nécessaire de les distinguer, ce qui simplifie ces dernières équations.

De la même façon que pour la SPM on peut quantifier la phase non-linéaire induite par l'onde à ω_2 sur l'onde à ω_1[2] après une propagation sur une fibre de longueur L:

$$\Phi_{NL,XPM,1,2}(L,t) = \frac{2\pi}{\lambda}\int_0^L \frac{2n_2}{A_{eff.}} P_2(t - d_{21}z)\exp(-\alpha z)dz \qquad \text{équation 1.55}$$

La XPM, comme la SPM est à l'origine d'un élargissement spectral mais n'induit pas de variation de puissance moyenne. La modulation de phase croisée a ceci de particulier qu'elle dépend des données transportées sur la porteuse à ω_2. Dans le domaine temporel, la XPM est susceptible d'induire un décalage de l'instant d'arrivée des impulsions et ce, de façon variable sur l'ensemble des diverses impulsions d'une séquence. On appelle ce phénomène la gigue temporelle. Le fait que la XPM puisse en être une cause est compréhensible puisque la puissance de l'onde à ω_2 change légèrement l'indice du guide, par exemple en tête de l'impulsion à ω_1 ; il en découle ensuite une vitesse de groupe de cette tête d'impulsion plus rapide. Enfin l'impulsion à ω_1 se stabilise par la suite sur une position décalée qui induit un temps d'arrivée différent. Cette situation est possible s'il n'y pas de glissement complet entre les impulsions à ω_1 et ω_2 ce qui peut, en effet être le cas, compte-tenu des différentes données inscrites dans les deux ondes, des instants relatifs de départ, des pertes et de la dispersion de la fibre.

Le principe a été présenté ici, pour la modulation croisée entre deux ondes de polarisations rectilignes identiques. Dans les systèmes de transmission WDM à N canaux, un canal est influencé par les N-1 autres canaux chacun présentant des données, des vitesses de glissement et des polarisations différentes ! Il en résulte une modulation de phase globale complexe pour laquelle intervient la dispersion et les pertes de la fibre, le débit de modulation, les différentes synchronisation des données et des polarisations des canaux. La figure 1.12 donne un exemple des déformations de la séquence temporelle du signal dues à la modulation de phase croisée pour une transmission de deux canaux modulés à 10 Gbit/s. On remarque que la modulation de phase d'un canal sur l'autre se traduit, par la dispersion chromatique, en des fluctuations d'amplitude du signal en fin de transmission [40].

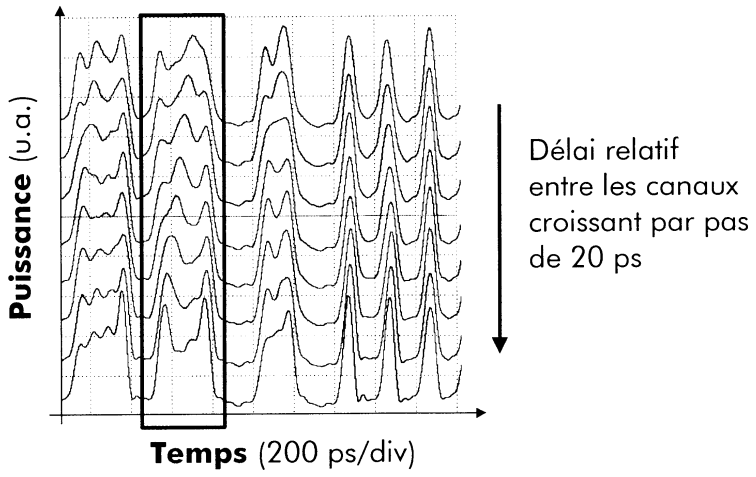


figure 1.12 : Exemple de déformations de la séquence temporelle dues à la XPM en fonction du décalage temporel des séquences de données initiales (d'après [2]).

I.6.1.3. *Gain paramétrique, mélanges à quatre ondes et instabilité de modulation*

Le gain paramétrique correspond à une amplification des composantes spectrales par effet Kerr et sous certaines conditions de fréquence et de phase particulières. Nous montrerons ici deux aspects particuliers du gain paramétrique qui seront appréhendés comme des dégradations du signal en cours de propagation. Il s'agit du mélange à quatre ondes (FWM : *Four Wave Mixing*) puis de l'amplification paramétrique du bruit d'émission spontanée par le signal.

Mélanges à quatre ondes (FWM)

Nous allons décrire ici le FWM dans le cas particulier d'une interaction non-linéaire entre trois ondes continues centrées sur les porteuses à ω_i, ω_j, ω_k conduisant à la création d'une onde centrée sur une pulsation à $\omega_{ijk}=\omega_i+\omega_j-\omega_k$ dite aussi produit d'intermodulation. Il existe des cas de FWM dit dégénérés où parmi les pulsations intervenant, certaines sont identiques. Des formules analytiques peuvent être obtenues selon la démarche évoquée plus haut, qui consiste à écrire les équations de propagation couplées pour chacune de ces ondes et développer le terme non-linéaire de type Kerr en **EE*E** en ne gardant que les termes battant aux fréquences étudiées. Nous ne développerons pas ce cheminement ici. La puissance du produit d'intermodulation à la pulsation ω_{ijk} à une distance L de propagation est alors donnée par [33],[34]:

$$P(L,\omega_{ijk})=\left(\frac{D_{ijk}}{3}\right)^2.(\gamma P_0 L_{eff})^2\,\eta.\left[P_0 e^{-\alpha L}\right], \qquad \text{équation 1.56}$$

où P_0 est la puissance moyenne d'entrée par canal et supposée identique pour tous les canaux, γ, le coefficient non-linéaire (avec les hypothèses d'indépendance de l'indice non-linéaire et de la géométrie du mode fondamental aux différentes fréquences) et L_{eff}, la longueur effective telle que définie au § I.6.1.1. D_{ijk} correspond à un facteur lié à la dégénérescence, valant 3 si le produit d'intermodulation fait intervenir deux pulsations identiques et 6 quand les trois pulsations sont identiques. Enfin le paramètre η caractérise l'efficacité du mélange et est donné par

$$\eta=\frac{\alpha^2}{\alpha^2+\Delta\beta^2}\left[1+\frac{4e^{-\alpha L}\sin^2(\Delta\beta L/2)}{(1-e^{-\alpha L})^2}\right]. \qquad \text{équation 1.57}$$

Cette efficacité est obtenue en considérant que les ondes ont des polarisations identiques. Elle dépend des pertes, de la distance et d'une autre grandeur $\Delta\beta$ exprimée par :

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

équation 1.58

où les fréquences f_n valent $\omega_n/2\pi$ et D représente la dispersion moyenne des ondes considérées. Cette grandeur quantifie le désaccord de phase. 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 phénomènes linéaires de la propagation. Une évaluation plus fine du désaccord doit prendre en compte les variations d'indice dues à la SPM et à la XPM. L'accord de phase est une notion

importante dans le comportement de ces effets non-linéaires. Pour pouvoir interagir de façon constructive et donner un produit d'intermodulation à la pulsation ω_{ijk}, les différentes ondes doivent, en plus de la liaison entre leur pulsation, avoir leur phase qui correspondent. La condition d'accord de phase est parfaitement réalisée lorsque que $\Delta\beta$ est nul. C'est à cause de ces conditions que l'on parle d'amplification paramétrique puisqu'il s'agit d'échanges d'énergie paramétrés en pulsation et accord de phase.

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 pour donner de multiples produits d'inter modulation[35]. Les champs des canaux ne sont pas continus et pour avoir mélange à quatre ondes, il faut qu'à un moment donné, les trois canaux générateurs soient dans l'état haut (i.e. le symbole « 1 ») d'amplitude ce qui rajoute une condition ayant trait aux 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 et 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 [36]. 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 espacements spectraux réguliers, mais aussi, pour un souci d'augmentation de la densité spectrale. 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 ayant une dispersion nulle aux longueurs d'onde proche de 1550 nm ont été abandonnées pour le transport du signal dans les systèmes de transmission WDM. Outre ces fluctuations d'amplitude causées 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 vers des produits d'intermodulation inutiles pour la réception de l'information.

Pour conclure sur cet effet, nous avons représenté en figure 1.13 une illustration spectrale du mélange à quatre ondes ayant eu lieu sur une propagation de 25 km de fibre à dispersion décalée (DSF). La figure montre le cas de fréquences porteuses irrégulièrement espacées en longueur d'onde. En fin de propagation on peut constater tous les produits d'intermodulation, venant des combinaisons possibles des trois fréquences initiales.

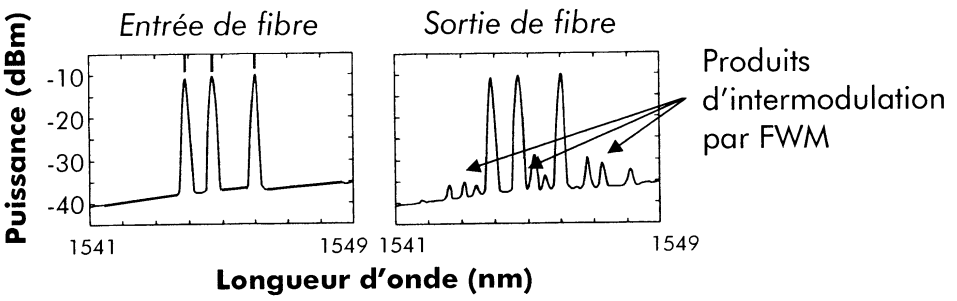


figure 1.13 : Exemple de génération de produits d'intermodulation par FWM de trois longueurs d'onde porteuses inégalement espacées en fréquence lors d'une propagation sur 25 km de DSF (d'après [2]).

Instabilité de modulation (MI)

L'effet non-linéaire de type Kerr, ne concerne pas que les interactions entre les canaux d'un système de transmission WDM, il peut aussi être à l'origine d'une amplification paramétrique de certaines composantes spectrales du bruit d'émission spontanée amplifié (ASE : *Amplified Spontaneous Emission*). En effet, par nature, le bruit optique est spectralement blanc, de phase et de polarisation aléatoires et, par conséquent, certaines composantes du bruit de longueurs d'onde proches de celle du signal répondent aux conditions de l'amplification paramétrique. Des composantes de bruit en quadrature de phase seront systématiquement amplifiées tandis que les composantes en phase seront amplifiées en régime de dispersion anormale et réduites en régime de dispersion normale (dans ce cas on parle de *Noise squeezing* en anglais). Dans le cas du régime de dispersion anormale, l'amplification paramétrique est la plus importante pour une fréquence notée f_{MI} et donnée par [2] :

$$f_{MI} = f_c \cdot \sqrt{\frac{2n_2}{c\lambda A_{eff.}} \frac{P_S}{D}} \qquad \text{équation 1.59}$$

où fc correspond à la fréquence de la porteuse optique, Ps la puissance crête du signal, n_2 le coefficient d'indice non linéaire, A_{eff} l'aire effective de mode et D la dispersion locale de la fibre.

Il en résulte en pratique une augmentation de la densité spectrale d'ASE dans une région spectrale comprise dans l'intervalle $\left[f_c - \sqrt{2}f_{MI}; f_c + \sqrt{2}f_{MI}\right]$. Cette augmentation de la densité de puissance d'ASE proche du signal dans le domaine spectral, voire superposée avec sa bande de modulation, mène à une dégradation du rapport signal sur bruit au moment de la détection et ce, même après l'application du filtrage de sélection du dit canal. Comme pour le FWM, cet effet est d'autant plus néfaste que la dispersion de la fibre de ligne utilisée est faible et que les puissances des composantes entrant dans le processus d'amplification paramétrique sont fortes. En outre, pour des débits de modulation élevés, comme le spectre du signal est alors plus étendu, il est possible que le maximum de gain paramétrique soit dans la bande du signal et ne puisse être rejeté par filtrage en fin de liaison.

Pour prendre en compte l'influence du bruit d'ASE des amplificateurs dans les simulations numériques, on effectue souvent une propagation séparée du bruit et du signal qui ne prend pas en compte les éventuelles interactions non-linéaires qu'il pourrait y avoir entre eux. Il est donc généralement nécessaire de vérifier expérimentalement que l'impact de l'instabilité de modulation reste faible dans les cas considérés [2].

I.6.1.4. *Effets intra-canaux, i-XPM, i-FWM*

D'autres manifestations de l'effet Kerr ont récemment été détaillées pour mieux cerner les phénomènes non-linéaires ayant lieu entre les impulsions d'un même canal de transmission. Le premier article les mettant en évidence semble daté de 1998 [37]. Ces effets ont lieu par le jeu conjoint de la dispersion chromatique et de l'effet Kerr et ont été appelés : modulation de phase croisée intra-canal (i-XPM : *intra-channel Cross Phase Modulation*) et mélange à quatre ondes intra-canal (i-FWM : *intra-channel Four*

Wave Mixing) pour leurs similitudes avec la XPM et le FWM explicités précédemment, mais ayant lieu entre les impulsions d'un même canal. On retrouve aussi ces aspects dans le domaine d'études des solitons sous le terme d' « interaction entre solitons ».

Les schémas de la figure 1.14 montrent le principe de fonctionnement de l'i-XPM sur la partie gauche et de l'i-FWM sur la partie droite. En s'appuyant sur ces schémas, nous expliquons dans ce qui suit les manifestations de ces effets dans une configuration simplifiée de transmission comprenant une fibre de ligne de dispersion donnée et une fibre de compensation (Cf. : § II.3.5.) de dispersion opposée à la fibre de ligne. Nous distinguons en particulier trois étapes notées (1), (2) et (3) pour lesquelles la dispersion cumulée et respectivement nulle, d'une valeur finie donnée, puis nulle à nouveau après la compensation de dispersion (Cf. l'évolution de la dispersion cumulée au centre de la figure 1.14). De plus nous considérons deux ou plusieurs impulsions correspondant à des symboles « 1 » des séquences binaires du signal optique. Ces impulsions sont notées u_x et sont repérées dans le temps par des instants Tx dans la fenêtre temporelle « glissante » se déplaçant à la vitesse de groupe des impulsions ($T=t-z/v_g$). A chaque étape (1), (2) ou (3) nous avons représenté la forme des impulsions.

Commençons alors par décrire le principe de l'i-XPM (à gauche sur la figure 1.14). Deux impulsions u_n et u_l bien distinctes en début de transmission à l'étape (1) vont s'élargir jusqu'à se « mélanger » à l'étape (2) du fait de la dispersion chromatique (Cf. : § I.4.2.) puis se contracter à nouveau jusqu'à la fin de la transmission à l'étape (3). Au voisinage de l'étape (2), lorsque les deux impulsions présentent une « superposition » partielle de leurs enveloppes, l'effet Kerr va induire une interaction non-linéaire entre elles. Par exemple, le profil de puissance de l'impulsion u_l va modifier par effet Kerr la phase de l'impulsion u_n. Ce processus est similaire à celui de l'XPM mais cette fois les impulsions appartiennent à un seul canal. A l'étape (3) une légère variation des temps d'arrivée des impulsions provenant de la modulation de phase ayant eu lieu à l'étape (2) est constatée lorsqu'on compense la dispersion chromatique pour retrouver les impulsions dans leur forme d'origine. Cette gigue temporelle des impulsions est caractéristique de l'i-XPM.

Regardons maintenant la partie droite de la figure 1.14 concernant l'i-FWM. Pour ce phénomène, nous considérons une suite de symboles du type « 1101 » comprenant trois impulsions u_n, u_l et u_m entourant un temps bit occupé par un symbole « 0 ». Après la propagation jusqu'à l'étape (2), les trois enveloppes des impulsions se sont élargies par la dispersion. En plus de cet élargissement de l'enveloppe, nous avons vu, lors de la description des effets de la dispersion chromatique, que la fréquence instantanée variait de façon linéaire avec le temps au sein même des impulsions. Ce décalage de fréquence instantanée est illustrée par une droite pointillée sur la figure 1.14. A un instant, correspondant au milieu du temps bit du symbole « 0 », il peut y avoir un mélange à quatre ondes créant un produit d'intermodulation. Ensuite lorsqu'on compense la dispersion chromatique à l'étape (3) on retrouve les impulsions initiales à ceci près qu'il y a des fluctuations d'amplitude des symboles « 1 » et apparitions d'impulsions dites « fantômes » au milieu des symboles « 0 »[38] qui sont les résultats du mélange à quatre ondes ayant eu lieu au voisinage de l'étape (2). Ces conséquences de l'i-FWM sont donc à l'origine d'un rapprochement des niveaux « 0 » et « 1 » susceptible d'induire des erreurs de transmission.

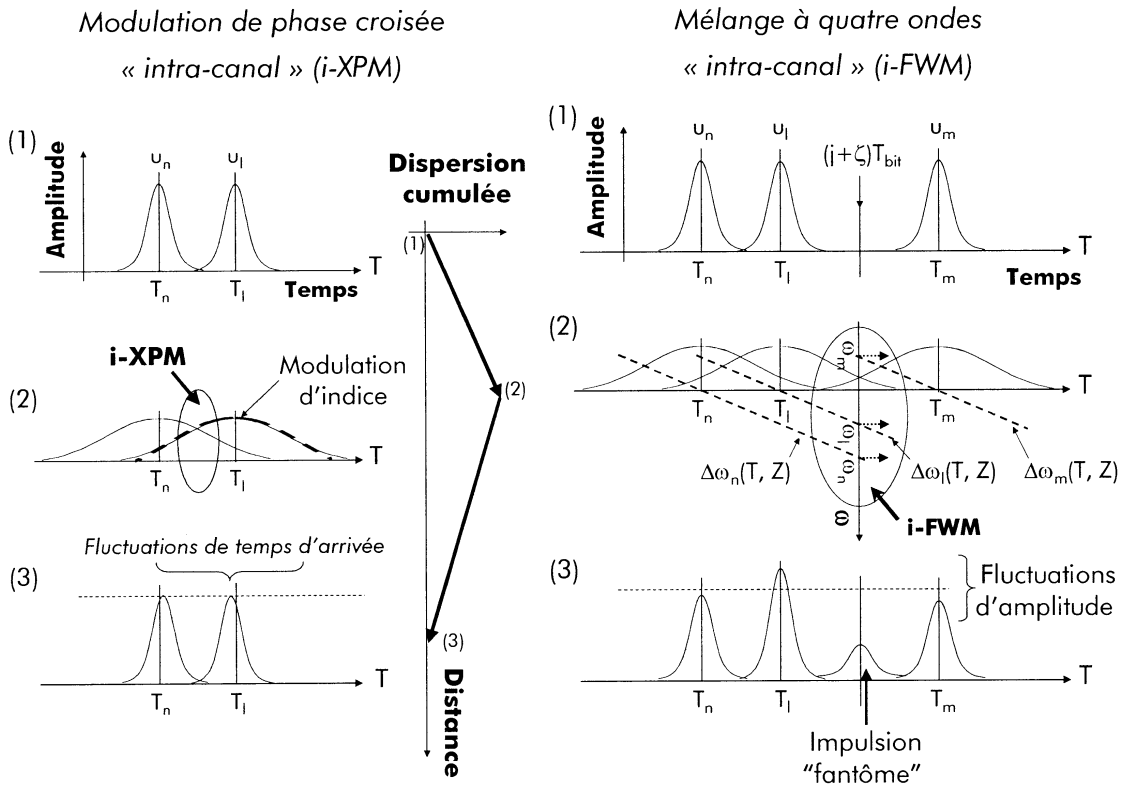


figure 1.14 : Schémas de principe des effets intra-canaux, à gauche pour l'i-XPM et à droite pour l'i-FWM d'après [38].

La figure 1.15 donne un exemple de séquence temporelle obtenue par simulation numérique après une propagation de signaux modulés à 40 Gbit/s injectés dans la fibre avec une puissance moyenne initiale de 14 dBm, transmis sur 100 km de fibre SMF et dont la dispersion a été compensée. On peut constater, pour la séquence temporelle obtenue en fin de liaison, de larges fluctuations d'amplitude, l'apparition d'impulsions « fantômes » aux emplacements des symboles « 0 » de départ et une très légère gigue temporelle.

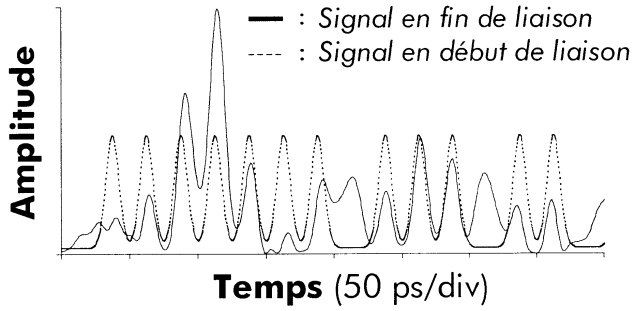


figure 1.15 : Exemple de séquences temporelles avant et après propagation sur un système de 100 km de SMF compensé en dispersion.

La description précédente concernant les interactions non-linéaires entre les impulsions permet de détailler plus finement l'impact de l'effet Kerr sur un canal de transmission. On regroupe cependant parfois sous le terme de SPM l'ensemble des effets SPM, i-FWM et i-XPM.

I.6.2. Effets Raman et Brillouin

Les effets Raman et Brillouin sont, comme l'effet Kerr, d'autres effets non-linéaires qui ont une incidence importante sur le signal lorsque, à l'injection dans la fibre, sa puissance dépasse un certain niveau. Ils proviennent, non pas des interactions photons-électrons comme pour l'effet Kerr, mais des interactions photons-phonons, c'est-à-dire de la réponse du matériau faisant aussi intervenir des mouvements de noyaux atomiques. Ce type d'interaction avec les atomes a un temps de réponse plus long que les interactions électroniques dans le cas de l'effet Kerr et ces nouveaux effets ne pourront donc pas être considéré comme instantanés. Dans le matériau constituant la fibre, deux bandes distinctes d'énergie de vibrations de type phonon existent : la bande des phonons dits « optiques » d'énergie correspondant à des fréquences optiques et la bande des phonons « acoustiques ». L'effet Raman concerne la bande des phonons optiques et l'effet Brillouin, la bande des phonons acoustiques. Ces deux phénomènes non-linéaires interviendront dans les systèmes de transmission sous des conditions différentes.

I.6.2.1. *Effet Brillouin, electrostriction*

En traversant la fibre optique, l'onde lumineuse excite des vibrations acoustiques dans le matériau qui viennent en retour influencer le signal optique. On décompose généralement cet effet en un effet correspondant aux ondes acoustiques longitudinales nommé « effet Brillouin » simplement et un effet lié aux ondes acoustiques transverses que l'on appelle « électrostriction ».

Effet Brillouin longitudinal

Les ondes acoustiques longitudinales créent un réseau d'indice dans la fibre agissant comme un réseau de Bragg qui réfléchit alors une partie de la puissance des signaux. L'onde rétro-diffusée, dite onde « Stocke » est décalée en fréquence, par rapport à l'onde incidente, d'une quantité liée à la vitesse de propagation des ondes acoustiques longitudinales. La figure 1.16 montre le spectre de gain de l'effet Brillouin pour les fibres en Silice. Ce spectre de gain est obtenu en mesurant la rétro-diffusion de la lumière fournie par une pompe à une longueur d'onde de 1525 nm. La fréquence de l'onde rétro-diffusée est plus basse que celle du signal incident d'environ 10 GHz, tandis que la bande du spectre de gain de l'effet Brillouin s'étend sur environ 100 MHz. Il aura un impact d'autant plus important sur les signaux dont l'étendue spectrale est de l'ordre de grandeur de l'étendue spectrale de son gain.

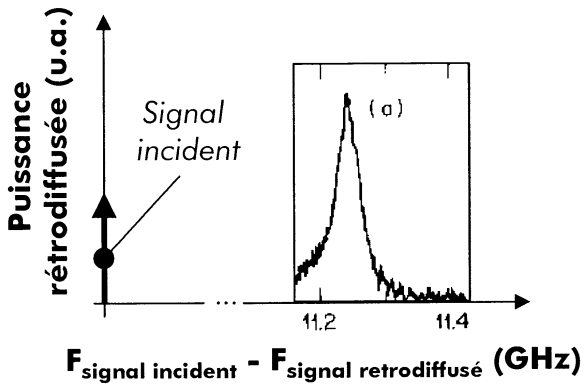


figure 1.16 : Réponse spectrale de l'effet Brillouin pour une fibre en Silice (d'après [21]).

La principale conséquence gênante dans les systèmes de transmission est la perte d'énergie infligée au signal à partir d'un certain seuil de puissance incidente (dit seuil « Brillouin »). Pour augmenter le niveau du seuil « Brillouin », on cherche généralement à élargir le spectre du signal incident. Le fait de transmettre l'information et donc de moduler la lumière cohérente des sources laser, permet déjà de réduire l'impact de l'effet Brillouin. On peut en outre dégrader la cohérence des sources en appliquant une sur-modulation à basse fréquence du courant de la diode laser. La figure 1.17, montre un exemple de mesure effectuée pour un signal incident continu, puis modulé à un débit de 10 Gbit/s et enfin un signal à 10 Gbit/s sur-modulé à basse fréquence (10 kHz). On remarque que l'on augmente le seuil Brillouin d'environ 10 dBm pour le signal continu à 20 dBm pour le signal modulé et sur-modulé. Il sera donc fréquent d'utiliser cette technique de sur-modulation pour s'affranchir de l'effet Brillouin dans les systèmes de transmission.

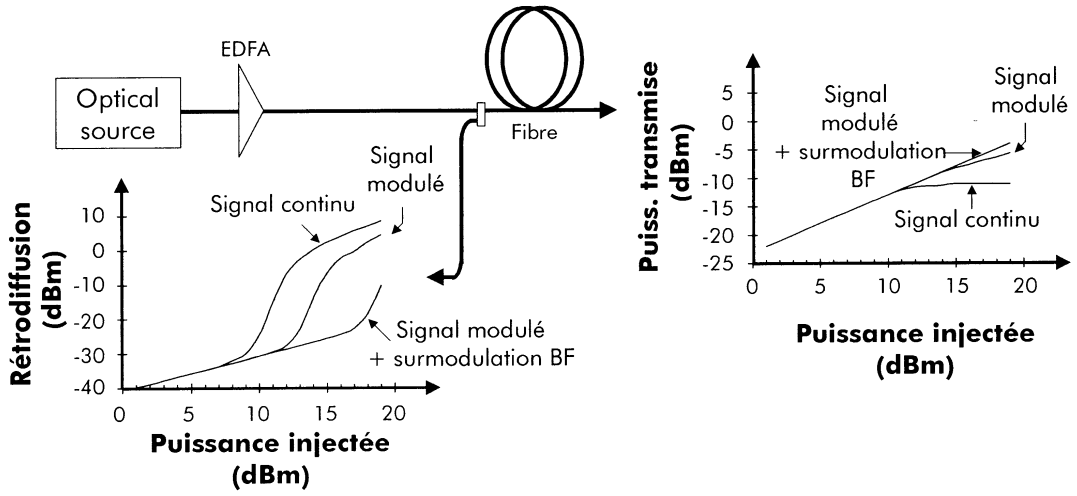


figure 1.17 : Exemple de mesure de seuil Brillouin pour un signal continu, un signal modulé à 10 Gbit/s et le même signal à 10 Gbit/s en modulant en plus la source par un signal à basse fréquence (10 kHz).

Le signal retro-diffusé va en outre perturber la stabilité des sources laser, ce qui oblige à placer un isolateur en leurs sorties.

Electrostriction

Le champ électrique incident induit aussi des ondes acoustiques transverses[41] par contraction de la fibre optique, c'est pour cela que l'on dénomme cet effet « électrostriction ». Les ondes acoustiques transverses se réfléchissent ensuite contre les parois des couches concentriques constituant la fibre et viennent changer en retour l'indice de réfraction[42]. On assiste à une série de réflexions qui viennent moduler la phase du signal optique. Cette modulation est convertie, par la dispersion chromatique, en fluctuations d'intensité qui dégradent la qualité de l'enveloppe du signal. La figure 1.18 donne un exemple d'observation de la réponse transverse acoustique d'une fibre à une impulsion lumineuse incidente. La grandeur mesurée est une variation de fréquence subie par une onde continue de faible puissance et injectée conjointement avec l'impulsion[43]. On obtient cette variation après propagation dans la fibre testée puis passage par un interféromètre. On remarque les échos périodiques provenant des modes acoustiques propres à la fibre : radiaux, pour les pics de plus fortes puissances, et torso-radiaux pour les autres.

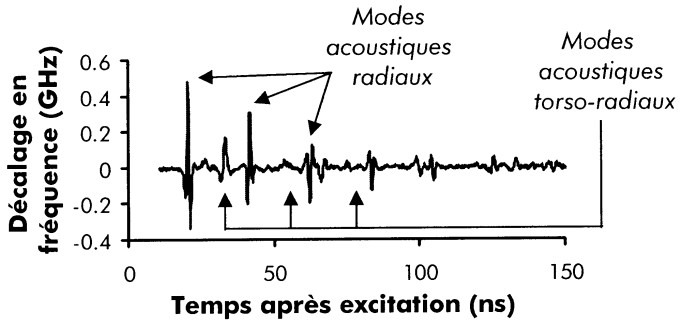


figure 1.18 : Exemple de mesure d'électrostriction sur une fibre NZDSF de 6km.

En ce qui concerne les transmissions à 40 Gbit/s, des simulations numériques ont mis en évidence d'éventuelles dégradations du signal dues à l'électrostriction pour des systèmes à canal unique à partir de 3000 km de propagation [45]. On négligera par la suite ce phénomène pour notre étude puisque dans les systèmes terrestres étudiés ici, la distance de propagation n'excédera pas cette valeur.

I.6.2.2. *Effet Raman (SI-SRS)*

L'effet Raman consiste quant à lui en une interaction entre le signal et les phonons de la branche optique du matériau. Contrairement à l'effet Brillouin, l'effet Raman se traduit par la génération d'ondes Stokes à la fois dans le sens de propagation du signal et dans le sens contraire de propagation. Une autre différence importante est visible dans la réponse spectrale du phénomène. La figure 1.19 montre cette réponse comme le gain Raman fourni par une pompe à 1 µm en fonction l'écart en fréquence par rapport à cette pompe[21]. 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.

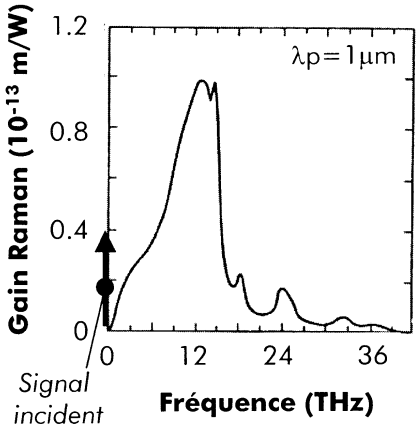


figure 1.19 : Exemple de gain Raman en fonction de l'écart en fréquence de la pompe et du signal mesuré dans une fibre en silice pour une longueur d'onde de pompe à 1 μm [21].

L'interaction non-linéaire par effet Raman a donc lieu entre des signaux dont l'écart en fréquence est de quelques dixième à une quinzaine de TeraHertz. Pour des canaux dont le débit par canal est supérieur à 100 Gbit/s l'effet Raman commence à être perceptible à l'échelle spectrale des canaux eux-mêmes. Néanmoins, et c'est aujourd'hui le cas le plus courant dans les systèmes WDM, puisque les canaux sont modulés à des débits inférieurs à 100 Gbit/s et ont des écarts de fréquences porteuses pouvant aller jusqu'à 8 THz, l'effet Raman intervient majoritairement par l'interaction non-linéaire entre 2 ou plusieurs canaux. En effet, 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 1.19. La puissance moyenne des canaux ne va donc pas dépendre uniquement des pertes de la fibre mais du transfert d'énergie provoqué par l'effet Raman auto-induit. La figure 1.20 donne un exemple de l'impact de l'effet Raman sur un spectre de canaux multiplexés en longueur d'onde de puissance moyenne P_{ch} identique en début de transmission [46]. Après 100 km de propagation sur une fibre NZDSF, Les canaux ont une puissance qui varie linéairement en décibel sur la bande spectrale du multiplex WDM les canaux de courte longueur d'onde transférant de la puissance aux canaux de grande longueur d'onde. Le spectre résultant est représenté en sortie de fibre à la. L'exemple donné ici montre un écart de puissance de 2.3 dB entre le premier et le dernier canal d'un ensemble de 32 canaux ayant un écart spectral de 100 GHz et pour une puissance d'entrée de 5.6 dBm par canal (soit 20.6 dBm au total).

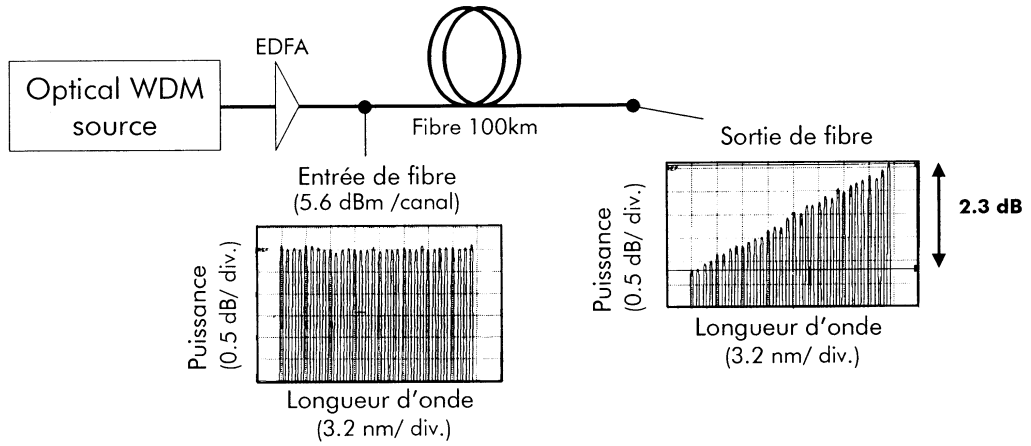


figure 1.20 : Impact du SI-SRS sur le spectre d'un ensemble de canaux WDM (d'après [46]).

Une étude théorique de l'amplification consiste à utiliser l'expression de la polarisation du milieu donnée en équation 1.3, sans faire l'approximation d'une réponse instantanée comme dans le cas de l'effet Kerr. On obtient une formulation de la réponse du matériau de type Raman en considérant sa réponse retardée c'est-à-dire que le signal à $t+\Delta t$ est influencé par un signal le précédant dans le temps à t. En prenant en compte la réponse temporelle de l'effet Raman on obtient la polarisation non-linéaire Raman en fonction, comme pour l'effet Kerr, de l'amplitude de l'enveloppe du signal. La transformée de Fourier de cette réponse retardée fournit le spectre de gain Raman tel que représenté à la figure 1.19.

Une étude plus approfondie[47],[48] évalue les interactions entre canaux par effet Raman et permet de donner une expression analytique de ce transfert global de puissance provoqué par un ensemble de signaux modulé [2]:

$$\frac{d}{d\lambda}\left(10.\mathrm{Log}\left(\frac{S(z,\lambda)}{S(0,\lambda)}\right)\right) = 2.17\frac{g'}{A_{eff}}P_0 L_{eff}(z) \qquad \textit{Equation 1.60}$$

Où $S(z,\lambda)$ est la distribution de puissance à une distance de propagation z, g', le coefficient de gain Raman par unité de longueur d'onde (lié à la pente du gain Raman et exprimé en $m.W^{-1}.nm^{-1}$), fonction de λ, P_0 la puissance totale en entrée de fibre et L_{eff} la longueur effective définie à l'équation 1.50. L'aire effective est supposée indépendante de la longueur d'onde et en pratique, la valeur retenue est celle de l'aire effective moyenne sur l'ensemble des canaux. On voit ici que l'écart de puissance moyenne entre le premier et le dernier canal ne dépend que de la puissance totale en entrée de fibre, de la bande spectrale totale occupée par le multiplex et des propriétés non-linéaires de la fibre.

Cette expression de l'effet Raman pour un ensemble de canaux d'un système de transmission WDM est souvent appelé effet Raman auto-induit (SI-SRS : *Self-Induced Stimulated Raman Scattering*) puisque ce sont les canaux porteurs de l'information qui interagissent par effet Raman. Néanmoins, cet effet est aujourd'hui très souvent utilisé pour l'amplification. On utilise dans ce cas un signal continu de forte puissance et de longueur d'onde plus courte d'environ 100 nm que le signal, pour amplifier celui-ci. Nous développerons plus cet aspect au cours du paragraphe sur l'amplification (Cf. § II.3.3.)

I.7. Equation de propagation et longueurs caractéristiques

I.7.1. Equation de propagation

L'équation 1.42 donnant l'enveloppe A(z,t) du champ électrique en présence de pertes, dispersion chromatique et effet Kerr, peut être complétée pour tenir compte d'autres effets qui jouent un rôle pour des impulsions de largeur à mi-hauteur inférieure à la picoseconde. L'effet Brillouin n'est ici pas pris en compte. On ne considère en effet pas l'onde Stokes rétro-diffusée puisqu'elle se propage en sens inverse du signal à détecter et on utilisera les techniques expliquées au § I.6.2.1. pour s'affranchir de cet effet. L'équation de l'enveloppe prend alors la forme [21]:

$$i\frac{\partial A(z,t)}{\partial z} - i\beta_1\frac{\partial A(z,t)}{\partial t} - \frac{1}{2}\beta_2\frac{\partial^2 A(z,t)}{\partial t^2} - \frac{i}{6}\beta_3\frac{\partial^3 A(z,t)}{\partial t^3} + \gamma\left\{|A|^2 A + \frac{i}{\omega_0}\frac{\partial}{\partial T}\left(|A|^2 A\right) - \Gamma_R A\frac{\partial|A|^2}{\partial T}\right\} = -\frac{i\alpha}{2}A(z,t) \quad \text{équation 1.61}$$

pour laquelle, la dispersion jusqu'au développement d'ordre 3 de la constante de propagation, les pertes par l'intermédiaire du coefficient d'atténuation α, l'effet Kerr et deux autres termes non-linéaires sont pris en compte. Le premier de ces deux termes est appelé terme d'auto-raidissement de l'impulsion (*Self-Steepening* en anglais). Son influence est limitée aux impulsions de FWHM inférieure à 100 fs et sera négligée dans tout ce qui suit puisque les impulsions ont une durée de l'ordre de la dizaine de picosecondes dans le cadre des transmissions à 40 Gbit/s. Le deuxième terme correspond à l'effet Raman stimulé, discuté au paragraphe I.6.2.2. Le paramètre Γ_R est caractéristique du gain Raman supposé varier de façon linéaire avec la fréquence au voisinage de ω_0 (Cf. [21]). L'effet Raman ne sera pris en compte dans le manuscrit que lors des transmissions à un grand nombre de canaux. Il sera traité comme un échange d'énergie entre ces canaux qui ne fera varier que leur puissance moyenne en cours de propagation (Cf. § I.6.2.2.). L'influence de l'effet Raman au sein d'un seul canal modulé à 40 Gbit/s sera donc négligé par la suite.

On se place ensuite, dans la fenêtre glissante à la vitesse de groupe telle que T=t-z/vg et Z=z puis, pour caractériser les déformations et atténuations des impulsions, on ramène l'expression de l'enveloppe des impulsions à des fonctions sans dimension : comme suit [32]:

$$b(Z,\tau) = \frac{1}{\sqrt{P_0}}A(Z,\tau) \text{ avec } Z = z \text{ et } \tau = \frac{t - z/v_g}{T_c} \quad \text{équation 1.62}$$

où P_0 est la puissance crête initiale des impulsions et Tc est une grandeur caractéristique de leur étendue temporelle initiale (souvent largeur à mi-hauteur ou à 1/e).

L'équation de propagation pour b(Z,τ) peut alors s'écrire en caractérisant l'influence des différents termes par des longueurs notée L_x :

$$i\frac{\partial b(Z,\tau)}{\partial Z} - \frac{1}{2L_D}\frac{\partial^2 b(Z,\tau)}{\partial \tau^2} - \frac{i}{6L_{D'}}\frac{\partial^3 b(Z,\tau)}{\partial \tau^3} + \frac{1}{L_{NL}}|b(Z,\tau)|^2 b(Z,\tau) + \frac{i}{L_S}\frac{\partial}{\partial \tau}\left\{|b(Z,\tau)|^2 b(Z,\tau)\right\} - \frac{1}{L_{SRS}}b(Z,\tau)\frac{\partial|b(Z,\tau)|^2}{\partial \tau} = -\frac{i\alpha}{2}b(Z,\tau) \quad \text{équation 1.63}$$

Les expressions de ces longueurs sont reportées dans le tableau 1.1suivant.

Longueur caractéristique	Expression
Longueur de dispersion de vitesse de groupe	$L_D = \frac{Tc^2}{\lvert\beta_2\rvert}$
Longueur de pente de dispersion de vitesse de groupe	$L_{D'} = \frac{Tc^3}{\lvert\beta_3\rvert}$
Longueur non-linéaire	$L_{NL} = \frac{1}{\gamma.Po}$
Longueur de glissement (« *walk-off* »)	$L_W = \frac{Tc}{\beta_1(\lambda_2)-\beta_1(\lambda_1)} \approx \frac{Tc}{\Delta\lambda.D}$
Longueur effective	$L_{eff} = \frac{1-e^{-\alpha L}}{\alpha}$
Longueur Raman	$L_{SRS} = \frac{T_c}{\gamma.Po.\Gamma_R}$
Longueur de self-steepening	$L_S = \frac{\omega_0 T_c}{\gamma.Po}$

tableau 1.1 : Longueurs caractéristiques des effets physiques de propagation dans les fibres (d'après [32]).

L'évaluation quantitative de ces longueurs permet une première approche pour la détermination des effets de propagation pour une transmission donnée. Elles lient en effet des paramètres du système de transmission comme la puissance d'entrée dans les fibres, la dispersion chromatique et les pertes linéiques aux effets physiques déformant le signal transmis. Elles ne sont cependant pas suffisantes dans le cas de la combinaison de plusieurs effets et pour une évaluation directe du nombre d'erreurs produites lors du transport d'information. Au début du chapitre 3, une évaluation quantitative de ces longueurs sera effectuée, pour l'application des systèmes terrestres à la *granularité* de 40 Gbit/s, en vue de prédire les effets prépondérants pour les transmissions utilisant ce débit.

I.8. Méthodes numériques de simulation de la propagation

Comme nous l'avons vu, la multiplicité des phénomènes physiques déformant les impulsions et leurs interconnexions, nous oblige à abandonner la prédiction analytique de la forme de l'enveloppe du champ en fin de propagation pour avoir recours à un outil numérique certes plus coûteux en temps de calcul mais aussi plus fiable. Pour simuler la propagation du champ électrique dans les systèmes de transmission, nous avons utilisé un logiciel propre au centre de recherche d'Alcatel, nommé OCEAN (*Optical Communications Emulator for Alcatel Networks*). Le cœur de ce logiciel permet l'intégration numérique de l'équation de propagation dans les fibres optiques par la méthode dite de Fourier itérative à pas séparés (*SSFM : Split Step Fourier Method*). Par

exemple, si l'on veut prendre en compte, les pertes, la dispersion chromatique et l'effet Kerr, on écrira :

$$\frac{\partial A}{\partial z} = (\hat{D} + \hat{N}).A(z,t), \qquad \text{équation 1.64}$$

$$A(z + \Delta z, t) = \exp\left(\Delta z.\left(\hat{N} + \hat{D}\right)\right).A(z,t) \qquad \text{équation 1.65}$$

avec les opérateurs dispersion $\hat{D}$ et non linéarité $\hat{N}$ définis par

$$\hat{D} = -\frac{i}{2}\beta_2 \frac{\partial^2}{\partial T^2} - \frac{1}{6}\beta_3 \frac{\partial^3}{\partial T^3} - \frac{\alpha}{2},$$

$$\hat{N} = i\gamma|A|^2,$$

La méthode consiste alors à séparer la propagation en pas Δz dans lesquels on considère que les deux opérateurs $\hat{D}$ et $\hat{N}$ commutent et que l'on peut donc découpler les effets et les faire agir l'un après l'autre sur le signal. On peut alors écrire :

$$A(z + \Delta z, t) = \exp\left(\Delta z.\hat{N}(z + \Delta z)\right).\exp\left(\Delta z.\hat{D}\right).A(z,t) \qquad \text{équation 1.66}$$

L'opérateur $\hat{N}$ peut être appliqué directement dans le domaine temporel tandis que l'opérateur dispersion est beaucoup facile à appliquer dans le domaine de Fourier. L'effet de l'opérateur dispersion est alors calculé par :

$$A(z + \Delta z, t) = F^{-1}\left\{\exp\left(\Delta z.\hat{D}(\omega)\right).F[A(z,t)]\right\} \qquad \text{équation 1.67}$$

On utilise dans le processus numérique, les transformées de Fourier rapides (FFT : *Fast Fourier Transform*) qui sont à la base de la rapidité de cette méthode. L'échantillonnage de l'espace de Fourier est effectué selon un nombre (N_{FFT}) de points utilisés pour les FFTs qui est, en plus du pas Δz, un autre paramètre numérique influant sur la précision du calcul.

Par cette méthode on commet une erreur de l'ordre du pas numérique Δz^2 dans l'évaluation de l'argument de l'exponentielle de l'équation 1.65 compte-tenu de l'hypothèse de commutativité des opérateurs. Il existe une autre méthode inspirée de celle-ci dont le schéma de principe est montré en figure 1.21. Dans cette méthode , on applique la dispersion du début du pas, jusqu'à la moitié, puis on applique l'opérateur non linéarité intégré sur le pas complet, ponctuellement au milieu du pas Δz et enfin on applique à nouveau la dispersion sur la moitié du pas restante. Cette méthode est appelée la méthode de Fourier itérative à pas séparés symétriques (*Symmetrized SSFM*). Elle permet de réduire l'erreur à l'ordre de grandeur de Δz^3.

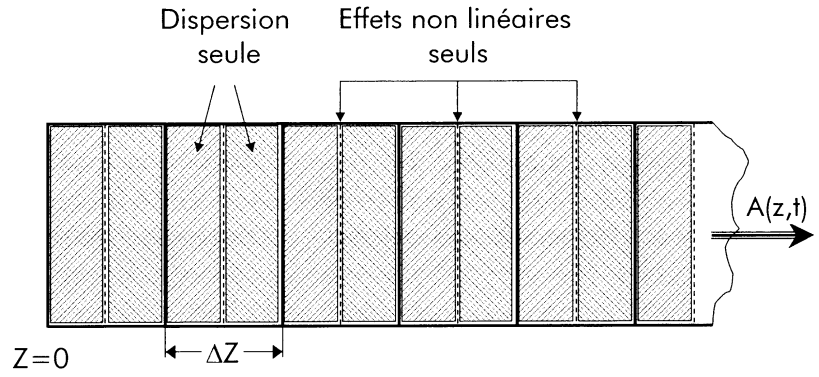


figure 1.21 : Principe de la méthode de Fourier à pas séparés symétriques utilisée dans le logiciel de simulation OCEAN (d'après [21])

Dans le logiciel OCEAN, les effets de propagation pouvant être simulés sont : les pertes, la dispersion chromatique et sa pente, (l'influence de β_4 n'est pas prise en compte), les effets non-linéaires de type Kerr (SPM, XPM, FWM), la PMD, l'effet Raman et l'électrostriction [44]. Le logiciel offre donc la possibilité d'analyser les effets et leur prédominance grâce à une large variation des paramètres de propagation. Il permet en outre de comparer plusieurs scénarios et de faire des choix quant aux expériences à réaliser pour obtenir une performance de transmission optimale. Ce logiciel ne simule pas uniquement la propagation dans la fibre. On peut en effet introduire l'ensemble des composants des systèmes et obtenir en sortie, la valeur de plusieurs critères de qualité des transmissions. Nous détaillerons un peu plus cet aspect sur les critères de qualité au § III. .

II. Transmissions numériques sur fibre optique et technologies associées

Dans cette partie nous allons décrire pas à pas les éléments principaux intervenant dans la réalisation des systèmes de transmission optique terrestres multiplexés en longueur d'onde (WDM). Le but final d'un tel système et de transmettre sans erreur une certaine capacité d'information sous forme binaire d'un point (émetteur) à un autre (récepteur), éloignés de quelques centaines de kilomètres. La figure 1.22 donne un schéma simplifié de systèmes optiques terrestres WDM.

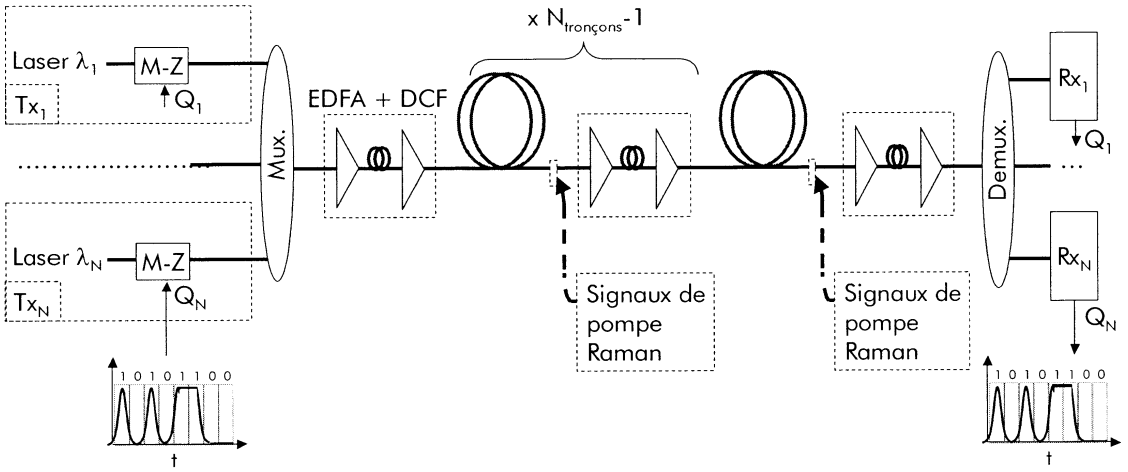


figure 1.22 : Schéma de principe des systèmes de transmission terrestres sur fibres optiques (Tx : émetteur, Rx : récepteur, M-Z : modulateur Mach-Zehnder, mux. : multiplexeur, EDFA : amplificateur à fibre dopée à l'Erbium, DCF : fibre de compensation de dispersion.

Les terminaux du système permettent, à l'émission, la transformation de signaux binaires électriques en signaux binaires optiques puis, à l'inverse, en fin de transmission à la rétrocession des signaux initiaux sous forme électrique. Ces terminaux seront souvent notés dans les schémas de systèmes de ce mémoires, Tx pour pour l'émetteur (*Transmitter* en anglais) et, Rx pour le récepteur. Un canal optique de transmission consiste en une modulation par les données, d'une lumière continue, quasi-monochromatique (de longueur d'onde dite porteuse) fournie par un laser(Cf. § I.1.). D'autres composants permettent les opérations de multiplexage et démultiplexage optique WDM qui consistent, pour la première, à injecter des canaux portés par des longueurs d'onde différentes dans une même fibre optique et pour la dernière, à les séparer en fin de liaison en vue de les réceptionner individuellement. Le signal obtenu après multiplexage WDM est alors transmis sur des centaines de kilomètres au travers d'une ligne de transmission. A cause d'un grand nombre d'effets physiques perturbateurs, inhérents à la transmission sur ces distances, cette ligne de transmission ne prend pas la forme d'une simple fibre optique. Les pertes linéiques des fibres, bien qu'extrêmement faibles, obligent à l'utilisation d'amplificateurs en ligne séparant la fibre de transmission en plusieurs tronçons. Pour les transmissions terrestres, ces tronçons ont une longueur avoisinant 80 à 100 km. L'amplification est aujourd'hui réalisée par des amplificateurs à fibres dopées à l'Erbium (EDFA) localisés entre les tronçons de fibres et/ou par une amplification distribuée utilisant l'effet Raman. Outre les pertes de la fibre, il est nécessaire de compenser sa dispersion chromatique. La technique de compensation la plus utilisée aujourd'hui consiste à ajouter des fibres de dispersion chromatique de signe opposé à la fibre de transmission. On distingue alors la fibre de transmission, dite fibre de ligne, et ces fibres, dites fibres de compensation de dispersion (DCF : *Dispersion Compensating Fiber*). Une compensation des effets non-linéaires n'est pas, à ce jour, intégrable de façon viable dans les systèmes. La compensation de dispersion n'est pas le seul rôle de ces fibres de compensation. En les distribuant tout au long du système, il est possible de réduire considérablement l'impact des effets non-linéaires sur le signal optique. Cette technique se nomme la gestion de dispersion chromatique. Les fibres de compensation sont alors généralement insérées aux postes d'amplification au milieu

des EDFA en configuration double étage à l'émission, en cours de liaison et à la réception. Enfin, d'autres composants peuvent par ailleurs être ajoutés au système, comme par exemple des compensateurs de PMD ou des cartes électroniques permettant la correction des erreurs par un codage et décodage particulier des données (codes correcteurs d'erreurs). Les paragraphes qui suivent décrivent plus en détail tel ou tel aspect introduit ici avec, premièrement, les composants utiles à l'émission, au multiplexage et démultiplexage, puis les composants nécessaires à la compensation des effets physiques de la fibre de ligne et enfin, les éléments de la réception du signal.

II.1. Composants d'émission

II.1.1. Sources laser continues

Compte-tenu du minimum des pertes de la fibre optique autour de la longueur d'onde de 1550 nm (Cf. § I.4.1.), ces dernières décennies ont connu un développement poussé de lasers à semi-conducteur émettant sur un seul mode longitudinal. Nous ne décrirons pas ici les nombreux aspects de ces lasers, le lecteur pourra se reporter à des ouvrages détaillés : [4][22][49]. Ils sont formés d'une couche active qui fournit une onde lumineuse à plusieurs modes lorsqu'on lui applique un courant électrique et d'un dispositif filtrant qui impose une résonance sélective de la cavité laser à la longueur d'onde d'un seul mode. Cette dernière fonction est aujourd'hui effectuée dans la plupart des cas par une modulation de l'indice de réfraction des couches de confinement de la zone active. On distingue les solutions où ces réseaux d'indice sont inscrits en dessus ou en dessous de la couche active, pour lesquelles le laser prend le nom de laser à contre réaction répartie ou DFB (*Distributed Feed Back*) et d'autres solutions où les réseaux d'indice sont placés de part et d'autre de la zone active, le long de l'axe de la cavité pour lesquelles le laser se nomme cette fois laser à réflecteur de Bragg répartis ou laser DBR (*Distributed Bragg Reflector*). La figure 1.23 donne une illustration pour ces deux types de lasers.

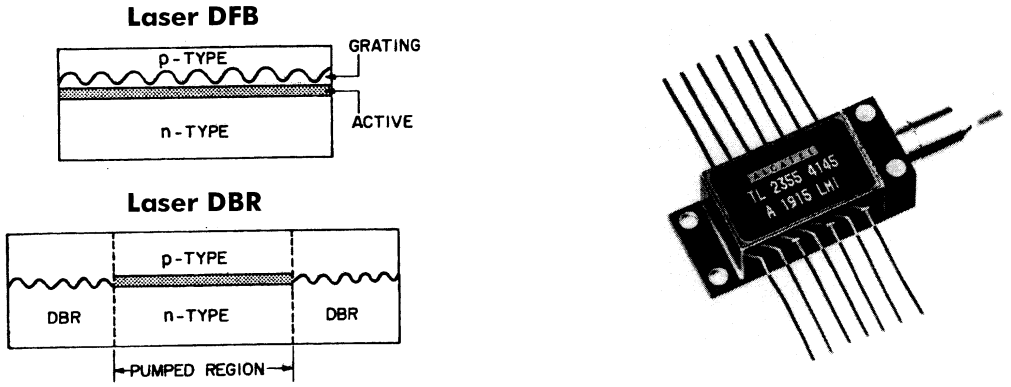


figure 1.23 : A gauche, illustration du principe des lasers semi-conducteurs detypes DFB (Distributed Feed Back) en haut et DBR (Distributed Bragg Reflector) en bas. Pour les deux cas, la zone active est hachurée et les réseaux d'indice sont indiqués par une ligne ondulée. A droite, apparence extérieur d'une diode laser.

Les lasers que nous utilisons au laboratoire sont généralement des lasers DFB, permettant de remplir les bandes d'amplification C et L (Cf. § II.3.2.), de 1529.94 nm à 1561.42 nm pour la bande C et de 1569.59 nm à 1602.41 nm pour la bande L. Ces longueurs d'onde ont un espacement spectral correspondant à un écart en fréquence de 50 GHz. La correspondance entre espacement en fréquence et en longueur d'onde est donnée par :

$$\Delta\lambda = -\frac{\lambda^2 \Delta f}{c} \qquad \text{équation 1.68}$$

Par exemple, autour de la longueur d'onde de 1550 nm, l'écart en longueur d'onde correspondant à un écart en fréquence de 50 GHz, est environ 0.4 nm.

Ces lasers DFB sont par ailleurs dotés d'un circuit d'asservissement qui permet de régler leur puissance de sortie jusqu'à 13 mW (20 dBm) et leur longueur d'onde sur une plage d'environ 1 nm entourant la longueur d'onde nominale, les deux réglages pouvant être effectués indépendamment grâce à un calibrage approprié. Il est aussi possible de leur appliquer une surmodulation à basse fréquence pour limiter l'effet Brillouin (Cf. § I.6.2.1.).

II.1.2. Modulation des sources laser

Les deux principaux moyens pour moduler la source continue des lasers afin d'inscrire l'information à transmettre dans le signal optique, sont soit une modulation directe du laser par modulation du courant traversant la zone active soit une modulation externe de la lumière émise par la diode laser au moyen de composants modulateurs.

La première approche, correspondant au cas de la modulation directe, conduit à un signal présentant une modulation parasite de fréquence aussi appelée *chirp* (signifiant gazouillis en anglais) inhérente au fait que la modulation du courant induit une modulation d'indice de réfraction dans le semi-conducteur et par conséquent une modulation de fréquence de la lumière émise. Formellement le *chirp*, noté C, relie la phase et la puissance du signal par la relation :

$$\frac{d\varphi}{dt} = \frac{C}{2}\left[\frac{d\ln P(t)}{dt} + \kappa_0 P(t)\right] \qquad \text{équation 1.69}$$

Pour laquelle on a choisi la convention pour la phase : $e^{i(\omega t - \beta z + \varphi)}$. Le premier terme est appelé : modulation de fréquence dynamique ou *chirp* transitoire et le second : modulation de fréquence adiabatique ou *chirp* adiabatique. Pour des fréquences de modulation élevée (ce qui est le cas pour les systèmes que nous considérons) le *chirp* transitoire est prépondérant devant le *chirp* adiabatique et l'équation 1.69 se ramène donc à :

$$d\varphi = \frac{C}{2} d[\ln(P)] \qquad \text{équation 1.70}$$

qui lie la dérivée temporelle de la phase à celle de la puissance du signal. Le *chirp* est un élément à prendre en compte puisqu'il influe sur l'évolution des impulsions soumises à la dispersion chromatique. Comme nous l'avons vu au § I.4.2. une impulsion sans *chirp* est élargie par la dispersion chromatique. La figure 1.24 extraite de [21] illustre cette influence du *chirp* sur l'évolution de la largeur d'impulsion pour des

cas d'impulsions gaussiennes se propageant sur une fibre à dispersion négative (D<0 ou β_2>0) et initialement sans *chirp* (C=0), avec un *chirp* positif (C=2) ou négatif (C=-2).

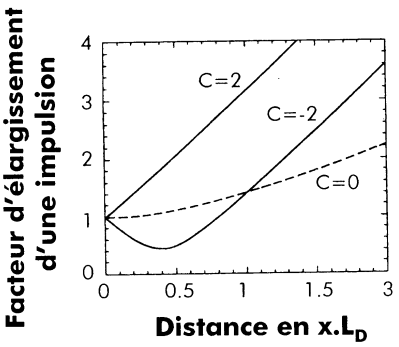


figure 1.24 : rapport de la largeur d'impulsion sur la largeur initiale en fonction de la distance mesurée en x fois la longueur de dispersion L_D (Cf. tableau 1.1) pour trois valeurs de chirp de l'impulsion initiale (d'après [21]).

Si le *chirp* induit par la modulation est positif, cet élargissement sera encore plus rapide tandis qu'à l'inverse, si le *chirp* est négatif on assistera en premier lieu à une contraction de la largeur d'impulsion puis à un élargissement.

Pour éviter un *chirp* trop important on utilise plutôt la deuxième approche de modulation correspondant au cas d'une modulation externe. Celle-ci peut être réalisée par des modulateurs à electro-absorption[50],[51] (EAM : *Electro-Absorption modulator*) ou des modulateurs à effet électro-optique. Ces derniers sont ceux que nous utilisons dans les expériences. Ils fonctionnement sur le principe d'une modulation de phase par modulation de l'indice d'un milieu présentant l'effet électro-optique (effet Pockels) en Niobate de Lithium ($LiNBO_3$). La modulation de phase est traduite en modulation d'intensité par un montage interférométrique de type Mach-Zehnder (M-Z) [50]. La modulation du signal est donc réalisée en premier lieu par la phase ce qui limite le *chirp* induit par la modulation. Néanmoins ces modulateurs M-Z présentent souvent un *chirp* résiduel.

Les modulateurs au LiNBO3 de type M-Z peuvent être modélisés par le schéma de la figure 1.25 (a). Le champ électrique d'entrée E_e provient de la source laser et le champ électrique de sortie E_s présente une modulation en amplitude. Les données électriques sont appliquées par des tensions sur les électrodes des cellules électro-optiques des bras de l'interféromètre (V_1 et V_2) formé par deux coupleurs 2x2. Si l'on considère ce modulateur comme une boite noire, le champ de sortie est relié au champ d'entrée par une fonction du type [50] :

$$E_s \propto E_e \cos\left(\pi\frac{(V_1 - V_2)}{2.V_\pi}\right).\exp\left\{-i\left(\pi\frac{(V_1 + V_2)}{2.V_\pi}\right)\right\} \qquad \text{équation 1.71}$$

En considérant les coupleurs 2x2 comme des coupleurs séparant la puissance du signal en deux parties égales et des bras équilibrés lorsque les deux tensions V_1 et V_2 sont nulles. On remarque dans cette fonction que si l'on prend V_1=-V_2 le *chirp* du modulateur est nul. On parle dans ce cas d'une configuration « push-pull » en anglais, c'est-à-dire que l'on agit sur les deux bras du modulateur de façon opposée. Il est par ailleurs possible d'obtenir une modulation d'amplitude du signal en n'appliquant une

tension que sur un bras de l'interféromètre mais dans ce cas, le signal de sortie présentera du *chirp*.

La fonction de transfert du modulateur M-Z en intensité est donc de type sinusoïdal de demi-période Vπ, telle que représentée dans la partie (b) de la figure 1.25. Sur ce graphique la tension correspond soit à la tension V_1 de l'équation 1.71 pour le cas d'un modulateur sur lequel on applique une tension sur un seul bras (V_1 par exemple) soit $(V_1-V_2)/2$ dans le cas d'un modulateur à deux bras. Le signal électrique d'entrée, contenant les données est appliqué autour d'une tension dite tension de biais (*bias* en anglais). On obtient en sortie le signal optique modulé prêt pour la transmission.

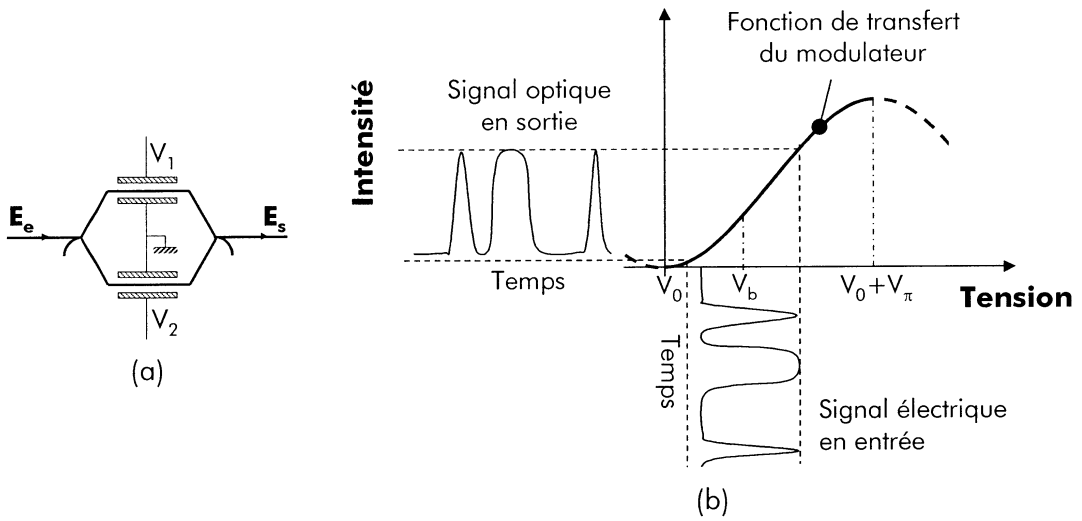


figure 1.25 : A gauche : Schéma de principe d'un modulateur de type Mach-Zehnder[50], à droite : illustration de la fonction de transfert en intensité de ce type de modulateur, modulant la lumière continue des sources laser par les données électriques.

II.1.3. Formats de modulation

Le signal optique contenant les données peut avoir des caractéristiques diverses selon le type et les paramètres de modulation. On distingue ainsi plusieurs formats de modulation. La figure 1.26 montre les schémas de principe de quatre formats de modulation en présentant notamment le profil d'intensité du signal modulé et sa phase en fonction du temps, le spectre optique, le diagramme de l'œil et le schéma du montage expérimental[2]. Tous les cas de format de modulation tracés sur cette figure sont des cas ne présentant pas de *chirp*. Le diagramme de l'œil correspond à la superposition de l'ensemble des symboles (Cf. § III.1.4.). Les formats sont tous échelonnés sur le débit de modulation B dont l'inverse correspond au temps bit. Les deux formats de modulation les plus couramment utilisés sont des formats à modulation de l'amplitude du signal optique (modulation ASK pour *Amplitude Shift Keying*), ce sont : le format NRZ pour Non-Retour à Zéro c'est-à-dire que l'amplitude de l'enveloppe ne revient pas au niveau bas entre deux symboles « 1 » et le format RZ pour Retour à Zéro où l'on revient au niveau bas entre deux symboles « 1 ». Le schéma du montage pour ces deux formats font intervenir les modulateurs M-Z présentés au paragraphe précédent. Le format RZ est généralement obtenu par une surmodulation sinusoïdale du format NRZ, à la fréquence du débit. On remarque pour ces deux formats que le spectre comprend la fréquence porteuse et une bande spectrale de

modulation. La forme de la bande spectrale de modulation correspond à la transformée de Fourier de la forme de l'impulsion temporelle.

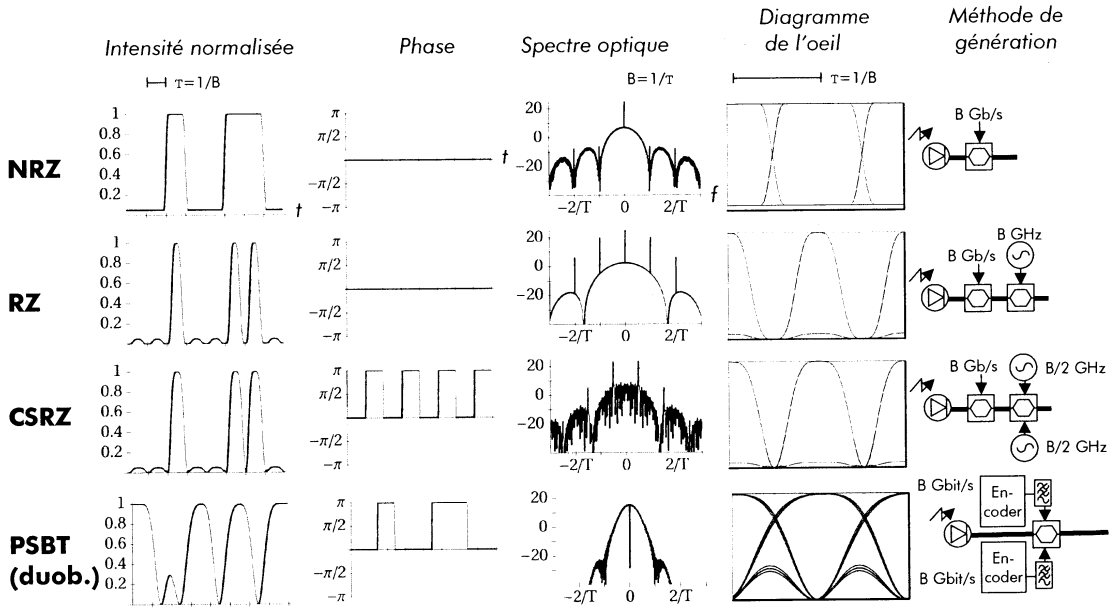


figure 1.26 : Schéma de principe des principaux formats de modulation en amplitude (NRZ et RZ) et à la fois en amplitude et en phase (CS-RZ et PSBT). Pour ces schémas, B correspond au débit de modulation et T au temps bit (d'après [2])

Deux autres formats sont présentés ici, ajoutant à la modulation de l'amplitude, une modulation de phase. Il s'agit des formats CS-RZ (Carrier-Suppressed RZ)[52] et PSBT[50],[53] (*Phase-Shaped Binary Transmission*). Le format CS-RZ est obtenu par une surmodulation sinusoïdale du format NRZ, comme dans le cas du format RZ mais cette fois cette surmodulation est effectuée à la fréquence moitié du débit en l'appliquant de part et d'autre du point d'annulation de la fonction de transfert du modulateur (Cf. figure 1.26). De cette manière, en plus d'obtenir un format de type RZ, on effectue un saut de phase de π d'une impulsion à l'autre comme ceci est représenté sur le graphique de phase de la figure 1.26. Ce saut de phase d'une impulsion à l'autre annule la composante spectrale à la longueur d'onde de la porteuse d'où le nom affecté à ce format de modulation. Le format de modulation PSBT correspond quant à lui à une modulation de phase particulière. Contrairement au format CS-RZ où un saut de phase de π est effectué systématiquement d'un bit à l'autre, le format PSBT présente ce saut de phase de π à l'instant milieu du temps bit d'un symbole « 0 ». Ainsi deux impulsions correspondant à des symboles « 1 » présentent une phase différente de π s'ils sont séparés d'un nombre impair de symboles « 0 ».

Les formats de modulation constituent un sujet de recherche important pour les transmissions à haut débit puisque la forme physique du signal doit être adaptée d'une part, pour mieux pour contrecarrer les effets physiques de la propagation et d'autre part, pour augmenter la densité spectrale d'information. Ils interviendront par conséquent dans tous les chapitres de ce manuscrit, offrant à chaque fois des solutions intéressantes selon les finalités recherchées. Nous verrons en particulier l'intérêt pour les transmission à 40 Gbit/s d'utiliser des formats présentant une modulation de phase en plus de la modulation d'amplitude.

II.2. Techniques de multiplexage et démultiplexage

II.2.1. Multiplexage

Les techniques de multiplexage permettent d'augmenter considérablement la capacité globale de transmission. On distingue plusieurs types de multiplexage dont les principaux sont le multiplexage temporel (TDM : *Time Division Multiplexing*), le multiplexage en longueur d'onde (WDM : *Wavelength Division Multiplexing*), le multiplexage spatial (SDM : *Spatial Division Multiplexing*) et le multiplexage en polarisation (PDM : Polarization Division Multiplexing.

Le multiplexage temporel consiste à générer un signal modulé constitué d'une séquence temporelle de symboles s'enchaînant à un débit B et provenant de M séquences similaires, mais de symboles s'enchaînant à un débit M fois moindre. Les séquences d'origine sont alors appelées des affluents ou tributaires et leurs données interviennent au cours du temps, dans le signal final, une fois sur M. La figure 1.27 illustre le principe de ce type de multiplexage dans le cas d'un multiplexage temporel 4 vers 1.

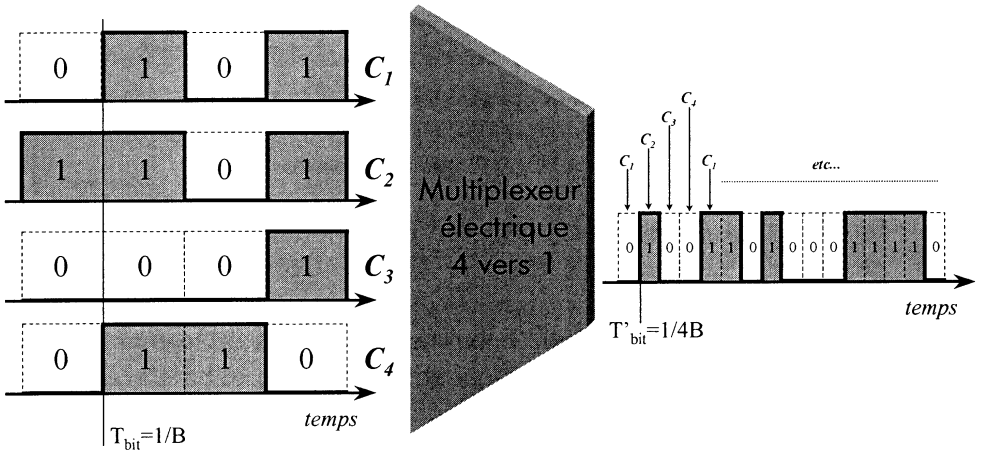


figure 1.27 : Principe du multiplexage temporel 4 vers 1 de séquence binaire pour le passage à un débit de modulation 4 fois plus important (d'après [54]).

Cette fonction de multiplexage est généralement réalisée de manière électronique (ETDM : *Electrical TDM*) sur les séquences électriques binaires, c'est-à-dire, dans notre cas, avant la fonction de modulation optique. Lorsque les technologies électroniques ne permettent pas d'atteindre le débit optique recherché, cette fonction de multiplexage est réalisée de manière optique (OTDM pour *Optical TDM*). Pour l'application des transmissions à 40 Gbit/s, les équipements terminaux fonctionnant par multiplexage électrique se sont développés depuis l'année 2000 environ mais ils demeurent encore des équipements de laboratoire. Ils fonctionnent, pour les équipements que nous utilisons, sur une technologie à base de matériau SiGe qui permet le multiplexage de quatre tributaires de débit 10 Gbit/s à un signal de débit 40 Gbit/s[55]. Pour ce qui est des transmissions à 160 Gbit/s, le multiplexage encore utilisé aujourd'hui est le multiplexage optique.

Le multiplexage en longueur d'onde (WDM) a permis une grande avancée de la capacité transportée par les fibres optiques comme nous l'avons vu dans l'introduction. Il consiste à transmettre dans une même fibre optique un ensemble de signaux lumineux modulés autour de longueurs d'onde porteuses différentes. Dans l'ensemble

des travaux présentés ici, le terme de canal fera référence à un de ces signaux modulés autour d'une porteuse optique donnée. Cette technique est très adaptée à la transmission sur fibre optique puisque cette dernière présente une très large bande spectrale passante. La figure 1.28 schématise le principe de ce multiplexage et les possibilité offerte par la courbe de perte des fibres optiques.

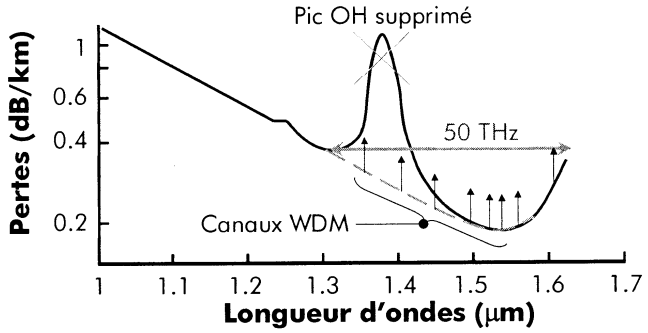
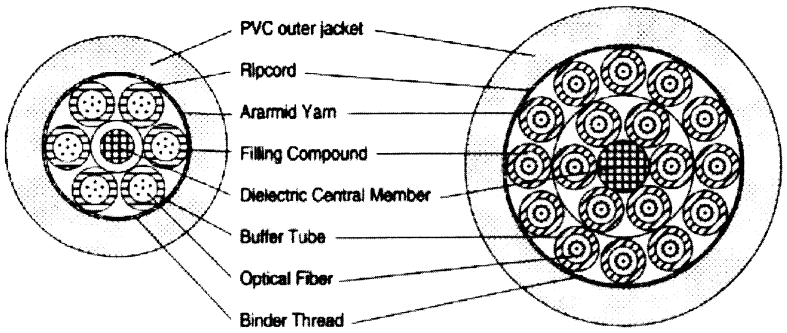


figure 1.28 : Principe du multiplexage en longueur d'onde et possibilités offertes par la fibre optique compte-tenu de son profil de pertes linéiques en fonction de la longueur d'onde. Les flèches correspondent à de possibles porteuses optiques des canaux de transmission.

Par exemple, un canal modulé à 40 Gbit/s a une étendue spectrale d'environ 80 GHz (dans le cas du format NRZ) alors que la bande passante offerte par la fibre est potentiellement de 50000 GHz, si le pic d'absorption OH a été supprimé ! Les composants assurant le multiplexage WDM permettent d'injecter dans une même fibre plusieurs dizaines de canaux de modulation. Les technologies permettant de les réaliser sont, par exemple, détaillés dans les références [4][22][56]. Les composants que nous utilisons dans nos applications sont principalement des composants à matrice de fibre ou AWG pour *Arrayed Waveguide Gratings*. Ces types de composant peuvent multiplexer des canaux avec un espacement spectral allant typiquement de 200 GHz à 25 GHz. Un autre type de multiplexeur optique s'est aussi particulièrement développé ces dernières années. Nous appellerons dans ce mémoire ces multiplexeurs des « entrelaceurs » pour traduire leur appellation anglaise : *interleaver*. Ils permettent d'entrelacer les spectres des signaux des fibres d'entrée c'est-à-dire de multiplexer, dans une même fibre, alternativement dans le domaine spectral, des canaux provenant de deux ou plusieurs fibres. Ils sont très utiles pour multiplier la densité spectrale d'information en croisant par exemple deux spectres WDM en un seul spectre présentant un espacement spectral entre les canaux deux fois moindre. Nous détaillerons plus l'utilité de tels composants au chapitre 2 § IV.

Enfin la technique du multiplexage spatial consiste simplement à utiliser simultanément plusieurs fibres optiques dans un même câble. Il est aujourd'hui possible de rassembler dans un seul câble des dizaines à des centaines de fibres simultanément comme l'illustre la figure 1.29[57].



Section de cable à 36 fibres

Section de cable à 216 fibres

figure 1.29 : exemples de multiplexage spatial de 36 ou 216 fibres optiques dans des câbles.

Outre ces trois types de multiplexage on peut également effectuer un multiplexage en polarisation des canaux optiques (PDM : *Polarization Division Multiplexing*). Ceci consiste à transmettre des données de canaux à une même longueur d'onde porteuse mais sur des états de polarisation différents. Cette technique est encore très peu utilisée mais elle fait l'objet de recherche et d'expériences de test récentes[58],[59],[60]. Nous développerons un exemple de telle transmission dans le cadre d'une augmentation de la densité spectrale d'information aux chapitres 2 et 4.

II.2.2. Démultiplexage WDM et filtrage optique

Le démutliplexage des canaux WDM est réalisé en fin de liaison, avant la détection des données qui doit être effectuée sur chaque canal indépendamment. Les techniques de démultiplexage consistent à utiliser des composants similaires à ceux du multiplexage permettant une séparation de N canaux sur N fibres optiques différentes. Ces démultiplexeurs optiques appliquent au signal des fonctions de filtrage qui joue un rôle important quant à la qualité du signal fournit au récepteur. Ces fonctions de filtrage permettent de réduire la bande d'intégration du bruit d'ASE généré par les amplificateurs optiques de ligne, de réduire fortement, dans chaque fibre de sortie, la puissance des composantes spectrales des autres canaux et parfois, si la largeur de bande de filtrage appliquée à chaque canal est de l'ordre de la largeur spectrale de modulation du signal, de modifier légèrement le format de modulation des signaux. Le premier point sera traité lors de l'impact du bruit d'ASE sur la qualité de réception au § III.3.1.2. Si la deuxième fonction n'est que partiellement réalisée, une interférence entre les canaux aura lieu. Nous décrirons le principe de cette interférence au paragraphe suivant. Le troisième point quant à lui fait l'objet, pour les applications des transmissions à 40 Gbit/s du § IV. dans le chapitre 2 sur l'optimisation du filtrage optique et de la densité spectrale d'information. Les types de filtres utilisés peuvent être variés. Les technologies les plus couramment employées sont les réseaux en optique libre, les filtres Fabry-Perot, les couches minces diélectriques, les réseaux de Bragg photo-inscrits, les résonateurs en anneaux, les interféromètres de Mach-Zehnder ainsi que les composants à matrice de fibres de type AWG. Une description de la technologie des filtres optiques peut aussi être trouvée dans les ouvrages [4],[22].

II.2.3. *Diaphotie* linéaire associée au multiplexage / démultiplexage en longueur d'onde

Les techniques de multiplexage peuvent induire une dégradation supplémentaire qui n'est pas directement liée aux effets de propagation. Dans le cas du WDM (seul cas que nous décrirons ici), il peut arriver au moment du démultiplexage, c'est-à-dire du filtrage optique avant la réception, qu'une partie de l'énergie d'autres canaux que celui que l'on cherche à filtrer, ne soit pas rejetée par le filtre. Cet effet sera appelé dans ce mémoire, la *diaphotie* linéaire par analogie avec la diaphonie pour les sons. On utilise parfois le terme anglais de « cross-talk ». Cette *diaphotie* a pour conséquence des fluctuations d'amplitude des niveaux des symboles du canal analysé, provenant des signaux portés par d'autres longueurs d'onde. On distingue généralement deux types de *diaphotie* selon que l'énergie non désirable, est présente dans la bande passante de la réception du canal (bande à 3 dB) ou non. Pour le premier cas la *diaphotie* est dite dans la bande du filtre ou « in-band » en anglais et dans le deuxième cas, hors de la bande du filtre ou « out-of-band ». La figure 1.30 illustre ces distinctions pour l'exemple de la réception du canal n°2, centré sur la longueur d'onde λ_2, filtré pour la réception. Les canaux voisins n°1 et 3 viennent donc perturber la réception du canal 2 à la fois par une *diaphotie* dans la bande ou hors de la bande .

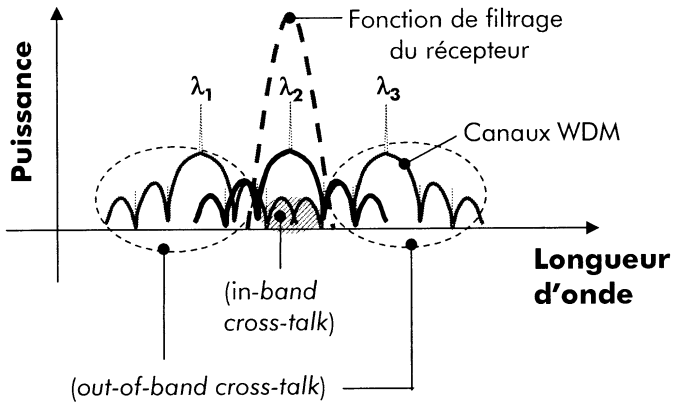


figure 1.30 : Figure de principe de l'effet de diaphotie linéaire de canaux n°1 et 3 sur un canal n°2 filtré pour la réception.

La *diaphotie* linéaire se mesure généralement par le rapport de la puissance indésirable des canaux voisins sur la puissance du canal étudié ou encore un écart en dB entre ces deux puissances. Cet effet doit être pris en compte dans l'optimisation du multiplexage et du démultiplexage pour limiter l'interférence entre les canaux et ce, d'autant plus que la densité spectrale du système de transmission est élevée. C'est pourquoi il interviendra de manière importante au cours du chapitre 2 pour l'étude du filtrage optique et de l'amélioration de la densité spectrale des systèmes WDM Nx40 Gbit/s. La *diaphotie* linéaire s'ajoute donc à la *diaphotie* due aux effets non-linéaires croisés (FWM, XPM, SI-SRS ...) pour décrire les interactions entre les canaux WDM. Des valeurs numériques de la dégradation du signal en fonction de la *diaphotie* seront données dans le paragraphe sur les critères de qualité (Cf. § III.2.2.).

II.3. Composants de la ligne de transmission : compensation des effets physiques de la fibre de ligne

II.3.1. Amplification

L'amplification, nécessaire pour contrer les pertes de la fibre optique, peut être réalisée sans avoir à traduire le signal optique en signal électrique, soit par l'usage d'amplificateurs à fibres dopées à l'Erbium (EDFA), localisés entre les tronçons de fibre de ligne, soit par une amplification distribuée dans la fibre de ligne par le biais de l'effet Raman. La première option connaît aujourd'hui un développement plus mature et demeure la seule présente dans les systèmes installés. L'amplification Raman quant à elle fait encore l'objet de recherche et son implémentation dans les futurs systèmes commence à être envisagée. Les ouvrages [1],[2],[4],[22],[49] donnent une description détaillée de ces types d'amplification optique. Les amplificateurs à semi-conducteur (SOA : *Semiconductor Optical Amplifiers*) sont une troisième alternative pour l'amplification, mais ne présentent pas encore toutes les caractéristiques nécessaires pour une utilisation dans les systèmes terrestres haut débit et large bande. Leur puissance de sortie reste en effet limitée et la rapidité de la réponse de leur gain les rend sensibles au débit utilisé. Ils sont plus souvent utilisés dans les opérations de routage[62] ou pour des transmissions métropolitaines[63].

II.3.2. Amplification discrète par des EDFAs

Le principe de ce type d'amplificateur repose sur l'utilisation d'une fibre que l'on dope avec des ions erbium Er^{3+} présentant une transition entre niveaux spectroscopiques proches des longueurs d'onde des canaux des systèmes de transmission sur fibre. L'inversion de population est effectuée par des diodes laser de pompe aux longueurs d'onde de 980 nm ou 1480 nm correspondant à des bandes d'absorption de l'erbium. On couple donc dans un morceau de fibre dopée à l'erbium le signal comprenant les canaux à amplifier et les pompes laser continues. Le signal provoque une émission stimulée de photons par désexcitation des niveaux à population inversée et subit donc une amplification tout optique. Les niveaux à population inversée ont des temps de vie élevé (>1ms) ce qui est très intéressant dans nos applications puisque la variation d'enveloppe des signaux est alors beaucoup plus rapide que la réponse du gain pour des modulations de débit supérieur à 2.5 Gbit/s. Par conséquent ce type d'amplification n'est pas sensible aux variations, selon les données à transmettre, de d'enveloppe du signal. De plus, dans le cas d'une amplification WDM, les modulations des canaux n'interagissent pas par le gain de l'amplificateur. La figure 1.31 montre plusieurs possibilités de pompage optique : pompage co-directionnel (a), contra-directionnel (b) et bidirectionnel (c).

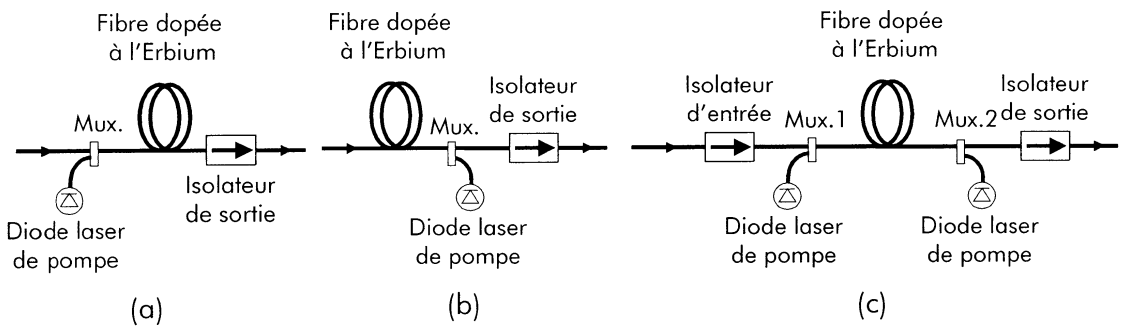


figure 1.31 : Schéma de principe d'un étage d'amplification de type EDFA avec trois architectures de pompage : co-directionnel (a), contra-directionnel (b) et bidirectionnel (c).

Malheureusement l'émission stimulée n'est pas le seul phénomène conduisant à une désexcitation des niveaux. Une émission spontanée est inéluctable et les photons ainsi produits n'ont pas de lien avec les photons du signal d'entrée. Ces photons émis spontanément sont ensuite amplifiés par émission stimulée dans la longueur de fibre dopée restante. En fin d'amplification il en résulte un bruit optique dit d'émission spontanée amplifiée (ASE : *Amplified Spontaneous Emission*). Ce bruit est un facteur supplémentaire intervenant dans la dégradation de la qualité du signal transmis et imposera l'usage d'une puissance par canal en début de chaque tronçon suffisamment élevée pour assurer le rapport signal à bruit nécessaire au récepteur (Cf. §III.2.1.). L'évaluation théorique du bruit d'émission spontanée repose sur une analyse quantique du phénomène donnant la densité spectrale de photons d'émission spontanée en sortie d'amplificateur par [67]:

$$2N_{ASE}=2.n_{sp}h\nu.(G-1) \qquad \textit{équation 1.72}$$

où N est la densité spectrale de bruit par degré de polarisation, G est la gain à la fréquence ν, $h\nu$ est l'énergie d'un photon et n_{sp} caractérise l'inversion de population par $n_{sp}=N_2/(N_2-N_1)$ sachant que N_1 et N_2 sont respectivement les populations atomiques de l'état fondamental et de l'état excité. Le facteur d'inversion de population n_{sp} intervient donc de façon importante dans la génération de bruit. Le pompage de la fibre dopée à 980 nm permet d'assurer une amplification ayant des facteurs d'inversion de population n_{sp} proches de la limite quantique : $n_{sp}=1$, le processus d'émission stimulée étant pour ce cas basé sur un schéma spectroscopique à trois niveaux de population. Pour un pompage à 1480 nm, il s'agit d'un schéma à deux niveaux conduisant à une inversion de population de moins bonne qualité.

Pour caractériser un amplificateur on utilise généralement, en plus du gain G, son facteur de bruit NF (*Noise Figure*), défini par le rapport signal à bruit électrique (ESNR) en sortie de l'amplificateur sur l'ESNR d'entrée et que l'on peut calculer par [1],[49]:

$$NF=\frac{1}{G}\left(\frac{2N_{ASE}}{h\upsilon}+1\right) \qquad \textit{équation 1.73}$$

Pour un EDFA, cette expression peut se simplifier en utilisant l'équation 1.72, lorsque le gain de l'amplificateur est très grand devant 1, par :

$$NF \approx 2n_{sp} \qquad \textit{équation 1.74}$$

Le facteur de bruit est souvent exprimé en dB en prenant $NF_{dB}=10Log(NF)$. Pour des amplificateurs utilisant un pompage à 980 nm, NF est proche de 3dB tandis qu'il vaut plutôt 5.5 dB pour un amplificateur pompé à 1480 nm.

Dans un cas d'amplificateurs EDFA plus réalistes, il faut prendre en compte les pertes d'entrée C_1 et de sortie C_2 comme indiquées sur la figure 1.32.

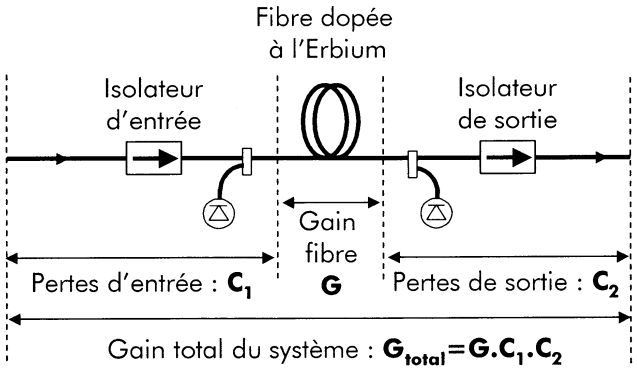


figure 1.32 : Evaluation du gain global d'un amplificateur en tenant compte des pertes d'entrée C_1 et de sortie C_2 (exemple d'une configuration bidirectionnelle de pompage).

Le gain total, et la densité spectrale, en tenant compte de ces pertes, s'expriment alors par :

$$G_{total} = G.C_1.C_2 \qquad \textit{équation 1.75}$$

$$2N_{ASE} = 2n_{sp}.h\nu.\left(\frac{G_{total}}{C_1C_2} - 1\right)C_2 \qquad \textit{équation 1.76}$$

Si le gain total, G_{total} est très grand devant les pertes internes, le facteur de bruit de cet amplificateur vaut alors approximativement : $NF=2n_{sp}/C_1$, ce qui précise l'évaluation du facteur de bruit en présence de pertes d'entrée de l'amplificateur. Ces expressions caractérisant l'amplificateur EDFA pourront servir à l'évaluation de l'accumulation du bruit d'ASE et par conséquent à l'évaluation du rapport signal à bruit optique (OSNR). Nous verrons aux § II.3.4.1. et II.3.4.2. comment évaluer ce paramètre pour des cas usuels présents dans les systèmes de transmission. Le bruit d'ASE sera alors une autre dégradation du signal transmis à combiner aux effets physiques de transmission et à la *diaphotie* linéaire. La principale conséquence sur la conception des systèmes sera de contraindre les équipementiers à l'emploi d'une puissance par canal élevée garantissant un OSNR suffisant pour une bonne réception du signal. Ceci implique donc d'utiliser des amplificateurs à fort gain (Cf. §III.2.1.).

Un autre point intéressant des EDFA, dans l'application des systèmes de transmission WDM, est leur large bande passante d'environ 30 nm[61]. Les applications large bande soulèvent des difficultés à résoudre quant à l'homogénéité du gain des amplificateurs et de l'OSNR sur l'ensemble des canaux. Ceci est d'autant plus critique qu'un système de transmission comprend, en général, plusieurs amplificateurs de même type dont les défauts d'homogénéité peuvent se cumuler d'un tronçon à l'autre. La technique la plus couramment utilisée consiste à ajouter un filtre optique dont la fonction de transfert contrebalance les défauts d'homogénéité de l'amplificateur[70]. En addition à ces filtres statiques des composants dynamiques se développent de plus en plus, en particulier pour les systèmes terrestres ULH, à cause du nombre d'amplificateurs utilisés en cascade. Ces composants dynamiques sont connus sous le terme de filtres dynamiques pour égaliser le gain (DGE : *Dynamic Gain Equalizer*).

L'ensemble de ces requêtes à savoir, forte puissance de sortie, large bande, platitude et faible facteur de bruit, mènent souvent à la conception d'un amplificateur à deux étages d'amplification tel que représenté à la figure 1.33. Les pertes internes comprennent généralement un filtre d'égalisation et une fibre à compensation de dispersion. Pour les amplificateurs que nous utilisons au laboratoire, le premier étage est constitué d'un EDFA pompé à 980 nm ayant donc un bon facteur de bruit tandis que le deuxième étage utilise une architecture de pompage bidirectionnelle à 1480 nm assurant une forte puissance de sortie. L'évaluation du bruit apporté par un tel système sera détaillée au § II.3.4. .

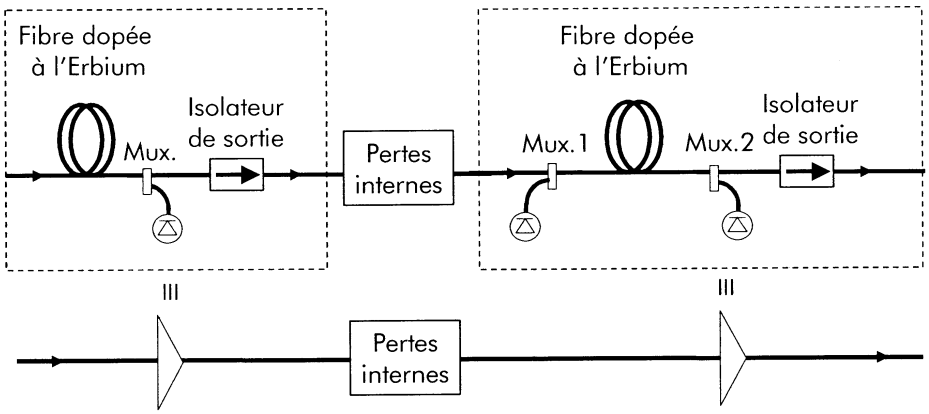


figure 1.33 : Principe d'un amplificateur EDFA à double étage d'amplification et comprenant des pertes internes.

L'amplification en bande C et L est aujourd'hui séparée pour assurer un gain fort (~20 dB) et homogène sur les 30 nm de la bande C et les 30 nm de la bande L, ce qui nécessite avant et après amplification, l'usage de multiplexeurs et démultiplexeurs de bandes C et L. Les EDFA en bande L présentent des caractéristiques physiques légèrement différentes de celles des EDFA en bande C, comme en particulier, une longueur de fibre dopée plus grande.

II.3.3. Amplification Raman distribuée

De nombreuses recherches sont encore en cours pour optimiser l'amplification Raman distribuée ainsi que son intégration dans les systèmes de transmission. L'amplification Raman distribuée consiste à injecter dans la fibre de ligne un signal continu de forte puissance (~250 mW) à une longueur d'onde environ 100 nm plus courte que la longueur d'onde des signaux, pour les amplifier par l'effet non-linéaire Raman (Cf. § I.6.2.2.) comme le montre la figure 1.34. La réponse du gain étant plus rapide que dans le cas des EDFA, il est préférable d'utiliser une architecture de pompage contra-directionnelle. De la sorte, les fluctuations d'amplitude du signal continu des diodes de pompe (caractérisées par le RIN pour *Relative Intensity Noise* en anglais [72]), ne se traduisent pas directement sur les signaux contenant l'information.

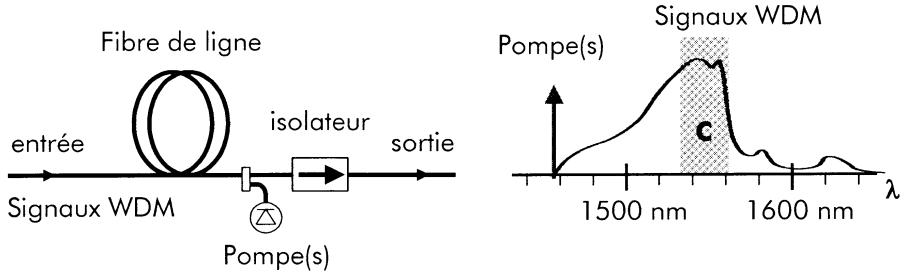


figure 1.34 : Principe de fonctionnement de l'amplification Raman distribuée.

De manière à appréhender l'influence de l'amplification sur le signal on le caractérise par un gain et un facteur de bruit comme pour le cas des EDFA. La figure 1.35 illustre les équivalences entre un amplificateur Raman distribué et un amplificateur discret, en prenant comme gain équivalent le rapport entre les puissances de sortie de la fibre de ligne, lorsque les pompes Raman sont allumées ou éteintes, appelé gain on/off, ainsi qu'un facteur de bruit équivalent faisant intervenir la densité de puissance de bruit généré par l'effet Raman. On peut en effet considérer le bruit émis par un amplificateur comme un bruit d'émission spontanée amplifiée, puisque la pompe fournit une énergie aux phonons de la fibre optique qui permet en retour une amplification stimulée ou une émission spontanée. Le facteur de bruit équivalent pourra alors se calculer par :

$$NF_{eq} = \frac{1}{G_{on/off}}\left(\frac{2N_{ASE}^{générée}}{h\upsilon} + 1\right) \qquad \text{équation 1.77}$$

On définit aussi le gain net du système comprenant la fibre de ligne et le pompage Raman, comme la somme des pertes de la fibre et du gain on/off, indiquée sur la figure 1.35 (à droite).

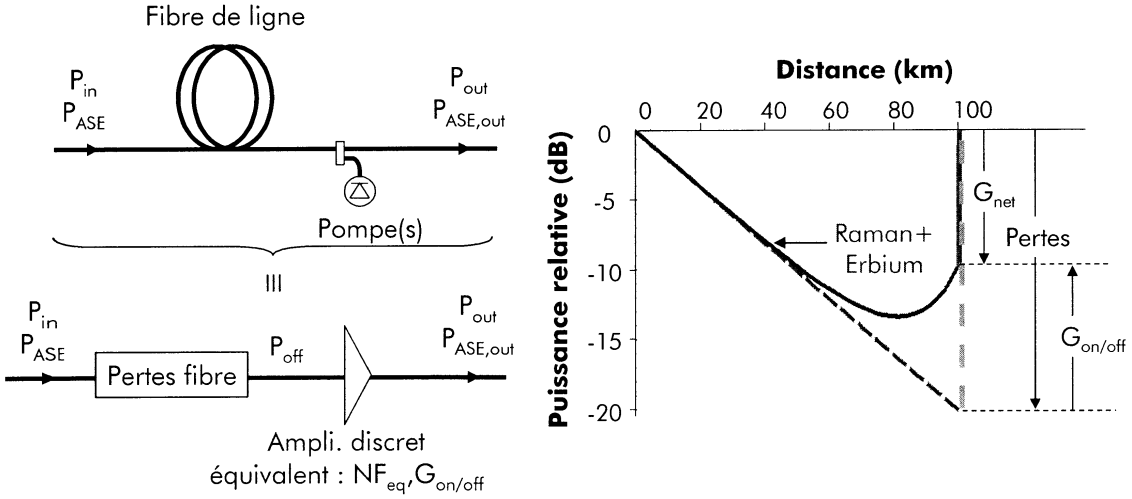


figure 1.35 : Equivalence de l'amplification Raman distribuée avec une amplification discrète de gain $G_{on/off}$ et de N_{feq} et profil de variation de la puissance dans un tronçon de fibre présentant une amplification distribuée.

La partie droite de la figure 1.35 représente en effet l'évolution de la puissance du signal en fonction de la distance parcourue sur un tronçon de fibre de ligne pour un types d'amplification discrète de type EDFA en trait pointillé ou hybride EDFA/Raman en trait fort. Pour le cas de l'amplification hybride EDFA/Raman, on ne constate plus

une simple décroissance exponentielle de la puissance du signal due aux pertes de la fibre. L'écriture des équations de propagation non-linéaires couplées du signal et de la pompe permet de trouver une expression analytique de cette variation ainsi que de la densité spectrale de bruit d'ASE générée. On constate sur cette figure 1.35, que dans le cas de l'amplification hybride EDFA/Raman la puissance minimale du signal le long de la propagation est plus forte que la puissance minimale obtenue lors d'une amplification de type EDFA pure. Grâce à cela, l'amplification hybride Erbium/Raman permet d'obtenir un rapport signal à bruit en fin de propagation plus élevé qu'une amplification de type EDFA simple.

L'effet Raman offre par ailleurs une amplification sur une large bande à condition de multiplexer plusieurs diodes de pompe, à des longueurs d'onde différentes, dans la fibre [73]. Cette amplification multi-pompes peut être employée pour combler la plage spectrale non amplifiée par les EDFA entre la bande C et L (amplification dite *seamless*) ou pour améliorer l'homogénéité du gain d'amplification en jouant sur la puissance relative des diverses pompes Raman utilisées [73].

L'implémentation de l'amplification Raman est généralement faite en complément à une amplification discrète par EDFA. On parle alors d'amplification hybride EDFA/ Raman [169] pour laquelle une optimisation du système global est nécessaire. Nous discuterons plus en détail ces architectures d'amplification dans le chapitre 4 consacré aux expériences de transmissions terrestres à haute capacité.

II.3.4. Contribution au bruit optique d'une chaîne d'amplificateurs produisant du bruit d'émission spontanée amplifié.

Ici nous allons donner une expression de l'accumulation du bruit d'émission spontanée et plus particulièrement du rapport signal sur bruit optique correspondant (OSNR : *Optical Signal-to-Noise Ratio*). L'OSNR après un système amplifié, siège d'une émission spontanée, s'exprime comme le rapport de la puissance de sortie du système sur la puissance d'ASE accumulée dans le système:

$$OSNR = \frac{P_{\text{sortie système}}}{P_{\text{ASE, système}}} \qquad \textit{équation 1.78}$$

Comme nous l'avons vu, la qualité du système complet passe par l'évaluation de la qualité de chaque canal, il est donc intéressant de définir un rapport signal à bruit d'un seul canal que l'on analyse en fin de transmission, après démultiplexage en fréquence. On définit l'OSNR d'un canal dans une bande de fréquence donnée B_{ref} comme :

$$OSNR_{B_{ref}} = \frac{P_{\text{sortie système}}}{2.N_{\text{ASE, système}}.B_{ref}} \qquad \textit{équation 1.79}$$

où N_{ASE} est la densité spectrale de bruit par état de polarisation.

Les systèmes de transmission terrestres étudiés comportent une chaîne d'amplificateurs optiques apportant du bruit d'émission spontanée et des composants « passifs » présentant des pertes optiques et peuvent alors être schématisés comme suit :

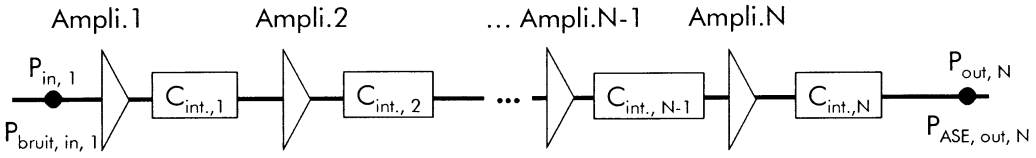


figure 1.36 : Schéma d'une chaîne d'amplificateurs optiques séparés par des composants comportant des pertes

où P_{in} et P_{out} sont les puissances d'entrée et de sortie, $C_{int,i,}$ les pertes après les amplificateurs n°i définies comme le rapport des puissances de leur sortie et de leur entrée. De même on note G_i les gains définis de manières similaires aux pertes (mais supérieurs à 1), et $N_{ASE,i}$ les densités spectrales de puissance apportées par les amplificateurs n°i. La puissance du signal en sortie du système correspond simplement à la puissance d'entrée atténuée et amplifiée par les différents pertes et gains de la ligne. La puissance d'ASE en sortie, elle, s'exprime comme la somme de la puissance de bruit à l'entrée du premier amplificateur et des différentes contributions d'ASE des amplificateurs de la ligne amplifiés ou atténués par les éléments qui les suivent. On obtient donc un OSNR en sortie du système dans une bande de fréquence B_{ref} donné par :

$$(OSNR_{out,N})_{B_{ref}} = \frac{P_{out,N}}{P_{ASE,out,N}}, \text{ avec} \qquad \textit{équation 1.80}$$

$$P_{out,N} = \left(\prod_{i=1}^{N} G_i.C_{int.,i}\right).P_{in,1}, \text{ et} \qquad \textit{équation 1.81}$$

$$(P_{ASE,out,N})_{B_f} = \left[\sum_{k=1}^{N}\left(\prod_{p=k+1}^{N} G_p.C_{int.,p}\right).2N_{ASE,k}.B_{ref}\right]_{(G_p=1,\, C_{int.,p}=1,\, \text{pour } p>N)} + \left(\prod_{i=1}^{N} G_i.C_{int.,i}\right).2N_{bruit,in,1}.B_{ref} \qquad \textit{équation 1.82}$$

On voit ici assez facilement que si on considère une cascade d'amplificateurs de gains similaires et sans pertes $C_{int.}$ ($C_{int.,i}=1$ pour tout i), on a un système dans lequel la puissance croît progressivement et la contribution la plus importante est celle du bruit en début de ligne, amplifié par la suite, ou, si celui-ci est négligeable devant l'ASE des suivants, celle du bruit du premier amplificateur, amplifiée par toute la chaîne qui suit. On dit alors que le bruit des amplificateurs suivants est « masqué » par celui du premier. Il est alors intéressant de placer son meilleur amplificateur en début de chaîne (meilleur au sens : apportant le moins de bruit). Si, cette fois, les pertes internes sont plus importantes que les gains des amplificateurs, la contribution de bruit la plus critique est celle du dernier amplificateur puisque les contributions précédentes ont été atténuées. On peut donc, dans ce cadre, en tirer quelques conclusions simples. Premièrement la chaîne apportant le moins de bruit d'ASE est une chaîne sans perte ni gain ou, comme ceci n'est pas possible, une chaîne où l'amplification est la plus distribuée possible. Deuxièmement et c'est relié à la remarque précédente, le point le plus bas en puissance dans la chaîne est responsable de la plus forte dégradation du rapport signal à bruit puisque la contribution du dernier amplificateur avant le point le plus bas n'est plus atténuée par la décroissance du signal ; et la contribution de

l'amplificateur suivant le point le plus bas, sera amplifiée dans la montée en puissance qui suivra.

Partant de cette expression générale nous allons maintenant voir quelques cas particuliers très utiles pour nos applications.

II.3.4.1. *OSNR d'un EDFA double étage avec des pertes internes*

Le cas d'un système de deux EDFA encadrant par exemple une fibre de compensation de dispersion chromatique ayant des pertes $C_{int.}$ revient à un cas particulier du précédent avec $C_{int,1} = C_{int}$; $C_{int,2} = 1$; $N = 2$.

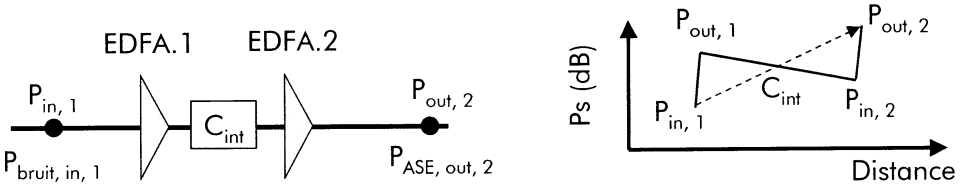


figure 1.37 : Exemple d'un système de deux EDFA séparé par un composant à pertes

Ce système à donc un rapport signal à bruit en sortie :

$$(OSNR_{out,2})_{B_{ref}} = \frac{P_{out,2}}{P_{ASE,out,2}} = \frac{G_1.G_2.C_{int.}.P_{in,1}}{(G_1.G_2.C_{int.}.N_{bruit,in,1} + G_2.C_{int.}.2N_{ASE,1} + 2N_{ASE,2}).B_{re}}$$

équation 1.83

Pour des amplificateurs de type EDFA, la densité de puissance de bruit d'émission spontanée amplifiée s'exprime comme nous l'avons vu au § II.3.2. par :

$$N_{ASE,i} = n_{sp,i}h\upsilon.\left(\frac{G_i}{C_{1,i}.C_{2,i}} - 1\right).C_{2,i} \approx n_{sp,i}h\upsilon.\frac{G_i}{C_{1,i}} \qquad \text{Si } G_i >> C_{1,i}.C_{2,i} \qquad \textit{équation 1.84}$$

Un tel sous-système est généralement utilisé pour fournir un gain d'environ 20 dB (facteur 100) correspondant aux pertes d'un tronçon de 100 km de fibre de ligne à 0.2 dB/km avec des pertes internes d'environ 10 dB (facteur 10) induites par exemple par les fibres de compensation de dispersion. Soit ici $G_1G_2C_{int.} \sim 100$, $C_{int.} \sim 0.1$. Si $G_1.C_{int.} >> 1$ l'apport d'ASE global vient majoritairement de l'apport d'ASE du premier étage amplifié par le second, le terme prépondérant des contributions au bruit est dans ce cas : $G_1G_2C_{int.}.2n_{sp,1}h\nu/C_1$. On a donc tout intérêt à minimiser $n_{sp,1}$. En pratique on place comme premier étage un EDFA pompé à 980 nm en contra-directionnel qui garantit un excellent facteur de bruit auquel on ajoute comme deuxième étage un EDFA pompé à 1480 nm, bidirectionnel, permettant d'avoir une bonne homogénéité du gain dans la bande et une forte puissance de sortie. Le système complet est souvent appelé EDFA double-étage de gain équivalent :

$$G_{eq,\,EDFA\ double\ étage} = G_1.G_2.C_{int.} \qquad \textit{équation 1.85}$$

Et de N_{ASE} équivalent :

$$N_{ASE,eq} \approx n_{sp,1}h\upsilon.\frac{G_1}{C_{1,1}}.G_2.C_{int.} + n_{sp,2}h\upsilon.\frac{G_2}{C_{1,2}}, \text{ ou} \qquad \textit{équation 1.86}$$

$$N_{ASE,eq} \approx n_{sp,1}h\upsilon.\frac{G_1}{C_{1,1}}.G_2.C_{int.}, \text{ lorsque } G_1.C_{int.} >> 1 \qquad \textit{équation 1.87}$$

Ce qui correspond alors à un facteur de bruit équivalent, NF_{eq} de l'amplificateur global de $2n_{sp,1}/C_{1,1}$ qui est aussi le NF du premier étage seul.

II.3.4.2. *OSNR d'un système de transmission à amplification optique régulière.*

Considérons maintenant le cas, couramment utilisé pour les systèmes terrestres, d'une chaîne de N EDFA double-étage identiques (même gain G et facteur de bruit NF), fournissant la même puissance d'entrée pour les N-1 tronçons de fibre identiques ($C_{int}.G=1$). On se trouve alors dans le cas de la figure 1.36 sans les dernières pertes C_{int} de la ligne, avec donc $P_{out,N}=G.P_{in,1}=G.P_{in,\ ampli.}$. On obtient en fin de liaison un OSNR :

$$(OSNR_{out,N})_{B_{ref}} = \frac{G.P_{in,ampli.}}{N.2N_{ASE,\ un\ ampli}.B_{ref} + N_{bruit,in}.B_{ref}} \qquad \textit{équation 1.88}$$

Souvent plus employée sous sa forme logarithmique avec $2N_{ASE}=NF.h\nu G$ et en négligeant le bruit avant le premier EDFA par rapport au bruit d'ASE accumulé par la suite:

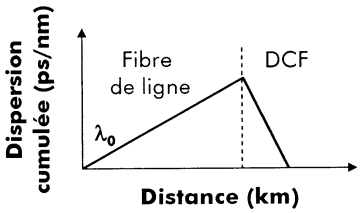
$$(OSNR_{out,N})_{B_{ref}(dB)} = P_{in,amp(dBm)} - NF_{(dB)} - 10.Log(N) + 10.Log(h\upsilon.B_{ref}) \qquad \textit{équation 1.89}$$

II.3.5. Compensation de dispersion chromatique

La dispersion chromatique joue un rôle de plus en plus important lorsqu'on augmente le débit par canal transmis. En effet, comme nous l'avons vu au § I.7. , la longueur de dispersion est inversement proportionnelle au débit au carré ! La compensation de dispersion est donc un sujet de recherche et d'intérêt de plus en plus présent lorsque le débit de modulation augmente. De nombreuses techniques sont aujourd'hui disponibles : la compensation électrique de dispersion après la détection du signal [75], l'inversion spectrale utilisant la conjugaison de phase optique (MSSI : *Mid Span Spectral Inversion* [77]) la compensation par interférence d'ondes multiples en espace libre (VIPA : *Vitually-Imaged Phased Array* [78]), les réseaux de Bragg photo-inscrits dans la fibre avec un pas irrégulier (CFBG : *Chirped Fiber Bragg Gratings* [76]), les fibres à compensation de dispersion utilisant des modes de propagation d'ordre supérieur (HOM : *High Order Mode* [79]) et les fibres à compensation de dispersion, similaires aux fibres de ligne mais avec une dispersion de signe opposé (DCF : *Dispersion Compensating Fiber*). Il serait trop long de détailler leur fonctionnement ici et nous nous contenterons de cette énumération. Les compensateurs les plus utilisés dans nos applications des systèmes terrestres de transmission sont les fibres à compensation de dispersion, en particulier parce qu'elles offrent la possibilité de compenser la dispersion sur une très large bande passante et sans interruption dans cette bande. Les

fibres HOM, de conception récente, offrent des qualités prometteuses et sont en cours d'étude pour leur intégration dans les systèmes, compte-tenu de leur forte dispersion locale et leurs faibles pertes cumulées. Les compensateurs que nous utiliserons dans nos applications sont donc des fibres DCF qui présentent une dispersion locale voisine de –80 ps.nm^{-1}.km^{-1} à –100 ps.nm^{-1}.km^{-1} pour la longueur d'onde de 1550 nm. La condition à remplir pour compenser la dispersion d'une longueur de fibre de ligne à une longueur d'onde notée λ_0 (à ne pas confondre avec la longueur d'onde de dispersion nulle $\lambda_{D=0}$), est donc très simplement :

$$L_{\text{fibre de ligne}} . D_{\text{fibre de ligne}}(\lambda_0) = L_{DCF} . D_{DCF}(\lambda_0)$$



équation 1.90

La valeur du produit de la dispersion locale D d'une fibre, multipliée par la longueur de cette fibre s'appelle la « dispersion cumulée », comme montrée en ordonnée du petit schéma adjoint à l'équation précédente. Dans le cas où la dispersion n'est pas complètement compensée, la dispersion cumulée restante se nomme la dispersion résiduelle.

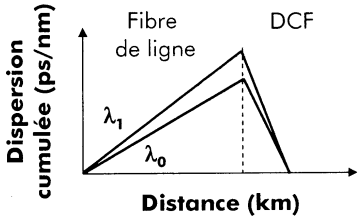
S'il n'y avait que la dispersion chromatique comme effet dégradant le signal, même après une dispersion cumulée de 10 tronçons de 100 km SMF soit environ 17000 ps/nm, il serait possible de retrouver les impulsions du signal, portées par la longueur d'onde λ_0, de manière parfaite, à condition de compenser la totalité de cette dispersion ! Cependant la condition (équation 1.90) n'est remplie que pour la longueur λ_0 et il est souvent nécessaire, dans le cadre des transmissions WDM, de compenser la dispersion de tous les canaux simultanément. Pour cela, il faut prendre en compte la pente de dispersion chromatique des fibres. La dispersion locale à une longueur d'onde λ_1 différente de λ_0 d'une fibre de pente de dispersion d' à λ_0 vaut : $D(\lambda_1) = D(\lambda_0) + d'(\lambda_0).(\lambda_1 - \lambda_0)$. Si on désire une compenser la pente on doit donc, en plus de vérifier la condition de l'équation 1.90, remplir une autre condition :

$$L_{\text{fibre de ligne}} . d'_{\text{fibre de ligne}}(\lambda_0) = L_{DCF} . d'_{DCF}(\lambda_0), \qquad \textit{équation 1.91}$$

que l'on écrit souvent, si l'équation 1.90 est aussi vérifiée :

$$\frac{D_{\text{fibredeligne}}}{d'_{\text{fibredeligne}}} = \frac{D_{DCF}}{d'_{DCF}}$$

équation 1.92



Cette dernière condition implique donc un couplage sur les paramètres des fibres de ligne et des fibres DCF. Pour atteindre les spécifications propres aux fibres DCF, c'est-à-dire : forte dispersion négative et pente de dispersion négative, le profil d'indice

approprié mène à des pertes de fibres plus fortes, une aire effective de mode beaucoup plus faible que celle des fibres de ligne et une PMD plus importante. On donne souvent les pertes typiques de 0.6 dB/km (à λ=1550 nm), une aire effective avoisinant 20 μm^2 et une PMD proche de 0.15 $ps.km^{-1/2}$. Ces valeurs impliquent donc des difficultés quant à la dégradation de l'OSNR, à la présence d'effets non-linéaires et à une accumulation de PMD, toutes plus importantes dans ces fibres. Pour « masquer » leurs pertes, elles sont souvent positionnées entre des étages d'amplification des EDFA tandis que la puissance en leur entrée est souvent réduite pour se prémunir des effets non-linéaires. Si la condition de l'équation 1.90 n'est pas pleinement remplie, la dispersion cumulée non compensée est nommée dispersion résiduelle, de même que pour la condition de l'équation 1.91, on parlera de pente de dispersion résiduelle pour la pente cumulée non compensée.

Outre ces points principaux sur la compensation de dispersion, il est intéressant de remarquer que la tolérance à la dispersion résiduelle étant de plus en plus réduite pour les systèmes utilisant des débits élevés, sa variation avec la température devient gênante[80]. Le coefficient de variation avec la température de la longueur d'onde de dispersion nulle des fibres standard est proche de 0.03 nm/°C, ce qui implique une variation de dispersion aux longueurs d'onde d'utilisation. Par exemple pour un écart de température de 50 °C, cette variation de dispersion vaut environ 0.06 $ps.nm^{-1}.km^{-1}$, ce qui implique pour une longueur de 500 km de fibre, une variation de dispersion cumulée d'environ 50 ps/nm. Les équipes de recherche étudient par conséquent, des dispositifs de compensation accordables et dynamiques. Par ailleurs il existe aussi des DCF à variation de dispersion avec la température de signe opposée à celle des fibres de ligne, ce qui permet, par un bon assemblage de fibres, de compenser en partie cette nouvelle difficulté [80].

II.3.6. Réduction de l'impact des effets non-linéaires par la gestion de dispersion chromatique

Concernant la dispersion chromatique, pour améliorer la qualité de la transmission, la compensation n'est pas l'unique point à résoudre. En effet, la manière de compenser la dispersion ouvre un grand nombre de possibilités, en particulier pour réduire l'impact des effets non-linéaires. La dispersion joue un rôle clef quant à la potentialité des effets non-linéaires à dégrader le signal. En effet elle influe sur la forme de l'enveloppe des impulsions, laquelle modifie localement l'indice du milieu par effet Kerr. Elle intervient aussi dans l'efficacité du FWM et la longueur de *walk-off* caractérisant l'interaction par XPM d'impulsions de canaux portés par des longueurs d'onde différentes (Cf. équation 1.57et tableau 1.1). Il est alors apparu comme très intéressant pour améliorer la qualité de transmission, non pas de compenser toute la dispersion cumulée en ligne en fin de liaison, mais de répartir cette compensation dans le système. Cette technique est appelée gestion de dispersion chromatique. Pour le cas des systèmes terrestres, les DCFs peuvent être placées dans l'émetteur, on parle alors de « pré-compensation », aux postes d'amplification, nommée dans ce cas : « compensation en ligne » et en fin de liaison, dans le récepteur pour « la post-compensation ». La figure 1.38 illustre par un schéma simplifié ces différents emplacements de compensation possibles. Cette figure montre aussi un diagramme utile pour reconnaître le type de gestion de dispersion utilisé. Il s'agit de la carte de dispersion, représentant la dispersion cumulée en fonction de la distance de propagation. Les paramètres à fixer sont donc les caractéristiques dispersives des fibres, et les longueurs des différentes fibres compensatrices en pré-compensation, post-compensation et compensation en ligne. Tous ces paramètres jouent sur

l'ensemble des effets non-linéaires potentiellement présents. La complexité de prévision des meilleurs paramètres possibles force à l'utilisation d'outils numériques de simulation de la propagation dans les fibres. Ce comportement complexe d'interaction de la dispersion et des effets non-linéaires varie en outre avec le débit par canal utilisé. Pour appréhender les transmissions à 40 Gbit/s une étude de l'optimisation de la gestion de dispersion est donc grandement nécessaire. C'est pourquoi la quasi-totalité du chapitre 3 y est consacrée.

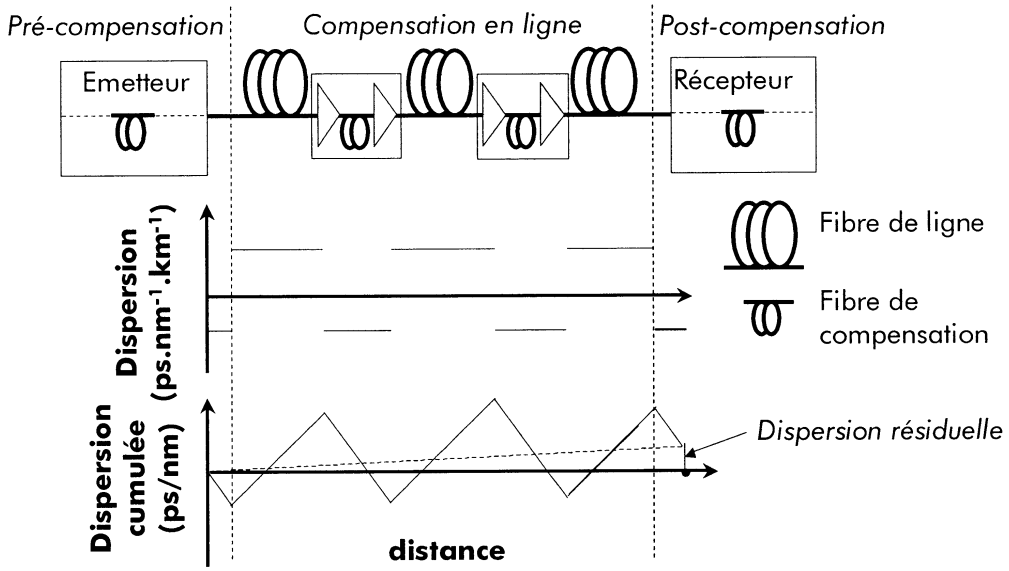


figure 1.38 : Schéma de principe de la gestion de dispersion chromatique, représentant en haut les divers emplacement possibles pour la répartition des DCFs dans un système de transmission terrestre, et en bas la carte de dispersion associée à cette répartition (d'après [2]).

Pour terminer sur ces composants ou techniques permettant de contrer l'impact des effets physiques dans les fibres, il faut aussi noter le développement récent de compensateur de PMD permettant d'augmenter la tolérance à la PMD cumulée au cours de la ligne [82]. La compensation de PMD peut être accomplie de manière électrique ou optique[82], tout comme la compensation de la dispersion chromatique. Les compensateurs de PMD optiques fournissent des résultats aujourd'hui plus prometteurs que les compensateurs électriques. Ils fonctionnent grâce à un enchaînement de cellules biréfringentes compensant partiellement le DGD des impulsions. Le contrôle en temps réel de ces cellules nécessite un algorithme rapide et utilise généralement, comme signal de contre-réaction, le degré de polarisation du signal arrivant sur le compensateur [82].

II.4. Détection directe

La détection du signal a lieu, dans un système de transmission WDM, après démultiplexage des canaux comme décrit au § II.2.2. et compensation de différents effets physiques subis par le signal en cours de propagation. Nous allons donc décrire brièvement ici comment on retrouve le signal électrique contenant les données transmises provenant d'un seul canal de transmission. Comme le montre la figure 1.22, cette opération est réalisée sur tous les canaux séparément.

Un des éléments clefs de la réception est la transduction du signal optique en signal électrique. Cette opération est réalisée par une photodiode rapide dont la bande passante est de l'ordre de 50 GHz pour les photodiodes utilisables au débit de 40 Gbit/s. On a, dans cette étape, une détection directe et quadratique du signal optique (DD : *Direct Detection*). On ne détecte donc que l'énergie du champ électrique transmis. En sortie de photodiode, on sépare le signal électrique reçu en deux voies. Une d'entre elles sert à la récupération de l'horloge par l'intermédiaire d'un filtre étroit haute fréquence ; horloge que l'on utilise ensuite pour synchroniser la bascule de décision. Cette bascule de décision va alors comparer la tension proportionnelle à la puissance du signal optique provenant de la deuxième voie, intégrée sur une fraction de temps bit autour des instants marqués par l'horloge, avec une tension de seuil, dit seuil de décision. Pour chaque symbole, la bascule va donc décider s'il s'agit d'un symbole « 1 » ou « 0 ». L'ensemble des effets présents lors de la propagation et restant non compensés va déformer l'enveloppe du signal contenant les informations de telle sorte que, parfois, l'énergie détectée dépassera le seuil de décision alors qu'il s'agissait d'un temps bit consacré à un symbole « 0 » et vice versa. La décision présentera donc des erreurs dont le décompte dans les systèmes de laboratoire, est à la base de l'évaluation de la qualité de la transmission comme nous le verrons au § III.1.1. suivant. Dans le cadre de la réception au débit de 40 Gbit/s on utilisera dans les expériences un démultiplexage temporel vers quatre tributaires à 10 Gbit/s par une électronique haute fréquence à base de SiGe[55]. Les quatre tributaires obtenus seront alors plus aisément analysables par des valises de décompte d'erreurs commerciales. De plus dans le cadre de ce débit, l'électronique utilisée pour la réception, compte-tenu de sa bande de fréquence passante, applique un filtrage électrique au signal.

Il est maintenant, par ailleurs très fréquent d'utiliser un préamplificateur optique avant la photodiode pour avoir une puissance d'entrée dans celle-ci suffisante. Ce pré-amplificateur joue un rôle important dans le type de réception effectuée dans nos applications. Il fonctionne en régime linéaire car la puissance à son entrée est très faible en raison des pertes du dernier tronçon de fibre. Le signal en sortie de pré-amplificateur est très élevé par rapport au bruit du récepteur, ce qui autorise à négliger cette contribution de bruit par rapport au bruit d'ASE accumulé lors des amplifications en ligne. Pour les équipements terminaux utilisés pour les débits de 40 Gbit/s, il est par ailleurs préférable de limiter le nombre d'amplificateurs électroniques haute fréquence, compte-tenu de leur coût et de leur bande passante qui limite la bande du signal reçu. Par conséquent on choisit généralement de supprimer l'amplificateur électronique habituellement situé après la photodiode. Néanmoins ceci implique de fournir à cette photodiode un signal optique d'une puissance de 8 dBm à 12 dBm ! Dans de telles conditions, propres au débit de 40 Gbit/s, l'usage d'un pré-amplificateur optique avant la photodiode est donc d'autant justifié. La chaîne de réception ainsi décrite est illustrée à la figure 1.39 et correspond à celle que nous utiliserons dans tous nos travaux.

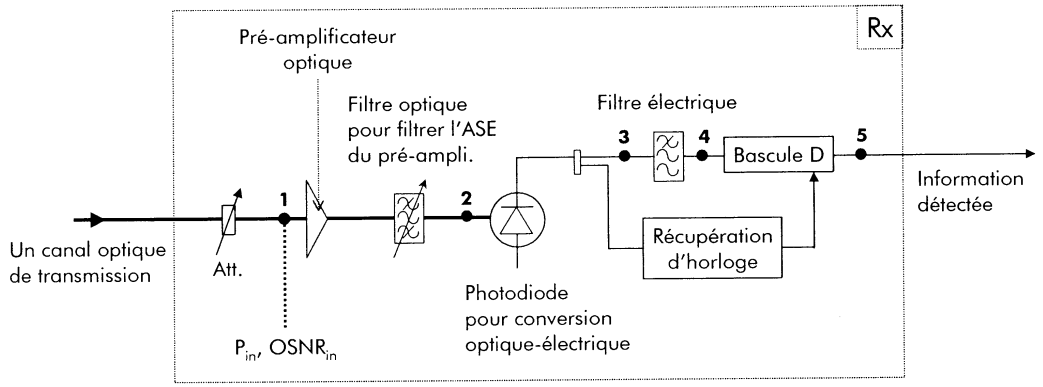


figure 1.39 : Schéma de principe d'un récepteur (Rx) utilisé pour détecter l'information d'un canal optique.

II.5. Codes Correcteurs d'erreurs

La technique du codage des données en vue de la correction des erreurs de transmission (FEC : *Forward Error Correction*) est une technique bien connue dans le cadre des transmissions radio. Son équivalent dans le domaine des transmissions optiques n'a vu le jour que récemment. Il s'agit de coder les données binaires avant la transmission optique par un code adapté basé sur une redondance des données contenant l'information. Cette technique permet d'obtenir le même nombre d'erreurs commises en réception que sans son emploi, mais avec un rapport signal à bruit beaucoup moins important à l'entrée du récepteur. On qualifie un code correcteur d'erreurs par le gain de codage, c'est-à-dire l'écart d'OSNR requis en fin de liaison pour obtenir un taux d'erreurs donné avec ou sans l'usage du code, ainsi que par l'augmentation du débit par canal utilisé causé par l'implémentation du code. Pour nos applications les codes correcteurs utilisés ont un surdébit d'environ 7% du débit de modulation utilisé et procurent un gain sur l'OSNR requis d'environ 8 à 9 dB. Pour le cas de transmissions à 10 Gbit/s, le FEC sera réalisé d'une part par un codage des données sortantes d'une valise de génération de séquences binaires à 10 Gbit/s pour obtenir une séquence au débit de 10.7 Gbit/s et d'autre part par un circuit de décodage en fin de liaison fournissant des séquences binaires corrigées et au débit de 10Gbit/s traitables par l'analyseur de transmission à 10 Gbit/s.

III. Critères et méthodes d'évaluation de la qualité des systèmes de transmission optique WDM.

Dans cette partie, nous allons décrire les moyens d'évaluer la qualité d'une transmission numérique sur fibre optique telle que présentée au paragraphe précédent. Nous commencerons par les critères globaux ou absolus qui quantifient la qualité du système de transmission et qui seront les seuls pris en compte du point de vue des utilisateurs (les opérateurs de télécommunication). Ensuite nous exposerons des critères qui quantifient des dégradations particulières du signal d'un canal et nous verrons comment ils interviennent dans la qualité globale d'une transmission WDM par la description d'un modèle. Ceux-ci sont d'une extrême importance parce que se sont eux qui permettent à l'équipementier d'optimiser intelligemment ses systèmes de

transmission. Partant de la compréhension des phénomènes physiques présentés au § I. qui influent le signal optique, il est donc nécessaire de trouver des critères qui permettent de les quantifier pour les minimiser et étudier leurs influences relatives. Enfin nous montrerons le principe et les particularités des méthodes numériques et expérimentales qui permettent d'évaluer la qualité des systèmes de transmission WDM.

III.1. Critères Globaux

III.1.1. Taux d'erreurs binaires.

La qualité des transmissions numériques binaires est intrinsèquement simple à évaluer puisqu'il suffit de comparer la séquence des symboles de « 1 » et de « 0 » détectée avec la méthode vue au § II.4. et de compter les erreurs c'est-à-dire le nombre de fois qu'un symbole « 0 » est détecté pour un symbole « 1 » émis ou vice versa. On définit alors le taux d'erreurs binaires ou *Bit Error Rate* en anglais (BER) correspondant au nombre d'erreurs sur le nombre de bits transmis pendant la durée de la mesure.

$$BER = \frac{\text{Nombre d'erreurs}}{\text{Nombre de bit transmis}} \qquad \textit{équation 1.93}$$

La mesure de qualité globale d'un système de canaux multiplexé en longueurs d'onde passe par la mesure du taux d'erreurs de tous les canaux. On remarque ici que si un seul canal parmi plusieurs canaux présente des erreurs, le taux d'erreurs du système global est proche du taux d'erreurs du canal présentant des erreurs. Par exemple, si le taux d'erreurs de ce canal vaut 10^{-4}, le taux d'erreurs d'un système WDM global comprenant 100 canaux sera de 10^{-6} alors que les 99 autres canaux ne présentent aucune erreur. C'est donc le canal ayant le taux d'erreurs le plus élevé qui intervient majoritairement dans la qualité globale de la transmission. On donne ainsi souvent la valeur pire parmi les taux d'erreurs des canaux pour qualifier une transmission WDM. On s'attachera donc à obtenir un taux d'erreurs homogène sur l'ensemble des canaux et bien sur, le plus bas possible. Dans ce qui suit les critères d'évaluation correspondront aux évaluations de la qualité d'un canal parmi l'ensemble. Pour avoir la qualité du système WDM il faudra évaluer la qualité de tous les canaux.

Le taux d'erreurs est évidemment un critère global ou absolu de la qualité de la transmission numérique et ce doit être le seul qui prime au moment où vient la question : « ce système marche-t-il ? ». La définition du système « qui marche » dépend généralement des opérateurs de télécommunication. Elle fixe une valeur de taux d'erreurs à ne pas dépasser pour chacun des canaux WDM du système, allant de 10^{-12} pour certains opérateurs jusqu'à 10^{-15} pour d'autres. Il faut bien remarquer que cette mesure se fait sur une échelle de temps donnée puisque les bits sont transmis dans une durée finie. Un taux d'erreurs de 10^{-12} correspond à une erreur toutes les 100 s à un débit de 10 Gbit/s ou une erreur par 25 s pour le débit de 40 Gbit/s puisque le nombre de bits transmis est, bien sûr, quatre fois plus important dans une même durée au débit de 40 Gbit/s qu'à celui de 10 Gbit/s. Pour garantir une mesure statistiquement valable du taux d'erreurs il faut attendre plus d'une cinquantaine d'erreurs environ, ce qui conduit à des durées de mesure de l'ordre de 1 h 30 min pour un BER de 10^{-12} au débit de 10 Gbit/s et d'une vingtaine de minutes à 40 Gbit/s. Il est donc difficile d'optimiser un système avec ce temps de mesure ou de concevoir des systèmes à contre-réaction.

Une réponse à ce problème peut être apportée, de façon récente (2000-2001), par l'intervention de systèmes de correction d'erreurs (FEC) présentés brièvement au § II.5. La figure 1.40 montre une courbe typique obtenue au laboratoire, de correspondance du taux d'erreurs avant et après correction par un circuit FEC. Le système n'est alors plus optimisé pour un taux d'erreurs de 10^{-12} ou 10^{-15} mais pour un taux d'erreurs, avant correction par la carte FEC, qui se situe actuellement autour de 10^{-4}. Pour ce taux, il faut environ 12 µs pour constater 50 erreurs à un débit de 40 Gbit/s et l'optimisation des paramètres du système est alors beaucoup plus facile.

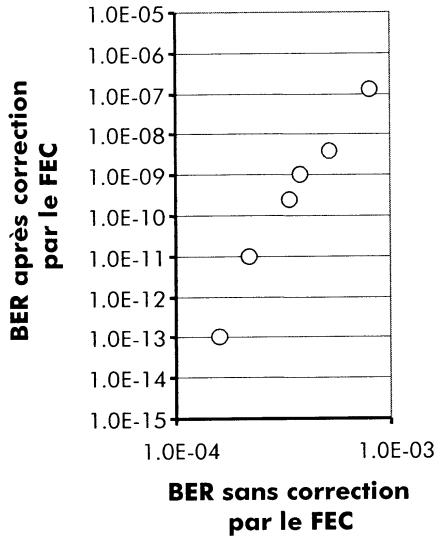


figure 1.40 : Courbe de correspondance du taux d'erreurs avant et après correction par un circuit de correction d'erreurs au laboratoire.

En plus de cette gêne liée au temps de mesure, le taux d'erreurs ne fournit pas d'indication en lui-même sur l'origine des dégradations du signal. C'est pourquoi d'autres évaluations non absolues de la qualité de la transmission sont mises en œuvre et permettent soit d'estimer le taux d'erreurs soit de renseigner sur les facteurs prépondérants de dégradation. Ces solutions sont détaillées dans les paragraphes suivants.

III.1.2. Facteur Q

La méthode du facteur Q ou facteur de qualité d'une transmission numérique permet d'estimer la valeur du taux d'erreurs sans avoir à compter les erreurs directement. En prenant comme hypothèses que le bruit est gaussien ; et que l'on connaît les intensités moyennes I_1 et I_0 des niveaux des « 1 » et des « 0 » et la valeur de leurs écarts types σ_1 et σ_0, on peut évaluer le taux d'erreurs (voir illustration figure 1.41).

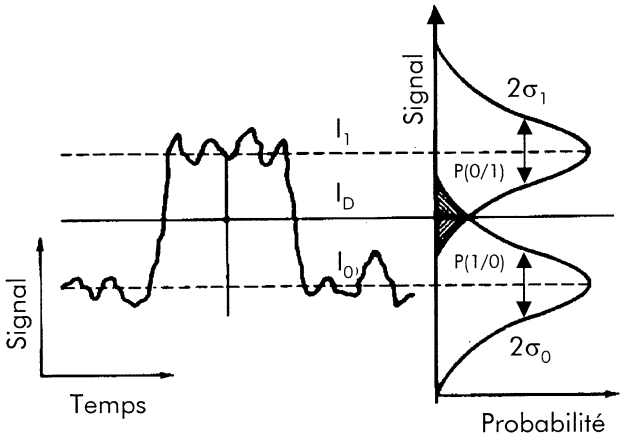


figure 1.41 : Principe de la méthode d'évaluation du taux d'erreur par le facteur Q : à gauche, l'évolution temporelle du signal avec des fluctuations des niveaux hauts et bas et à droite les distributions supposées gaussiennes de ces niveaux avec des variances σ_1 et σ_0 autour des intensités moyennes I_1 et I_0. Le niveau I_D correspond au seuil de décision.

Si les « 1 » et les « 0 » sont équiprobables (ce qui sera toujours le cas dans notre étude), la valeur du taux d'erreurs peut se calculer comme suit [1],[49]:

$$BER = \frac{1}{4}\left[\operatorname{erfc}\left[\frac{I_D - I_0}{\sigma_0\sqrt{2}}\right] + \operatorname{erfc}\left[\frac{I_1 - I_D}{\sigma_1\sqrt{2}}\right]\right] \qquad \textit{équation 1.94}$$

où I_D est le niveau d'intensité du seuil de décision et erfc, la fonction d'erreur complémentaire définie par :

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}}\int_x^{+\infty} e^{-y^2}\,dy \qquad \textit{équation 1.95}$$

Le seuil de décision optimal $I_{D,opt}$ est obtenu par réglage du seuil de décision I_D au croisement des distributions des niveaux « 1 » et « 0 » (Cf. figure 1.41), où le taux d'erreurs est minimal puisque l'on réduit au mieux à la fois les occurrences de niveaux « 0 » passant au dessus du seuil de décision et de niveaux « 1 » passant en dessous[71].

$$I_{D,opt} = \frac{\sigma_0 I_1 + \sigma_1 I_0}{\sigma_0 + \sigma_1} \qquad \textit{équation 1.96}$$

Le facteur Q se définit alors comme le ratio de l'écart de la valeur moyenne d'un niveau par rapport au seuil de décision optimal sur la variance de ce niveau :

$$Q = \frac{I_1 - I_{D,opt}}{\sigma_1} = \frac{I_{D,opt} - I_0}{\sigma_0} = \frac{I_1 - I_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \qquad \textit{équation 1.97}$$

et le taux d'erreurs estimé se déduit du facteur Q par :

$$BER = \frac{1}{2}\operatorname{erfc}\left[\frac{Q}{\sqrt{2}}\right] \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\cdot\frac{e^{\frac{-Q^2}{2}}}{Q} \qquad \textit{équation 1.98}$$

La figure 1.42 donne la correspondance entre le facteur Q et le taux d'erreurs dont on peut tirer trois valeurs repères : un facteur Q de 6 correspond à un taux d'erreurs de 10^{-10}, de 8 à un taux de 10^{-15} et un taux d'erreurs de 10^{-4} équivaut un facteur Q d'environ 3.7. Le facteur Q est par ailleurs dans la littérature exprimé quelquefois en dB suivant :

$$Q_{(dB)} = 20.\mathrm{Log}(Q_{(linéaire)}) \qquad \textit{équation 1.99}$$

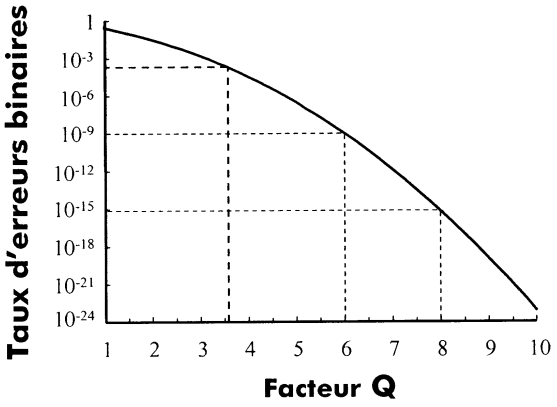


figure 1.42 : Correspondance entre facteur Q et taux d'erreurs

Remarque : Estimation du taux d'erreurs par extrapolation sur le seuil de décision

Dans le cas où la mesure du taux d'erreurs est trop longue, il peut être estimé par extrapolation. En effet, si l'on décale progressivement le seuil de décision de sa position optimale vers le niveau des « 1 » ou des « 0 », on obtient des taux d'erreurs de plus en plus importants et par conséquent faciles à mesurer. Le tracé de ces fractions de courbes de taux d'erreurs en fonction du seuil de décision de part et d'autre de sa position optimale permet d'obtenir une estimation grossière de la valeur du taux d'erreurs minimum (Cf. figure 1.43). Il suffit d'extrapoler ces tracés et leur croisement indique la valeur recherchée.

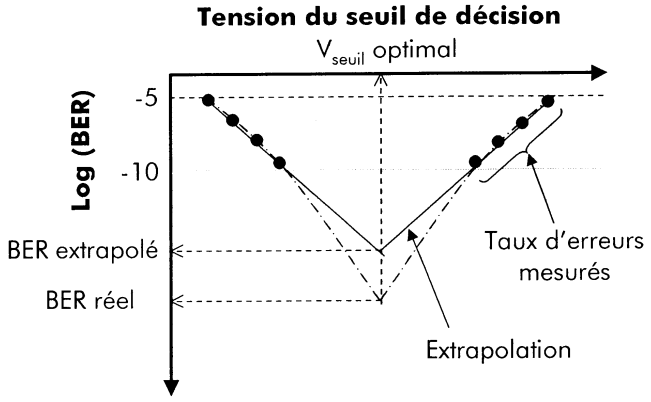


figure 1.43 : Principe d'évaluation du taux d'erreur par la méthode du facteur Q (d'après [22]).

III.1.3. Courbes de taux d'erreurs, sensibilité, pénalité sur la sensibilité

III.1.3.1. *Courbes de taux d'erreurs*

Nous venons de voir une estimation par extrapolation où on dégradait la qualité du signal pour obtenir des taux d'erreurs mesurables en déréglant la tension du seuil de décision de sa position optimale. Ici nous allons voir une autre méthode où, cette fois, on obtient des taux d'erreurs mesurables en dégradant la qualité du signal par ajout de bruit optique d'émission spontanée amplifiée (ASE). Cette technique s'appuie sur le schéma de réception indiqué à la figure 1.39 du paragraphe II.4. . La méthode de la courbe de taux d'erreurs consiste à diminuer la puissance d'entrée dans le préamplificateur, P_{in}, grâce à un atténuateur. De cette façon, on dégrade le rapport signal à bruit optique à l'entrée de la photodiode et le taux d'erreurs devient alors mesurable. Les conditions de propagation n'ont par ailleurs pas été modifiées puisque la puissance d'entrée dans les fibres des tronçons n'est pas modifiée au cours de la méthode. Quelques mesures du taux d'erreurs à plusieurs valeurs de cette puissance d'entrée, P_{in}, exagérément faibles, permettent ensuite par extrapolation, d'estimer grossièrement la valeur du taux d'erreurs aux puissances d'entrée de fonctionnement moyennant quelques conditions que nous allons préciser par la suite. La figure 1.44 montre une courbe de taux d'erreurs ainsi obtenue et traditionnellement présentée comme l'expression de –Log(-log(BER)) en fonction de la puissance d'entrée dans le récepteur P_{in}. Le fait d'appliquer ces logarithmes permet le tracé pratique d'une extrapolation à la règle.

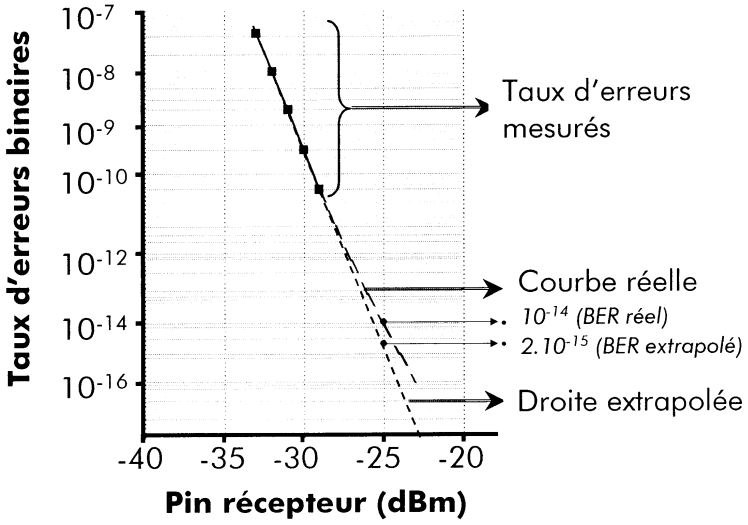


figure 1.44 : Exemple de principe du tracé d'une courbe de taux d'erreurs.

Lorsque les phénomènes physiques ou l'accumulation du bruit optique ayant lieu au cours de la propagation dégradent de façon importante la qualité du signal, on mesure ce que l'on appelle un taux d'erreurs « plancher », c'est-à-dire infranchissable en optimisant la chaîne de réception. Une courbe de taux d'erreurs en présence d'un plancher est donnée à titre d'exemple en figure 1.45.

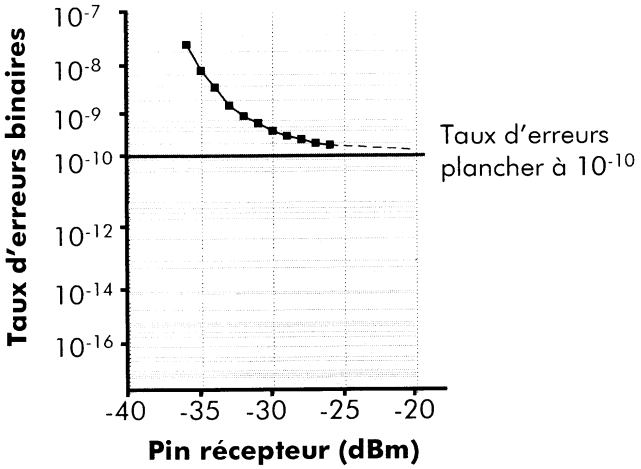


figure 1.45 : Courbe de taux d'erreur en présence d'un plancher d'erreur due aux effets de propagations et/ou à l'accumulation du bruit optique généré par les amplificateurs en ligne.

La forme et la position de la courbe de taux d'erreurs dans ce plan [-log(-log(BER) ; P_{in}] est liée à la fois à la chaîne de réception, à la forme du signal en entrée de ligne de transmission et aux dégradations subies en cours de propagation. Les influences de ces trois éléments seront explicitées plus précisément par la suite, au § III.3.2.

III.1.3.2. *Sensibilité et pénalité sur la sensibilité*

La sensibilité d'un récepteur correspond à la puissance d'entrée dans celui-ci nécessaire pour obtenir en fin de réception un taux d'erreur donné. On utilise par exemple la sensibilité à un taux d'erreurs de 10^{-10} si on opère sans FEC et la sensibilité à 10^{-5} dans le cas utilisant le FEC et avant la correction des erreurs. La valeur de sensibilité lorsqu'on positionne le récepteur directement à la sortie de l'émetteur est désignée par le terme anglais : sensibilité en *back-to-back* traduisible en français par sensibilité émetteur-récepteur dos-à-dos. Elle caractérise la qualité des équipements terminaux. Partant de cette sensibilité *back-to-back*, la puissance que l'on doit ajouter à cette sensibilité pour obtenir le même taux d'erreurs quand on insère entre les terminaux le système à étudier, s'appelle la pénalité à un BER donné :

$$(P_{sens.,\ trans.})_{BER} = (\text{Sens.}_{\text{ après transmission}})_{BER} - (\text{Sens.}_{\text{ en configuration } back\text{-}to\text{-}back})_{BER} \qquad \textit{équation 1.100}$$

où sens. est la sensibilité exprimée en dBm et $Ps_{ens.}$, la pénalité sur la sensibilité exprimée en dB. La figure 1.46 donne un exemple de sensibilité et de pénalité définies à un taux d'erreurs de 10^{-10}.

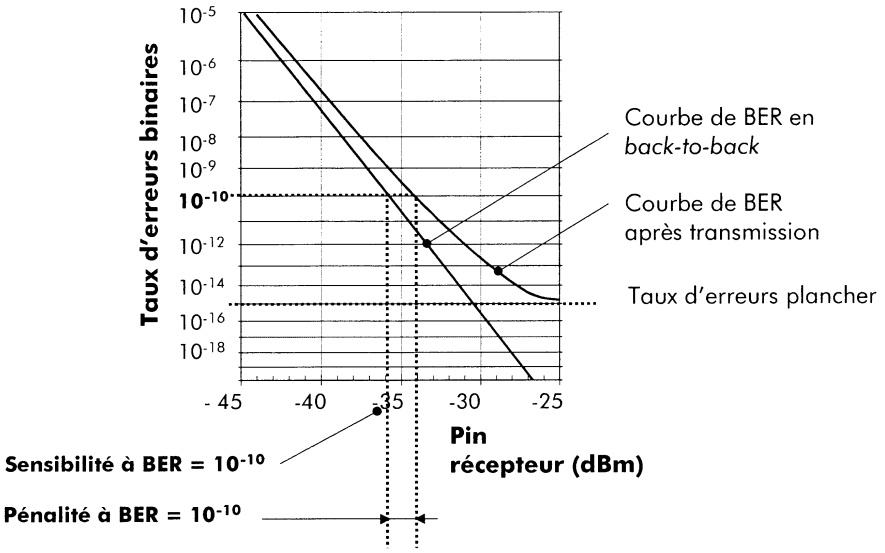


figure 1.46 : Exemple de sensibilité à un taux d'erreurs de 10^{-10} en configuration back-to-back (sans transmission) et de pénalité au même taux d'erreurs apportée par la transmission.

Cette pénalité permet d'évaluer les dégradations imputables à la chaîne de transmission insérée entre les terminaux, et caractérise donc a priori l'ensemble des effets de la propagation. Néanmoins, si la transmission améliore la qualité du signal on peut obtenir des pénalités négatives. Dans les cas où la ligne de transmission compense une distorsion du signal causée, volontairement ou pas par les terminaux, la pénalité ne caractérise plus la ligne de transmission seule.

III.1.4. Diagramme de l'œil

Le diagramme de l'œil est une méthode de visualisation rapide de la qualité du signal. Comme le montre la figure 1.47, il consiste en la superposition de l'ensemble des symboles de la séquence temporelle sur la fenêtre d'un temps bit et il s'obtient grâce à un oscilloscope que l'on synchronise sur l'horloge du signal.

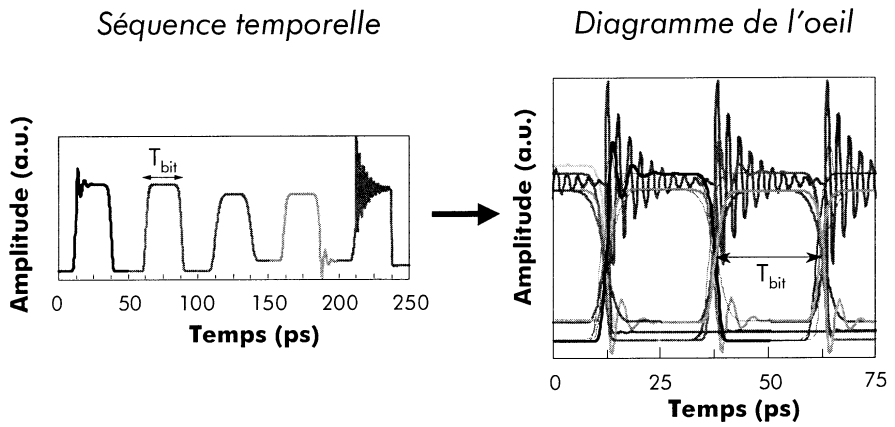


figure 1.47 : Construction du diagramme de l'œil à partir de la séquence temporelle.

Le diagramme de l'œil est extrêmement pratique puisque les dégradations propres à chaque symbole sont toutes superposées sur le même graphique. On peut alors aisément constater la qualité du signal. Si les niveaux des symboles « 1 » sont bien distincts des niveaux des symboles « 0 » on dira que l'œil est ouvert et si les dégradations du signal sont telles que l'on ne peut plus distinguer les deux niveaux, on parlera d'œil fermé. La figure 1.48 montre des exemples d'œil pour les cas d'un signal de bonne qualité (à gauche) et bruité (à droite).

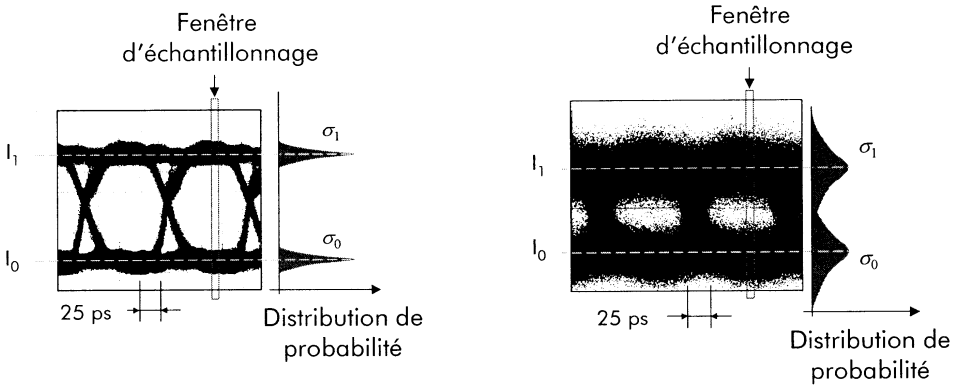


figure 1.48 : exemples de diagrammes de l'œil de signaux modulés à 10 Gbit/s avec le cas d'un signal de bonne qualité à gauche et d'un signal bruité à droite.

Le diagramme de l'œil peut être tracé à partir d'un signal prélevé à différents endroits dans la ligne de transmission, après l'émetteur ou en fin de transmission. La connaissance de l'emplacement du prélèvement est importante pour avoir une intuition valable sur l'origine des dégradations par une simple observation du diagramme de l'œil.

L'ouverture de l'œil peut être quantifiée par l'expression suivante, les « 1 » et « 0 » étant équiprobables [50]:

$$OE = \frac{P_1 - P_0}{2\langle P \rangle}, \qquad \textit{équation 1.101}$$

où P_1, P_0 et $<P>$ sont respectivement la puissance des symboles « 1 », des symboles « 0 » et la puissance moyenne du signal. La puissance des symboles correspond ici soit à la puissance instantanée de ces symboles à un instant du temps bit soit à une puissance moyenne sur une certaine durée inférieure au temps bit. On remarque que dans des conditions de propagation linéaires l'ouverture de l'œil OE est indépendante de la puissance moyenne du signal puisque (P_1-P_0) augmente de la même façon que $<P>$ par variation de cette puissance moyenne . Ceci ne sera pas vrai en présence d'effets non-linéaires où la différence (P_1-P_0) ne variera pas proportionnellement à la puissance moyenne. L'œil est fermé quand $P_1=P_0$ $(OE=0)$ et le facteur 2 de normalisation fixe OE à 1 lorsque $P_1=1$, $P_0=0$ et $<P>=0.5$.

Pour un signal rectangulaire, c'est-à-dire avec des impulsions à temps de montée nulle on a $<P>=(P_1+P_0)/2$ et l'ouverture de l'œil peut être relié au taux d'extinction $E=P_1/P_0$ par :

$$OE = \frac{E-1}{E+1}$$ *équation 1.102*

Nous pouvons en outre définir une pénalité sur l'ouverture de l'œil comme le rapport de l'ouverture de l'œil avant transmission (configuration *back-to-back*) et après transmission :

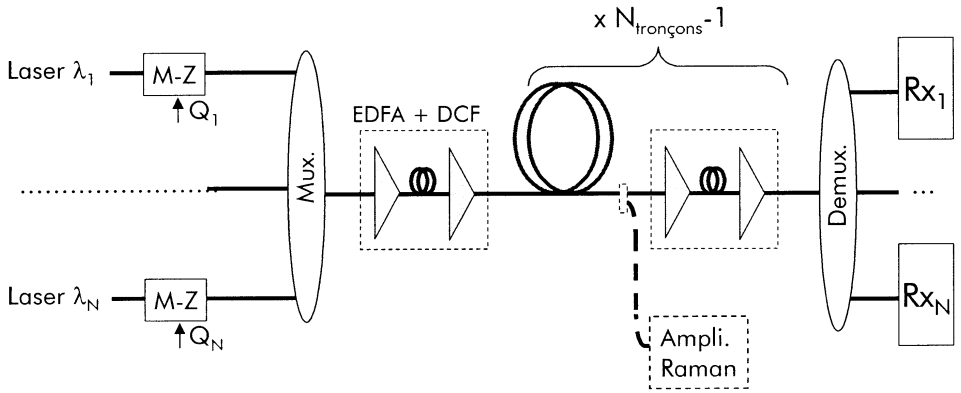
$$P_{OE,\,trans.} = \frac{OE_{avant\ transmission}}{OE_{aprés\ transmission}}$$ *équation 1.103*

Des systèmes de rétroaction à partir d'une analyse de l'ouverture de l'œil, sans avoir connaissance du débit ou des données transmises, sont en développement aujourd'hui. Le signal de contre-réaction peut permettre le réglage de la compensation de dispersion chromatique (GVD) ou de polarisation (PMD) par exemple. On parle de contrôle par le diagramme de l'œil ou *Eye Monitoring* en anglais.

III.2. Critères liés à des dégradations particulières

III.2.1. Phénomènes aléatoires, bruits et rapport signal sur bruit

Les systèmes de transmission sur fibre optique que nous considérons ici ont été décrits au § II. et sont basés sur une modulation d'amplitude des signaux optiques. Leur schéma de réception utilisant une détection directe, est celui présenté au § II.4. Nous avons illustré schématiquement un système de transmission terrestre type pour rappel à la figure 1.49.



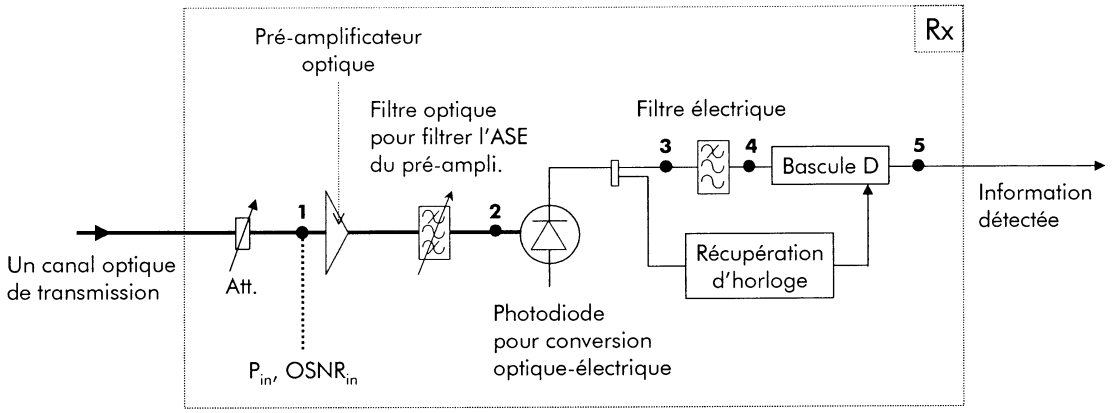


figure 1.49 : Rappel des schémas de principe d'un système de transmission terrestre en haut et du type de réception utilisée en bas.

Les différentes contributions au bruit du signal détecté dans ce type de système sont le bruit thermique du récepteur optoélectronique induit sur le photo-courant de la photodiode, qui est constant et indépendant de la puissance du signal optique, le bruit de grenaille ou bruit quantique lié à la nature corpusculaire de la lumière reçue qui dépend, lui, de la puissance du signal, et le bruit de battement entre le signal et les différentes contributions au bruit accumulé avant la réception, qui est lié à la nature de la détection quadratique du signal que nous utilisons dans nos systèmes. Ces dernières contributions de bruit, accumulée avant la réception, comprennent les fluctuations d'intensité des diodes laser des longueurs d'onde porteuses appelée aussi RIN pour *Relative Intensity Noise* en anglais, et les bruits d'émission spontanée amplifiée des différents amplificateurs du système.

Les bruits prépondérants dans notre étude sont les bruits de battement entre le signal et le bruit d'émission spontanée amplifiée et, le bruit d'émission spontanée avec lui-même. Nous développerons ces bruits de battement au § III.3.1.2. pour quantifier leurs variances qui interviendront dans le calcul du facteur Q. Nous avons déjà introduit la notion de rapport signal sur bruit optique aux § II.3.4. sur les amplificateurs optiques.

Le calcul analytique de l'OSNR accumulé dans le cas d'un système simple de N amplificateurs identiques de facteur de bruit NF ayant des puissances d'entrée $P_{in,amp}$ identiques s'exprime comme nous l'avons vu par l'équation 1.89. Ce calcul analytique est limité au cas d'une évolution simple de la puissance moyenne d'un canal, puissance liée aux pertes des fibres et gains des amplificateurs seulement et non modifiée par les effets non-linéaires. De plus, même si cela ne correspond par exactement à une réelle mesure, l'OSNR est souvent exprimé dans 0.1 nm pour permettre des comparaisons rapides. En remplaçant $h\nu=hc/\lambda$ par sa valeur numérique l'équation 1.89 devient :

$$(OSNR_{out,N})_{0.1nm(dB)} = P_{in,amp_{(dBm)}} - NF_{(dB)} - 10.Log(N) + 58_{(dBm)} \qquad \text{équation 1.104}$$

ou, si on recherche la puissance d'entrée dans les tronçons de fibres (supposée identique à chaque tronçon) pour garantir un OSNR donné, on peut écrire :

$$P_{in,tronçons(dBm)} = (OSNR_{out,N})_{0.1nm(dB)} + NF_{(dB)} + 10.Log(N) - 58_{(dBm)} + Pertes_{tronçon}$$

équation 1.105,

où les pertes sont identiques pour chaque tronçon. La figure 1.50 aide simplement à faire rapidement le calcul de la puissance requise. Il suffit d'obtenir en fonction du nombre de tronçons du système (N-1) la valeur de 10Log(N)-58 en dBm sur le graphe et d'y ajouter l'OSNR requis, les pertes (en absolu) d'un tronçon et le NF des amplificateurs. Par exemple si le système comprend 16 tronçons de 20 dB de pertes, que le NF des amplificateurs vaut 6 dB et que l'on doit avoir un OSNR de 20 dB dans 0.1 nm en fin de liaison il faudra une puissance par canal de 0 dBm (–46+20+20+6).

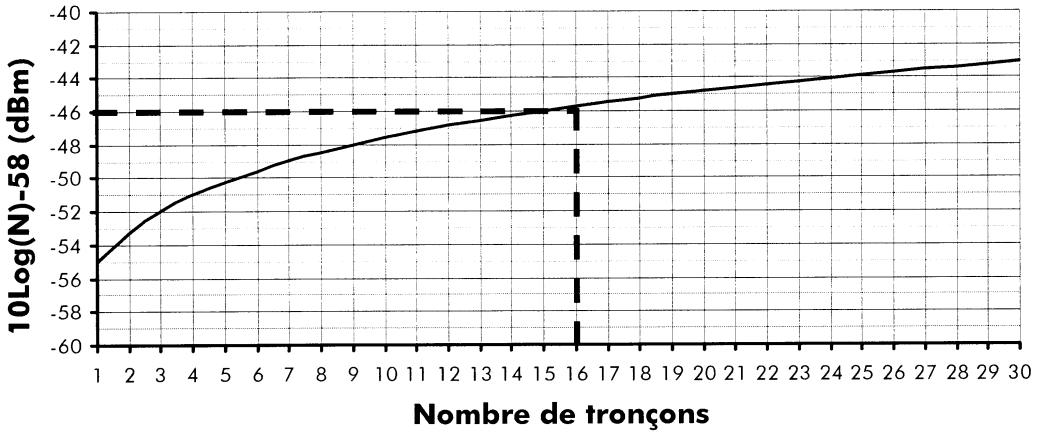


figure 1.50 : Abaque logarithmique aidant le calcul de la puissance par canal requise pou avoir un OSNR donné en fin de liaison.

L'OSNR requis en fin de liaison dépend de la qualité du récepteur et est proportionnel au débit de modulation. L'OSNR requis est 6 dB plus important à 40 Gbit/s qu'à 10 Gbit/s si les récepteurs à ces deux débits sont de qualités identiques. Nous avons reporté des ordres de grandeurs de ces OSNR requis dans le tableau 1.2, à différents débits, pour obtenir des taux d'erreurs de 10^{-9} et 10^{-4} avec les récepteurs actuels (2002) et sans autres dégradations que le bruit d'ASE.

Débit	$OSNR_{0.1nm}$ requis pour un BER=10^{-9}	$OSNR_{0.1nm}$ requis pour un BER=10^{-4} (utilisation nécessaire du FEC)
10 Gbit/s	~18 dB	~12 dB
40 Gbit/s	~25 dB	~18 dB

tableau 1.2 : OSNR typiquement requis pour obtenir différents taux d'erreurs. On ne trouve pas un écart de 6 dB entre les cas à 10 Gbit/s et 40 Gbit/s car les chiffres sont donnés avec la qualité des récepteurs actuels

III.2.2. Phénomènes déterministes

Nous allons présenter ici quelques critères permettant de quantifier l'influence des effets physiques déterministes sur la qualité de la transmission c'est-à-dire en termes de pénalité apportée par ces effets (pénalité telle que définie au § III.1.3.2.). Ces critères viennent compléter la définition de longueurs caractéristiques des effets physiques de propagation (Cf. tableau 1.1) qui ne donnaient pas de renseignements directs sur le taux d'erreurs du système.

Dispersion chromatique

Si la dispersion chromatique agissait seule (régime linéaire avec des amplificateurs de ligne sans bruit optique), la pénalité sur le signal due à la dispersion cumulée a la forme de la courbe de la figure 1.51. En effet, de part et d'autre de la dispersion cumulée nulle les impulsions sont élargies et les différents symboles de la séquence interférent. Ceci provoque des erreurs de décision en réception et augmente la pénalité sur la sensibilité.

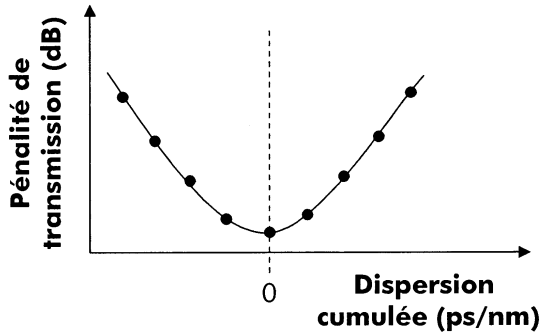


figure 1.51 : Allure de la courbe de pénalité de transmission due à la dispersion cumulée.

Pour fixer une valeur de dispersion chromatique à ne pas dépasser, on donne couramment la valeur de la dispersion cumulée avant la réception conduisant à 1 dB de pénalité. Une évaluation analytique de cette valeur est fournie dans [74]et s'exprime par :

$$B^2.D_{cum} \approx 100000\ \left|(\text{Gbit/s})^2.(\text{ps/nm})\right|, \qquad \textit{équation 1.106}$$

où B est le débit utilisé en Gbit/s et D_{cum}, la dispersion cumulée égale au produit de la longueur de fibre et de la dispersion de la fibre. On remarque que la tolérance à la dispersion cumulée est inversement proportionnelle au carré du débit. Un système de transmission fonctionnant au débit de 10 Gbit/s aura une tolérance sur la dispersion cumulée avant la réception du signal d'environ +/- 1000 ps/nm tandis qu'un système utilisant le débit de 40 Gbit/s présentera 1 dB de pénalité dès que la dispersion cumulée atteindra environ +/- 60 ps/nm, c'est-à-dire 16 fois moins qu'à 10 Gbit/s !

Dispersion du mode de polarisation (PMD)

Pour la PMD, on définit souvent comme limite de tolérance la valeur de PMD qui implique une pénalité sur la qualité du signal de 3 dB pendant 0.001 % du temps. On voit que cette définition est adaptée à la nature statistique de la PMD (vue au § I.4.3.). Une évaluation de cette limite est donnée dans [81] pour les formats de modulation RZ

et NRZ. Cette limite vaut environ 15 % du temps bit, ce qui correspond, pour les systèmes à la *granularité* de 40 Gbit/s, à une valeur proche de 3 ps de PMD cumulée sur le système. Cette valeur peut être atteinte par 900 km de fibre ayant un coefficient de PMD de 0.1 ps.km$^{-1/2}$. Cette contrainte peut cependant être allégée par l'utilisation d'un compensateur de PMD. Des compensateurs de PMD optique ont récemment permis de repousser la limite de tolérance sur la PMD cumulée jusqu'à environ 30 % du temps bit pour le format NRZ [82]. Si le coefficient de PMD des fibres utilisées est inférieur à 0.1 ps.km$^{-1/2}$, ce qui peut être le cas pour les nouvelles fibres, 900 km de fibre auront une PMD cumulée inférieure à 3ps

Effets non-linéaires

En ce qui concerne les effets non-linéaires, on effectue le même type de raisonnement. On trace la pénalité affectée à la qualité du signal en fonction de la puissance moyenne d'entrée dans les tronçons de fibres. En augmentant cette puissance d'entrée, les effets non-linéaires deviennent extrêmement dégradants à partir d'une puissance par canal donnée, dépendant des paramètres du système, que l'on appelle seuil en puissance. La figure 1.52 donne un exemple de seuil en puissance dû aux effets non-linéaires, pour une transmission sans bruit. On caractérise souvent ce seuil en puissance comme la valeur de puissance menant à 3 dB de pénalité due à l'effet non-linéaire considéré.

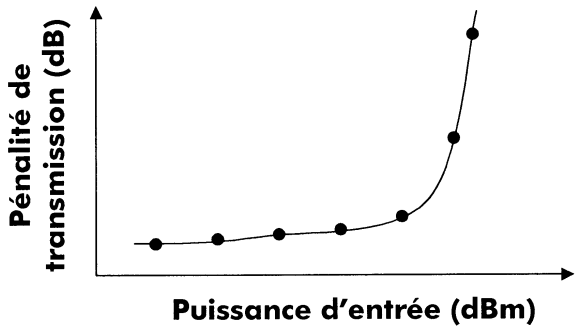


figure 1.52 : Allure d'une courbe de pénalité de transmission causée par un effet non-linéaire donné.

Contrairement aux effets linéaires précédents, il n'existe pas d'évaluation analytique permettant de fournir une valeur de ce seuil en fonction des paramètres de conception des systèmes. C'est pourquoi on a recours à l'outil numérique ou aux expériences de test.

Cependant, il a été récemment montré[85] qu'il était possible de caractériser les effets non-linéaires de type SPM où XPM en évaluant, non pas les pénalités d'un système de transmission quelconque en fonction de la puissance d'entrée dans les tronçons, mais en évaluant la pénalité minimale, obtenue pour un système de transmission à gestion de dispersion optimale, en fonction de la phase non-linéaire du système (définie au § I.6.1.1.). Une telle courbe de pénalité en fonction de la phase non-linéaire pour un système géré en dispersion de façon optimale a l'intérêt d'être indépendante de la distance de transmission, de la puissance d'entrée dans les tronçons, de l'indice non-linéaire, des aires effectives et des pertes des fibres utilisées dans le système [85]. Nous utiliserons cette méthode au cours du chapitre 3, pour évaluer la dégradation des effets non-linéaires. Pour un système donné, il ne faudra alors pas dépasser une certaine

valeur de phase non-linéaire, sans quoi la pénalité due aux effets non-linéaires dépassera 3 dB.

Pour des systèmes à canal unique, fonctionnant au débit de 40 Gbit/s le seuil en puissance est principalement dû à la SPM et les effets non-linéaires intra-canaux. L'instabilité de modulation influe très peu sur le seuil en puissance. Des expériences récentes[83], ont montré que le seuil en puissance était réduit de 1 dB par l'instabilité de modulation pour un système de transmission terrestre sur fibre TeraLight fonctionnant au débit de 10 Gbit/s. Des considérations théoriques ont par ailleurs montré que l'impact de l'instabilité de modulation dans les transmissions à 40 Gbit/s était plus faible que pour les transmissions à 10 Gbit/s [84]. Il sera donc légitime par la suite de négliger cet effet.

Pour des systèmes WDM maintenant, le seuil en puissance dû aux effets non-linéaires d'un seul canal est réduit par les effets non-linéaires croisés comme la XPM et le FWM. Cette réduction est fonction de la dispersion de la fibre utilisée, de l'espacement entre les canaux et du débit utilisé. L'efficacité du mélange à quatre onde vue au § I.6.1.3. ainsi que la longueur de *walk-off* (Cf. tableau 1.1) sont de bons premiers estimateurs de la réduction éventuelle du seuil en puissance par les effets non-linéaires croisés. Néanmoins seuls l'outil numérique ou, mieux encore, l'expérience sont aujourd'hui à même de fournir les meilleures évaluations du seuil en puissance causé par les non-linéarités.

Diaphotie linéaire.

C'est toujours par la même méthode d'évaluation de la pénalité causée par un effet seul qu'est traité le cas de la *diaphotie* entre canaux. La *diaphotie* linéaire a été définie au § II.2.3. . Ici on donne une évaluation de la pénalité infligée à la qualité du signal pour tous les types de *diaphoties* qu'il s'agisse de *diaphotie* linéaire, ou de produits d'intermodulation provenant du FWM par exemple. La figure 1.53 donne cette évaluation de pénalité pour la *diaphotie* dans la bande ou hors de la bande de réception du canal étudié.

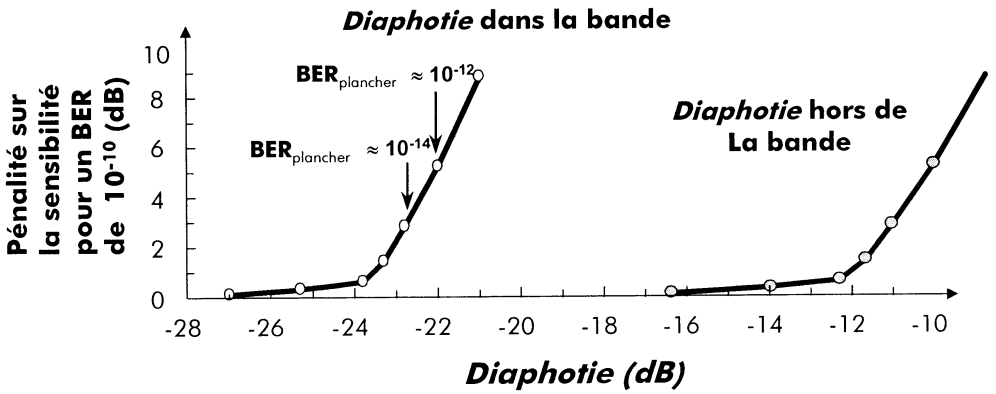


figure 1.53 : Influence sur la qualité du signal en termes de pénalité sur la sensibilté à un taux d'erreurs de 10^{-10} en fonction de la diaphotie dans les deux cas de diaphotie dans ou en dehors de la bande spectrale du filtre optique de réception.

Si on fixe une limite de tolérance de pénalité sur la sensibilité pour un taux d'erreurs de 10^{-10} à 3 dB, on constate sur cette figure 1.53 que la puissance non désirable dans la bande de réception doit être au moins 23 dB en deçà de la puissance du signal étudié.

Cette même limité fixe une valeur de -11 dB par rapport au signal étudié, de la puissance non désirable en dehors de la bande de réception.

Nous avons présenté ici des critères simples, permettant de quantifier quelques effets déterministes présents dans les systèmes de transmission. Ceux-ci fournissent généralement une limite à ne pas dépasser sur un paramètre du système pour ne pas atteindre une certaine valeur de pénalité sur la qualité de la transmission. Bien qu'ils soient très utiles pour quantifier l'impact d'un effet seul, ils sont difficiles à utiliser directement lors de l'intervention conjointe de tous les effets. Ils sont par conséquents souvent relayés par les simulations numériques.

III.3. Modélisation de la qualité des systèmes de transmission WDM terrestres et correspondance des critères de qualité.

III.3.1. Synthèse des critères de qualités dans un modèle

Cette sous-partie a pour but de montrer comment les critères de qualité liés à des dégradations particulières du signal interviennent tous ensemble pour conduire à la qualité globale chiffrée par le taux d'erreurs. Le développement sera fait ici, pour l'évaluation de la qualité d'un canal, il faudra pour évaluer la qualité du système WDM complet, étudier la qualité de chaque canal. Ceci ne veut pas dire que l'on ne prend pas en compte les phénomènes liés au nombre de canaux, mais leur influence sera reportée comme une perturbation sur le canal en cours d'étude.

III.3.1.1. *Evaluation du taux d'erreurs de chaque canal par le facteur de qualité en amplitude.*

On suppose ici que la valeur du taux d'erreurs est dictée par la distinction en intensité des niveaux des symboles « 1 » et « 0 ». Cela revient à ne pas prendre directement en compte la fermeture du diagramme de l'œil par la gigue temporelle.

Pour chaque canal, le seuil et l'instant de décision sont optimisés pour atteindre le meilleur taux d'erreurs. Comme un calcul direct du nombre d'erreurs minimal d'une statistique de séquences de symboles est extrêmement coûteux en temps de calcul, le taux d'erreurs doit alors être estimé comme précisé au § III.1.2. par le facteur Q, à condition que les distributions des niveaux « 1 » et « 0 » restent gaussiennes (Nous verrons par la suite comment contourner cette hypothèse dans certains cas). Le taux d'erreurs optimal est donc lié à la quantité :

$$Q = \frac{I_1 - I_0}{\sigma_1 + \sigma_0}, \qquad \textit{équation 1.107}$$

par l'équation 1.98.

Il reste maintenant à évaluer les valeurs moyennes de l'intensité des niveaux I_1, I_0 et leurs variances σ_1, σ_0. Les niveaux moyens d'intensité avant la décision sont proportionnels aux puissances optiques moyennes avant la photodiode P_1, P_0. Le coefficient de proportionnalité étant le facteur de conversion opto-électrique de la photodiode η, on a : $I_1=\eta P_1$ et $I_0=\eta P_0$.

III.3.1.2. *Calcul analytique des variances σ_1 et σ_0 des niveaux dues au bruit d'ASE*

L'idée ici est de trouver analytiquement les valeurs des variances σ_1^2 et σ_0^2 dues au bruit. Ces variances de bruit sont fournies, comme décrit au § III.2.1. , majoritairement par les bruits de battement au moment de la détection quadratique. En effet, on ne détecte que la puissance optique par la photodiode, puissance proportionnelle à la partie réelle du produit **E.E***, si **E** est le champ total de l'onde optique et **E*** son complexe conjugué. Le champ total est la somme du champ du signal, noté **Es** et de celui du bruit noté **Eb**. On remarque donc que la détection quadratique va faire apparaître la puissance du signal, deux produits de battement signal-bruit d'émission spontanée appelé aussi battement signal-spontané, et un produit de battement du bruit avec lui-même appelé battement spontané-spontané. Le modèle utilisé ici consiste à considérer le spectre du canal optique analysé comme un pic de Dirac entouré par une distribution spectrale de bruit constante que l'on filtre en fin de liaison par un filtre optique de bande B_o puis un filtre électrique de bande plus étroite B_e, tous deux supposés de forme rectangulaire (Cf. figure 1.54). S'il n'y a pas de filtrage optique la largeur de bande B_o est celle des EDFA qui sont la principale source de bruit d'émission spontanée.

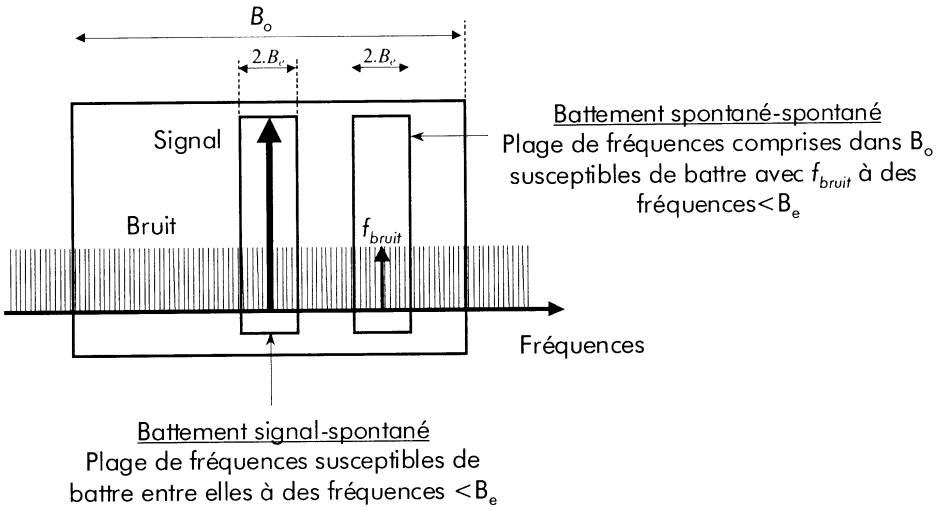


figure 1.54 : Représentation schématique du principe et des hypothèses du calcul des bruits de battement.

L'expression de la détection quadratique du champ optique peut s'écrire sous une forme simplifiée comme suit [54]:

$$P \propto \left\|\mathbf{E}_s + \mathbf{E}_b\right\|^2 = \left\|\mathbf{E}_s\right\|^2 + \left(\mathbf{E}_b.\mathbf{E}_s^* + \mathbf{E}_s.\mathbf{E}_b^*\right) + \mathbf{E}_b.\mathbf{E}_b^* \qquad \textit{équation 1.108}$$

Les battements signal-spontané ont des composantes spectrales situées dans une bande de $2B_e$ autour du signal et les battements spontané-spontané rassemblent tous les produits de battement du bruit entre les composantes spectrales qui n'ont pas été rejetées par le filtrage optique de bande B_o et de fréquences différentes d'au maximum B_e. Les variances des battements spontané-spontané et covariance des battements signal-spontané ont été obtenues rigoureusement dans [1], et sont exprimées, toujours dans le cadre de l'hypothèse de distributions gaussiennes par :

$$\sigma^2_{S-ASE} = 4\eta^2 P_S N_{ASE} B_e$$ *équation 1.109*

$$\sigma^2_{ASE-ASE} = 4\eta^2 [N_{ASE}]^2 B_e B_o$$ *équation 1.110*

où P_s est la puissance du signal optique, N_{ASE} la densité spectrale de bruit d'ASE, η le coefficient de conversion de puissance optique en courant électrique par la photodiode. Dans l'expression de la covariance signal-spontané, le bruit pris en compte est celui sur une polarisation quelconque battant avec le signal soit la moitié de la densité totale d'ASE. Par contre, il faut compter deux fois la bande électrique et le double produit de la détection quadratique mène à un facteur 4. Dans le cas de la variance spontané-spontané, il n'y a pas de double produit, mais il faut compter les battements sur toutes les polarisations du bruit, soit sur la densité totale d'ASE.

On remarque ici que les variances de bruit sont liées à la largeur de la bande électrique du récepteur, laquelle est proportionnelle au débit par canal. C'est une interprétation spectrale de la remarque faite au § III.2.1. On voit ici aussi qu'à même puissance moyenne l'OSNR requis en fin de liaison sera augmenté de 6 dB à chaque fois que l'on quadruple le débit.

Le rapport de ces deux bruits de battement peut s'exprimer par :

$$\rho = \frac{\sigma^2_{S-ASE}}{\sigma^2_{ASE-ASE}} = \frac{P_S}{N_{ASE}.B_o}$$ *équation 1.111*

La puissance P_s considérée ici est la puissance instantanée du signal. Les amplificateurs optiques ont un temps de réponse très lent par rapport aux variations du signal et leurs quantités : gain, N_{ASE} généré, ne dépendent pas de la nature des symboles. On peut donc exprimer le rapport des bruits de battement pour les symboles « 1 » et « 0 ».

$$\rho_{"1"} = \left(\frac{\sigma^2_{S-ASE}}{\sigma^2_{ASE-ASE}}\right)_{"1"} = \frac{P_1}{N_{ASE}.B_o}, \text{ et } \quad \rho_{"0"} = \left(\frac{\sigma^2_{S-ASE}}{\sigma^2_{ASE-ASE}}\right)_{"0"} = \frac{P_0}{N_{ASE}.B_o}$$ *équation 1.112*

Si on considère maintenant que $<P_s>=(P_1+P_0)/2$ et que le taux d'extinction $E=P_1/P_0$, on peut aussi écrire les formules en équation 1.112 comme :

$$\rho_{"1"} = \frac{2E}{E+1}.\frac{\langle Ps \rangle}{N_{ASE}.B_o} = \frac{2E}{E+1}.OSNR_{B_o}, \text{ et}$$ *équation 1.113*

$$\rho_{"0"} = \frac{2}{E+1}.OSNR_{B_o}$$ *équation 1.114*

La figure 1.55 illustre les plages d'ordres de grandeur de ces rapports en fonction de l'extinction du signal exprimée en dB et de l'OSNR dans la bande B_o du filtre optique. Ces courbes permettent de savoir quels sont les bruits de battement prédominants sur les symboles « 1 » et « 0 ». Considérons par exemple un signal de 13 dB de taux d'extinction, modulé à 40 Gbit/s, filtré par un filtre optique de 100 GHz de bande à 3 dB (FWHM) et nécessitant un OSNR de 28 dB dans 0.1 nm. L'OSNR requis dans la dans B_o pour ce cas est donc de 19 dB (B_o~0.8 nm donc 8 fois plus importante que

0.1nm). La figure 1.55 montre que les battements signal-spontané sont 100 fois plus grands (ρ_0=100) que les battements spontané-spontané pour les symboles « 1 » et environ 10 fois plus grands (ρ_0=10) pour les symboles « 0 ». Un signal modulé à 10 Gbit/s, filtré par un filtre de 25 GHz (0.2 nm, FWHM), nécessitant un OSNR de 22 dB dans 0.1nm et ayant le même taux d'extinction aura pour sa part des variances de bruit de battement signal-spontané et spontané-spontané du même ordre de grandeur. Dans cette dernière situation, la variance de bruit, $\sigma^2_{s\text{-}ASE}+\sigma^2_{ASE\text{-}ASE}$, appliquée au niveau « 0 » n'est pas proportionnelle à la puissance P_0 des « 0 ». Nous verrons au paragraphe suivant en quoi ces considérations sur ces rapports de variances signal-spontané et spontané-spontané sont utiles pour la définition d'un autre facteur de qualité noté Q'.

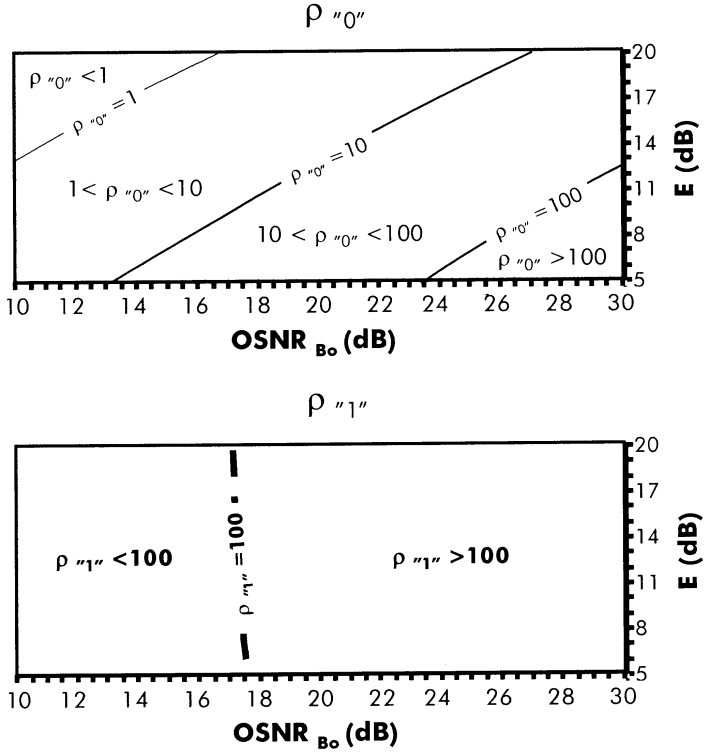


figure 1.55 : Illustration du rapport des bruits de battements signal-spontané et spontané-spontané pour les symboles « 1 » ou « 0 » en fonction de l'OSNR dans la bande du filtre optique et du taux d'extinction.

III.3.1.3. *Intervention des différentes contributions dans la qualité globale, facteur de qualité Q'.*

L'hypothèse que l'on fait ici est qu'il n'y a pas d'interaction non-linéaire entre le bruit d'ASE généré par les amplificateurs et le signal (l'instabilité de modulation décrite aux § I.6.1.3. et III.2.2.). S'il n'y a pas d'interaction non-linéaire bruit-signal en cours de propagation, la quantité de bruit d'ASE en fin de liaison est calculable analytiquement si on connaît l'évolution de la puissance moyenne du signal dans le système de transmission et les caractéristiques de gain et facteur de bruit des amplificateurs (Cf. §II.3.2. et II.3.3.). Sous ces conditions, on cherche en premier lieu à évaluer la qualité du signal dégradée par les phénomènes déterministes et ensuite on y ajoute les

contributions dues aux bruits par l'intermédiaire du calcul des variances (équation 1.109 et équation 1.110). Si ces phénomènes déterministes changent de façon non-linéaire, les niveaux « 1 » et « 0 » d'une séquence, la distribution de ces niveaux adjointe au contribution des bruits n'a généralement pas une forme gaussienne. On choisit alors de sélectionner dans la séquence les niveaux « 1 » et « 0 » les plus proches du niveau de décision et c'est à ces niveaux que l'on rajoute les distributions gaussiennes de bruit. Cela revient à considérer les cas pires de symboles dégradés sur une séquence et c'est en effet eux qui interviennent majoritairement dans le taux d'erreurs final du canal. On retrouve ici le raisonnement déjà fait pour la qualité d'un système à plusieurs canaux où on choisissait le taux d'erreurs le pire pour quantifier la qualité du système WDM complet. Ici, on choisit les symboles « 1 » et « 0 » les plus dégradés pour fixer la qualité de la transmission d'une séquence de plusieurs symboles d'un même canal.

Si on considère par ailleurs, qu'en fin de liaison, au moment de la détection quadratique, le taux d'extinction du signal et l'OSNR dans la bande B_o sont tels que les variances de bruit de battement des niveaux « 1 » et « 0 » sont respectivement proportionnelles à la puissance des niveaux « 1 » et « 0 », ce qui revient à négliger dans les deux cas le bruit de battement spontané-spontané. Les limites de validité de cette hypothèse sont illustrées à la figure 1.55. Généralement on cherche à optimiser les paramètres d'un système lorsqu'il y a lieu, c'est-à-dire lorsque le signal commence à se dégrader ou encore que le taux d'extinction avant la photodiode devient plus mauvais. Il faut cependant remarquer que si l'on s'autorise, dans le cadre des systèmes à correction d'erreurs, à travailler à OSNR faible, cette hypothèse peut être mise plus facilement à défaut (voir figure 1.55).

Dans les cas ou le battement signal-spontané prédomine pour les deux types de niveaux, leurs variances peuvent donc s'exprimer par :

$$\sigma_1^2 = \left(\sigma_{S-ASE}^2\right)_{"1"} = 4\eta^2 P_1 N_{ASE} B_e \text{ , et} \qquad \textit{équation 1.115}$$

$$\sigma_0^2 = \left(\sigma_{S-ASE}^2\right)_{"0"} = 4\eta^2 P_0 N_{ASE} B_e \text{ .} \qquad \textit{équation 1.116}$$

Le facteur Q tel que donné au § III.1.2. devient donc [50] :

$$Q = \frac{\eta P_1 - \eta P_0}{\sigma_1 + \sigma_0} = \frac{\eta P_1 - \eta P_0}{2\eta.\sqrt{N_{ASE}.B_e}\left(\sqrt{P_1} + \sqrt{P_0}\right)} \qquad \textit{équation 1.117}$$

où N_{ASE} est la densité spectrale de bruit à l'entrée du récepteur.

En introduisant un nouveau critère de qualité Q' défini par [50] :

$$Q' = \frac{\sqrt{P_1} - \sqrt{P_0}}{\sqrt{2\langle P\rangle}}, \qquad \textit{équation 1.118}$$

avec <P>, la puissance moyenne à l'entrée du récepteur, le facteur Q se décompose en un produit :

$$Q = Q' \cdot \sqrt{\frac{\langle P \rangle}{2N_{ASE}B_e}} \cdot \qquad \text{équation 1.119}$$

Le facteur Q' est indépendant du niveau du signal et traduit donc une sorte de contraste des niveaux « 1 » et « 0 ». Le facteur Q est alors un produit décomposé en une partie provenant des phénomènes déterministes qui se traduisent en un changement de contraste des niveaux et une autre partie provenant des phénomènes aléatoires résultant principalement de l'ASE des amplificateurs. Le facteur Q' se calcule préférentiellement en partant des puissances des cas pires de symboles dégradés comme nous en avons déjà discuté l'intérêt pour contourner le cas de distributions non gaussiennes des niveaux pour le calcul du facteur Q. Ce facteur est donc très utile pour quantifier la déformation « géométrique du signal » par les effets déterministes qui dégradent le contraste entre les deux niveaux binaires.

Pour résumer à ce stade la démarche qui sera suivie lors des modélisations de la qualité des systèmes de transmission dans les deux chapitres suivants, nous avons schématiquement indiqué en figure 1.56, les différentes contributions des principaux effets présents dans les systèmes de transmission et la façon de les prendre en compte.

(1) Une première étape consistera donc à évaluer la déformation du signal par l'intermédiaire de simulations numériques. Ces simulations ne prendront pas en compte le bruit des amplificateurs de ligne, ou l'effet Raman auto-induit. Elles consisteront à évaluer la pénalité sur la sensibilité ou le facteur Q' en simulant simultanément la dispersion, la pente de dispersion, les pertes, l'effet Kerr, le filtrage optique, la *diaphotie* ... etc. Cette évaluation numérique se fera d'une part pour des transmissions à canal unique et d'autre part pour les transmissions WDM. L'analyse dans le cas WDM permettra de quantifier les différences par rapport aux transmissions à canal unique. Toutes ces évaluations seront faites pour différentes puissances d'entrée dans les tronçons de fibre, différents types de fibres utilisées et éventuellement formats de modulation employés. On obtiendra donc à l'issue de ces simulations une dépendance de la qualité du signal en fonction de la puissance employée (ou de la phase non-linéaire) dans plusieurs cas de conception de systèmes terrestres : qualité de transmission = f (Puissance ou phase non-linéaire).

(2) Parallèlement à cette première étape, on calculera le profil de puissance des signaux en cours de propagation en fonction des différentes pertes et des gains des amplificateurs. C'est ici que l'on prendra en compte éventuellement l'impact du SI-SRS comme transfert d'énergie entre les différents canaux. Ce calcul de profil de puissance permettra de connaître la phase non-linéaire des canaux en fin de liaison et grâce aux résultats de la première étape, d'évaluer les dégradations dues aux effets déterministes du système de transmission considéré.

Enfin une évaluation analytique du rapport signal à bruit en fin de liaison en se servant du facteur de bruit des amplificateurs en ligne et de l'évolution de la puissance des signaux de l'étape précédente permettra d'évaluer les dégradations de la qualité de transmission dues aux bruits.

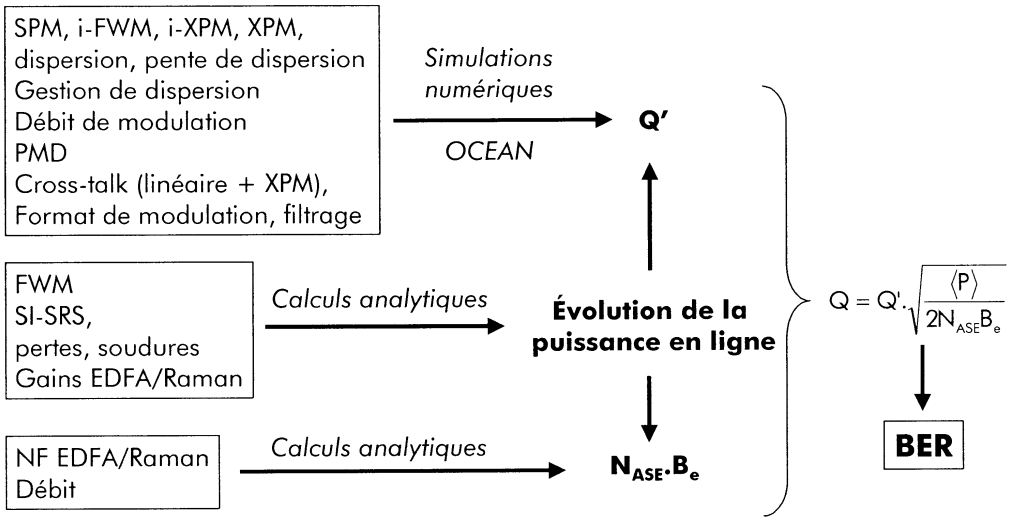


figure 1.56 : Schéma décrivant comment les différents effets sont pris en compte pour prédire la qualité des systèmes de transmission dans les études menées au cours de ce travail de thèse.

On remarque que l'étape (1) donne une limite supérieure de la puissance utilisable dans les systèmes liée aux effets non-linéaires, tandis que l'étape (3) fournit une limite inférieure. La superposition des deux études permettra de prédire le bon fonctionnement d'un système ou la longueur maximale de transmission qu'il peut atteindre.

III.3.2. Correspondances des critères de qualité :

La modélisation des différentes contributions à la qualité globale d'un système que nous avons détaillée précédemment permet de mieux comprendre la forme des courbes de taux d'erreurs. Si les hypothèses nécessaires au facteur Q' sont valides et que le préamplificateur optique est compris dans le récepteur, c'est-à-dire que l'on sépare les contributions au bruit d'ASE des amplificateurs de ligne et du préamplificateur, le facteur Q peut s'exprimer d'une manière encore plus développée que dans l'équation 1.117 par [50]:

$$Q = Q'.\sqrt{\frac{\langle P\rangle_{in}}{2\frac{n_{sp}}{C_1}h\upsilon + \frac{\langle P\rangle_{in}}{OSNR_{B_{ref.}}.B_{ref.}}}}\frac{1}{\sqrt{B_e}} \qquad \text{équation 1.120}$$

où n_{sp} et C_1 caractérisent le préamplificateur optique et $OSNR_{Bref.}$, l'OSNR provenant de la chaîne d'amplificateurs avant la réception et calculé dans une bande de référence $B_{ref.}$. On peut donc interpréter la courbe de taux d'erreurs donnée en figure 1.46.

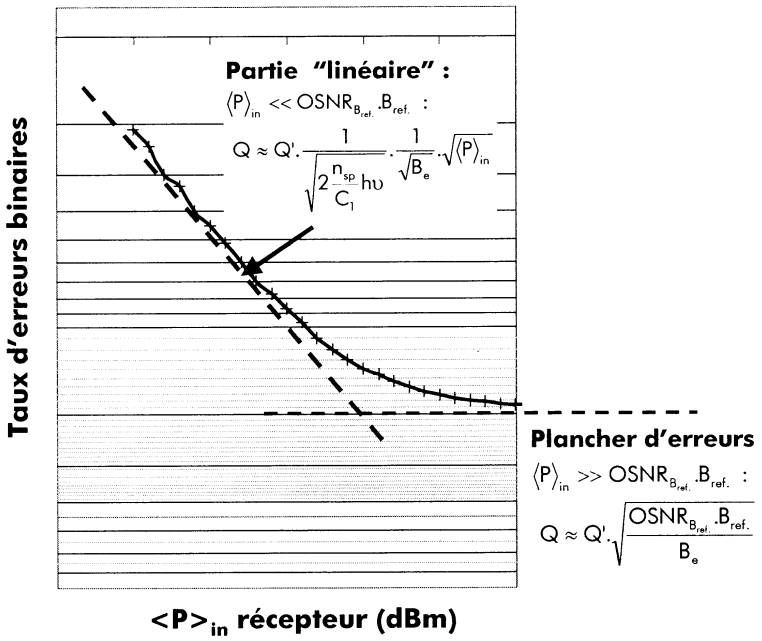


figure 1.57 : Interprétation de l'évolution des courbes de taux d'erreurs.

Selon la valeur de la puissance d'entrée dans le récepteur $<P>_{in}$, l'évolution du second terme de l'expression du facteur Q sera commandée soit principalement par le bruit accumulé par les amplificateurs de ligne soit par le bruit du préamplificateur qui dépend de la puissance d'entrée dans le récepteur. En effet, si

$$\langle P \rangle_{in} << OSNR_{B_{ref.}}.B_{ref.}, \text{ on aura : } Q \approx Q'.\frac{1}{\sqrt{2\frac{n_{sp}}{C_1}h\upsilon}}.\frac{1}{\sqrt{B_e}}.\sqrt{\langle P \rangle_{in}} \qquad \textit{équation 1.121}$$

et on se trouve dans la partie linéaire de la courbe de taux d'erreurs exprimée en -log(-log(BER)) en fonction de $<P>_{in}$. Dans cette partie, en augmentant progressivement $<P>_{in}$ on augmente l'OSNR devant la photodiode et on améliore donc peu à peu le taux d'erreurs. Ensuite lorsque l'on continue à augmenter la puissance d'entrée :

$$\langle P \rangle_{in} >> OSNR_{B_{ref.}}.B_{ref.}, \text{ et on a : } Q \approx Q'.\sqrt{\frac{OSNR_{B_{ref.}}.B_{ref.}}{B_e}} \qquad \textit{équation 1.122}$$

qui ne dépend plus de la puissance d'entrée du pré-amplificateur mais uniquement du bruit d'ASE accumulé dans les amplificateurs de ligne. On se trouve donc dans le « plancher » d'erreurs et la valeur du taux d'erreurs « plancher » est liée à cette expression simplifiée du facteur Q.

Il faut aussi remarquer que, dans les deux parties de la courbe de taux d'erreurs, la forme géométrique du signal, résultant des effets déterministes en ligne entre en compte et décale globalement la courbe vers les taux d'erreurs plus importants. Cette dépendance globale est exprimée par le facteur Q'.

Par ailleurs, la courbe de taux d'erreurs s'exprime parfois, non plus en fonction de la puissance d'entrée dans le récepteur, mais en fonction de l'OSNR en entrée de photodiode, incluant à la fois le bruit accumulé en ligne et le bruit apporté par le préamplificateur. Dans la pratique on trace la courbe de la même façon en faisant

varier la puissance d'entrée devant le préamplificateur, ainsi on fait varier l'OSNR global en sa sortie pour lequel on indique la valeur du taux d'erreurs. De la même façon que pour la courbe $-\log(-\log(BER))=f(<P>_{in})$, à partir d'une certaine puissance d'entrée dans le préamplificateur, l'OSNR en sortie de celui-ci est constant et ne dépend plus que du bruit accumulé par l'usage des amplificateurs en ligne. On peut définir de la même manière que pour la sensibilité, un OSNR requis pour avoir un taux d'erreurs donné et une pénalité entre cet OSNR requis sans la ligne (en configuration *back-to-back*) et après propagation. On utilise donc souvent cette notion de pénalité sur l'OSNR que lorsque l'on peut faire varier le taux d'erreurs en changeant l'apport de bruit du préamplificateur. En outre ce type de mesure admet intrinsèquement comme hypothèse qu'il n'y a pas d'interactions non-linéaires entre le bruit et le signal en cours de propagation et qu'il est donc équivalent de modifier la densité spectrale de bruit en propagation ou par l'intermédiaire du préamplificateur avant la photodiode. L'intérêt dans ce cas et d'avoir directement accès aux contraintes sur l'OSNR pour des cas de transmissions particuliers. Par exemple, des dégradations par des effets non-linéaires imposeront probablement de travailler avec un OSNR plus élevé et on pourra lire directement sur ce type de courbe la valeur de cet écart requis. Dans cette partie linéaire de la courbe de taux d'erreurs, la pénalité sur l'OSNR est identique à la pénalité sur la sensibilité puisque l'on fait varier de façon linéaire l'OSNR avant la photodiode en fonction de la puissance d'entrée dans le préamplificateur.

Le tableau 1.3 suivant, résume les critères de qualité principaux utilisés dans les systèmes de transmission et donne dans certains cas leurs correspondances.

Critère de qualité ou correspondance	**Hypothèses**
$BER = \frac{\text{Nombre d'erreurs}}{\text{Nombre de bits transmis}}$	
$Q = \frac{\eta P_1 - \eta P_0}{\sigma_1 + \sigma_0}$	Distribution des niveaux gaussienne « 1 » et « 0 » équiprobables Seuil de décision optimal
$BER = \frac{1}{2}\text{erfc}\left[\frac{Q}{\sqrt{2}}\right] \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi}}.\frac{e^{\frac{-Q^2}{2}}}{Q}$	Idem facteur Q
Taux d'extinction : $E = \frac{P_1}{P_0}$	
Ouverture de l'œil : $OE = \frac{P_1 - P_0}{2\langle P \rangle}$	
$OE = \frac{E-1}{E+1}$	Voir taux d'extinction
$Q' = \frac{\sqrt{P_1} - \sqrt{P_0}}{\sqrt{2\langle P \rangle}}$	Hypothèses du facteur Q + Battements signal-spontané prépondérant sur les « 1 » et les « 0 »

$Q = Q'.\sqrt{\frac{\langle P \rangle}{2N_{ASE}B_e}}$	Hypothèses du facteur Q + Hypothèses du facteur Q'
$Q \approx Q'.\frac{1}{\sqrt{2\frac{n_{sp}}{C_1}h\upsilon}}.\frac{1}{\sqrt{B_e}}.\sqrt{\langle P \rangle_{in}}$	Hypothèses du facteur Q + Hypothèses du facteur Q' + ASE préamplificateur prédominante
$Q \approx Q'.\sqrt{\frac{OSNR_{B_{ref.}}.B_{ref.}}{B_e}}$	Hypothèses du facteur Q + Hypothèses du facteur Q' + ASE accumulée en ligne prédominante
$Q' = \frac{\sqrt{E}-1}{\sqrt{E}+1}$	Hypothèses du facteur Q'
Pénalité sur la sensibilité : $P_{sens.} = \left(\frac{\langle P \rangle_{\substack{in, après \\ transmission}}}{\langle P \rangle_{\substack{in, avant \\ transmission}}} \right)$	
Pénalité sur Q' : $P_{Q'} = \left(\frac{Q'_{\substack{avant \\ transmission}}}{Q'_{\substack{aprés \\ transmission}}} \right)^2$	Hypothèses du facteurs Q'
$P_{sens.} = P_{Q'}$	Hypothèses du facteur Q + Hypothèses du facteur Q' + ASE préamplificateur prédominante

tableau 1.3 : Récapitulatif des principaux critères de qualité et leurs correspondances

Nous avons adjoint dans ce tableau, en plus des éléments déjà introduits, la pénalité sur le facteur Q' comme le rapport au carré du facteur Q' obtenu avant et après transmission. Il est important de noter ici que cette pénalité sur le facteur Q' est équivalente à la pénalité sur la sensibilité à condition que l'on se trouve dans la partie linéaire de la courbe de taux d'erreurs, c'est-à-dire lorsque l'ASE du préamplificateur prédomine sur l'ASE cumulé dans la ligne. Cette équivalence est compréhensible à partir de l'équation 1.121, valable dans cette partie linéaire de la courbe de taux d'erreurs, puisque le facteur Q au carré est alors proportionnel à la puissance d'entrée sur le récepteur. Les deux chapitres suivants présenteront des résultats de simulations soit en terme de pénalité sur la sensibilité pour un taux d'erreurs de 10^{-10}, soit en termes de facteur Q'. Dans la mesure où les simulations sont effectuées sans l'intervention du bruit des amplificateurs de lignes, on aura, compte-tenu de cette dernière remarque, équivalence entre les deux critères choisis.

III.4. Méthodes numériques et expérimentales

III.4.1. Principe des simulations numériques

L'objectif de ce paragraphe et de montrer comment est évaluée la qualité de transmission en simulation. Il vient compléter à ce titre le § I.8. sur la simulation de la propagation des signaux optiques dans la fibre.

On modélise le signal optique en entrée de ligne de transmission (amplitude, phase) par des séquences binaires optiques. Le trafic de données binaires est modélisé par des séquences pseudo-aléatoires. Ces séquences de bits explorent toutes les combinaisons de n bits sauf une et ont, par conséquent, une longueur de 2^n-1bits. Il est en effet nécessaire de tester la transmission de séquences binaires variées pour explorer le plus de cas possibles d'interaction entre symboles voisins dans le temps ou pour identifier des comportements de composants à l'égard de séquences particulières comme par exemple une suite prolongée de symboles 0 ou 1. Ces séquences sont ensuite bouclées dans le temps pour obtenir un flux continu de données. Plus la longueur de séquence sera grande, plus la simulation sera fiable car les basses fréquences du spectre électrique après détection seront de mieux en mieux prises en compte. Les séquences choisies sont ensuite échantillonnées en temps et fréquence et les matrices résultantes du signal optique sont ensuite utilisées pour la simulation de la propagation dans les fibres optiques par la Split Step Fourier Method exposée au § I.8. En simulation, on rajoute aux séquences pseudo-aléatoires un « 1 » ou un « 0 » à la plus longue suite de « 1 » ou de « 0 » respectivement pour obtenir un nombre de symboles en puissance de 2. On obtient alors des séquences dites de deBruijn [50] qui sont utiles pour les simulations basées sur la transformée de Fourier rapide qui nécessite des séquences à nombre de symboles en puissance de 2. Le nombre de points d'échantillonnage influe sur le temps de calcul des simulations. L'opération la plus longue étant le calcul numérique des transformées de Fourier. Si N est le nombre de points d'échantillonnage, le temps de simulation évoluera en N.Log(N). Les simulations employant de longues séquences binaires sont donc très coûteuses en temps de calcul et un compromis doit être trouvé pour chaque cas particulier étudié. Nous verrons au chapitre 3 comment le choix de la longueur de séquence est fait pour les systèmes fonctionnant à un débit par canal de 40Gbit/s. L'outil numérique simule en plus de la propagation dans les fibres, l'influence des divers composants du systèmes de transmission jusqu'à la décision.

En fin de système, les niveaux P_1 et P_0 et les variances σ_1 et σ_0 sont alors évaluées sur la séquence du signal dégradé pour le calcul du taux d'erreurs par le facteur Q. On peut dès ce stade utiliser l'outil numérique pour connaître les valeurs de ces quatre paramètres. On pourrait s'arrêter là dans la simplification du calcul du taux d'erreurs, néanmoins la prise en compte précise du bruit et l'évaluation des gaussiennes de distribution est encore une fois coûteuse en tant de calcul et n'est pas forcément nécessaire dans certaines conditions que nous avons détaillées au § III.3. . On se contente donc d'évaluer le facteur Q' défini au § III.3.1.3. pour le couple de niveaux correspondant aux symboles « 1 » et « 0 » les plus proches du seuil de décision, soit, pour les cas pires de la séquence binaire transmise. Suite à cette étape numérique, on évalue alors analytiquement les dégradations dues aux bruits des amplificateurs optiques du système.

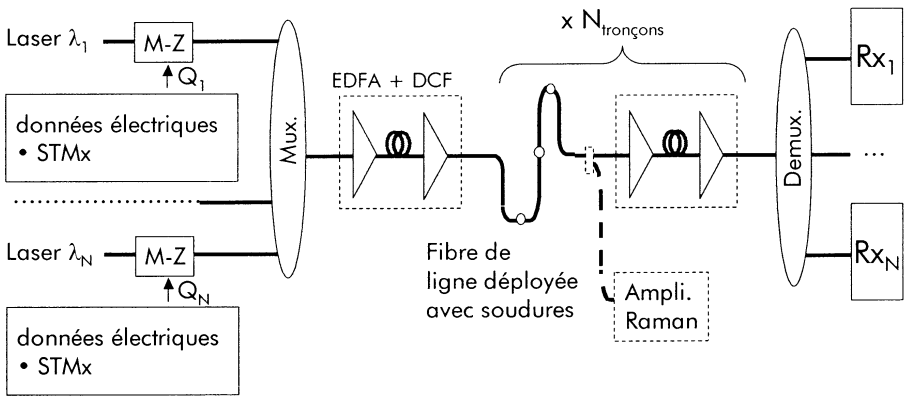
III.4.2. Principe des méthodes expérimentales

La qualité des futurs systèmes est mesurée lors d'expériences de laboratoire qui émulent les cas réels de transmissions. La figure 1.58 compare le principe de ces expériences de laboratoires (b) avec le cas des systèmes installés (a). Le récepteur (Rx) correspond au récepteur détaillé à la figure 1.39. Pour les systèmes installés, les séquences binaires sont simplement transmises d'un point à un autre sans moyen d'évaluation. (Récemment, il est néanmoins possible d'extraire des cartes de correction d'erreurs, l'information du nombre d'erreurs corrigées). Pour les systèmes de laboratoire, la qualité de la transmission est évaluée essentiellement grâce à

l'utilisation d'un générateur de séquences binaires à l'émission et d'un analyseur de transmission en fin de liaison, qui compare la séquence reçue avec la séquence émise. Comme pour les simulations numériques, on émule le trafic réel de données binaires par des séquences pseudo-aléatoires. Ces séquences PRBS présentent l'avantage de pouvoir être obtenues par calcul ce qui permet d'éviter une connexion entre le générateur de données et l'analyseur de transmission. Il faut alors simplement préciser, sur l'un comme sur l'autre, la longueur de séquence choisie. Les séquences PRBS expérimentales ont l'avantage par rapport à celles réalisables en simulation numérique de pouvoir atteindre des longueurs jusqu'à 2^{31}-1 bits, ce qui permet une exploration plus large de tous les cas d'enchaînement temporel de symboles binaires.

Outre le fait que les systèmes de laboratoires possèdent des équipements d'évaluation de la qualité de transmission, ils présentent aussi des écarts aux systèmes réels pour des questions de coût et d'encombrement. Tout d'abord, les longueurs d'onde porteuses des canaux sont, au laboratoire, multiplexées avant d'être modulées (Cf. figure 1.58) ce qui permet de réduire considérablement le nombre de modulateurs coûteux (généralement de type Mach-Zehnder). Cependant, cela implique de transmettre, sur ces canaux WDM, les mêmes séquences binaires alors que dans les systèmes réels les séquences sont évidemment différentes sur chaque canal. Les dégradations éventuelles dues à la *diaphotie* linéaire entre ces canaux peuvent alors être éludées et la qualité de transmission est finalement mal évaluée. C'est pourquoi on utilise au minimum deux modulateurs, chacun modulant un sous-ensemble de canaux, pairs ou impairs, qui sont par la suite couplés dans une même fibre. Cela permet d'obtenir des données non corrélées entre canaux adjacents en longueur d'onde et rend fiable l'évaluation de la qualité de la transmission. De la même façon que pour l'émission, on n'utilise pas au laboratoire en réception un équipement pour chaque canal WDM. Les canaux sont démultiplexés par un filtre optique accordable avant d'être analysés par une chaîne de réception. La qualité de la transmission est alors évaluée graduellement, un canal après l'autre. Enfin pour des problèmes évidents d'encombrement, les fibres de transmissions se présentent au laboratoire sous forme de bobines de l'ordre de 25 km tandis que dans les systèmes terrestres réels, les tronçons de fibres comprennent un ensemble d'éléments de l'ordre de 4 km câblés et soudés. Ces différences de conditionnement impliquent des pertes plus faibles au laboratoire pour des tronçons de même longueur que les tronçons installés ainsi que des conditions de PMD différentes compte-tenu de la tension de bobinage appliquée aux fibres expérimentales.

(a) Systèmes installés



(b) Systèmes émulés au laboratoire

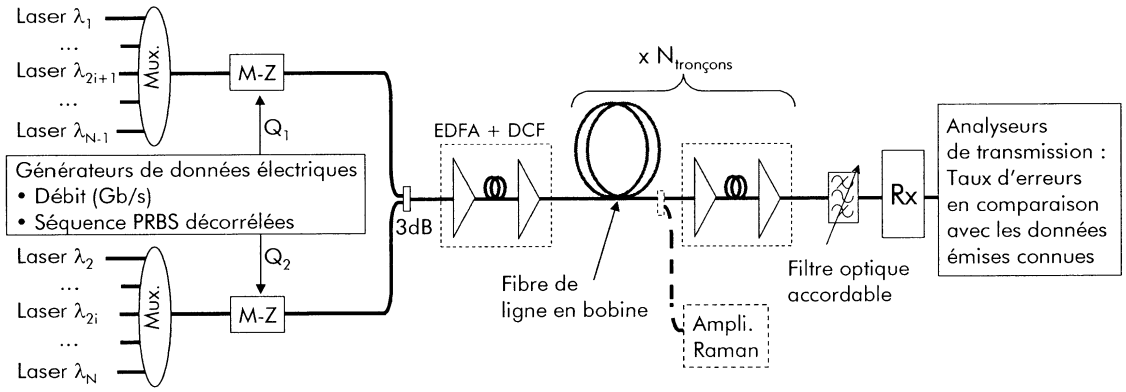


figure 1.58 : Quelques différences entre les systèmes de transmission installés (a) et ceux émulés au laboratoire (b).

Par ailleurs, dans le cas des systèmes terrestres à très longue distance (ULH), la propagation globale est simulée au laboratoire en utilisant un système de bouclage de la transmission qui permet d'éviter l'assemblage expérimental d'un grand nombre de tronçons. Cette technique, bien connue des expériences de transmissions émulant des systèmes sous-marins est décrite dans [176] dans le cas d'une expérience de laboratoire de systèmes terrestres ULH (voir chapitre 4).

III.4.3. Particularités et intérêt des deux approches

Les simulations numériques permettent d'explorer et de tester des systèmes de transmission présentant des paramétrages extrêmement variés. Leur grand intérêt est de prédire parmi tous les choix possibles de conception des systèmes, lesquels sont à même de donner les meilleurs performances. Elles ont donc comme intérêt d'apporter des comparaisons sur une grande variété de schémas de conception. Bien entendu, elles reposent sur une modélisation qui simplifie la réalité de l'ensemble des phénomènes complexes qui interviennent dans la dégradation des signaux. Elles sont donc relayées par les expériences de laboratoires qui apportent une vérification plus concrète de la faisabilité des systèmes. Le coût des composants et leurs contraintes imposent néanmoins une configuration quasiment figée qui laisse peu de place à l'optimisation. Les deux approches offrent donc des possibilités complémentaires et un va-et-vient entre les deux est toujours positif dans l'avancée de la compréhension du fonctionnement des systèmes dont le débit de transmission va toujours croissant.

CONCLUSION DU CHAPITRE 1

Au cours de ce chapitre nous avons introduit les principaux concepts intervenant dans les systèmes terrestres de transmission sur fibre optique en décrivant en particulier les effets physiques de la propagation dans les fibres optiques, les différents composants intervenant tout au long des systèmes ainsi que les critères de qualité utilisés pour analyser la performance de transmission.

De plus, nous avons décrit la démarche d'analyse des systèmes de transmission en précisant les hypothèses faites pour appréhender les transmissions optiques de canaux modulés au débit de 40 Gbit/s et en expliquant les méthodes utilisées pour modéliser ces transmissions dans les simulations numériques et les émuler dans les expériences.

Les concepts introduits dans ce chapitre seront utiles pour la compréhension des chapitres 2, 3 et 4 suivants qui concernent quant à eux les travaux personnels effectués durant la thèse. Le chapitre 2 utilisera principalement les concepts de multiplexage, de *diaphotie* entre les canaux, de filtrage optique et de format de modulation, en utilisant comme critère de qualité, pour les études numériques menées, le facteur Q'. Le chapitre 3 sera basé quant à lui sur la propagation optique. Les notions les plus utilisées seront la compensation et la gestion de la dispersion chromatique, les effets non-linéaires, et les formats de modulation. Le principal critère de qualité employé sera la pénalité sur la sensibilité pour un taux d'erreurs de 10^{-10}. Enfin le chapitre 4 décrira les expériences de transmissions à très haute capacité et utilisera l'ensemble des notions présentées dans le chapitre 1.

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 1

[21] G. P. Agrawal, "Nonlinear fiber optics", second edition, Optics and Photonics, Academic Press, 1995.

[22] I. P. Kaminov, T. L. Koch et d'autres co-auteurs, "Optical Fiber Telecommunications IIIA & IIIB", Academic Press, 1997.

[23] G. Chartier; "Manuel d'optique", Editions Hermes, Paris, 1997.

[24] M. Born et E. Wolf, "Principles of Optics", 6ième édition, Cambridge University Press, 1997.

[25] S. Bigo, A. Bertaina, M. W. Chbat and J.-L. Beylat, « Impact of fiber infrastructure on WDM transmissions », Alcatel Telecom Review, 3rd quarter 1998.

[26] L. B. Jeunhomme, "single-mode fiber optics, principles and applications",editions Dekker.

[27] J. Hecht, 'Fiber optic communications : an optoelectronics driver", Laser Focus World, vol. 35, n° 1, pp. 143-151, January 1999.

[28] Y. Namihira, "Nonlinear coefficient round-robin measurement for various dispersion-shifted fibers in Japan and UK", Proc. European Conf. on Optical Communications (ECOC'00), paper 8.2.5, Munich, Sept. 3-7, 2000.

[29] J. Capmany, D. Pastor, B. Ortega, «Effects of fourth-order dispersion in very high speed optical time division multplexed transmission», Opt. Lett., Vol. 27, n°11, pp. 960-962, June 2002

[30] J.-C. Antona, S. Bigo, and S. Kosmalski, "Nonlinear index measurements of various fibre types over C+L bands using four-wave mixing", submitted to European Conf. on Optical Communications (ECOC'01), Amsterdam, Sept. 30-Oct. 4, 2001.

[31] D. L. Philen, D. W. Peckham, and I. Brener, "Measurement of non-linear index of refraction n_2 for various fiber types", Proc. Optical Fiber Commun. Conf. (OFC'00), paper ThM1, Baltimore, Mar. 3-10, 1995, pp. 184-186.

[32] J.-P. Hamaide, « Contribution théorique et expérimentale à l'étude de la propagation de solitons dans les liaisons amplifiées à fibres optiques monomodes », Université libre de Bruxelles (1997).

[33] N. Shibata, R. P. Braun, and R. G. Waarts, « Phase-mismatch dependence of efficiency of wave generation through four-wave mixing in a single-mode optical fiber », IEEE Journal of Quantum Electronics, Vol.QE-23, No.7, July 1987.

[34] R. W. Tkach, A. R. Chraplyvy, Fabrizio Forghieri, A. H. Gnauck, and R. M. Derosier, « Four-photon mixing and high-speed WDM systems », Journal of Lightwave Technology, Vol.13, No.5, May 1995.

[35] K. Inoue, « Phase-mismatching characteristic of four-wave mixing in fiber lines with multistage optical amplifiers », Optics Letters, Vol.17, p. 801, 1992.

[36] F. Forghieri, R. W. Tkach, and A. R. Chraplyvy, « WDM systems with unequally spaced channels », Journal of Lightwave Technology, Vol.13, No.5, May 1995.

[37] I. Shake, H. Takara, K. Mori, S. Kawanishi, Y. Yamabayashi, « Influence of inter-bit four-wave mixing in optical TDM transmission », *Electron. Lett.*, vol. 34, n°16, pp. 1600-1601, Aug. 1998.

[38] T. Inoue, A. Maruta, « Suppression of nonlinear intrachannel interactions between return-to-zero pulses in dispersion-managed optical transmission systems », *J. of Opt. Soc. of America B*, vol. 19, n°3, pp. 440-447, March 2002.

[39] J. Wang, K. Petermann, «Small signal analysis for dipsersive optical fiber communication systems», IEEE J. Lightwave Technol., Vol. 10, n°1, pp. 96-100, Jan. 1992
[40] G. Bellotti, M. Varani, C. Francia, and A. Bononi, «Intensity distortion induced by cross-Phase Modulation and chromatic dispersion in optical-fiber transmissions with dispersion compensation», IEEE Photon.Technol. Lett., Vol. 10, n°12, pp. 1745-1747, Dec. 1998
[41] E. M. Dianov, A. V. Luchnikov, A. N. Pilipetskii, and A. N. Starodumov, "Long-range interaction of soliton pulse trains in a single-mode fiber", Sov. Lightwave Commun., vol. 1, p. 37 (1991)
[42] A. N. Pilipetskii, , A. V. Luchnikov and A. M. Prokhorov, "Soliton pulse long-range interaction in optical fibers: the role of light polarization and fiber geometry", Sov. Lightwave Commun., vol. 3, pp. 29-39 (1993)
[43] L. du Mouza, Y. Jaouën, C. Chabran, "Transverse Brillouin effect characterization in optical fibers and its geometrical aspects", IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 10, pp. 1455-1457 (1998)
[44] O. Audouin, L. du Mouza, C. Gosset, Y. Jaouën, E. Pincemin, T. Werner and O. Leclerc, "Introduction of electrostriction-induced acoustic interaction in modeling of high capacity long haul transmission systems", IEEE J. Select. Topics in Quantum Electron., vol. 6, n°2, pp. 297-316 (2000)
[45] C. Gosset, O. Leclerc, E. Pincemin, O. Audouin, L . du Mouza and Y. Jaouen, "Impact of electrostriction in single-channel 40 Gbit/s undersea systems in the presence of dispersion management or optical 3R regeneration", in OFC'00, vol. 2, pp. 290-292.
[46] S. Bigo, S. Gauchard, and 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 (1999)
[47] D. N. Christodoulides and R. B. Jander, "Evolution of Stimulated Raman Cross-talk in wavelength division multiplexed systems", IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 8, n°12, pp. 1722-1724 (1996).
[48] M. Zirngibl, "Analytical model of Raman gain effects in massive wavelength division multiplexed transmission systems", Electron. Lett., vol. 34, n°8, pp. 789-790 (1998)
[49] G. P. Agrawal, "Fiber optics communication systems",Wiley Interscience, 1992.
[50] D. Penninckx, « Etude des liaisons numériques terrestres sur fibres optiques dispersives : du codage duobinaire aux transmissions binaires à profil de phase contrôlé (PSBT) », Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications (1997).
[51] F. Devaux, « Fabrication, caractérisation et mise en œuvre des modulateurs électroabsorbants en onde guidée à 1,55 mm pour les liaisons à très haut débit », thèse de Doctorat, Université de Paris XI, 1993.
[52] Y. Miyamoto, K. Yonenaga, S. Kuwahara, M. Tomizawa, A. Hirano, H. Toba, K. Murata, Y. Tada, Y. Umeda and H. Miyazawa, « 1.2Tbit/s (30 x 42.7Gbit/s ETDM optical channel) WDM transmission over 376km with 125km spacing using forward error correction and suppressed carrier RZ format », in Proc. Optical Fiber Communication Conf. (OFC'00), PD-26, Baltimore, MD, March 3-10.
[53] D. Penninckx, M. Chbat, L. Pierre and J.-P. Thiéry, « The phase-shaped binary transmission (PSBT): a new technique to transmit far beyond the chromtic dispersion limit », IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 9, pp. 259-261 (1997)
[54] A. Bertaina, "Contribution à l'étude de l'impact des caractéristiques de la fibre de ligne sur la performance des transmissions optiques à très haut débit utilisant le multiplexage en longueur d'onde", Université d'Orsay, Paris XI.

[55] S. Bigo et W. Idler, "Des térabits par seconde sur une fibre TeraLight™ d'Alcatel", revue des télécommunications d'Alcatel, 4ième trimestre 2000.
[56] B. Nyman, M. Farries and C. Si,"Technology trends in dense WDM demultiplexers", Optical Fiber Technology, vol. 7, pp. 255-274, 2001.
[57] FibreSystems, July 1999, p. 7, « Lucent secures hefty fibre and cable order ».
[58] T. Ono and Y. Yano, «Key technologies for terabit/second WDM systems with high spectral efficiency of over 1 bit/s/Hz», J. of Quantum Electron., Vol. 34, n°11, pp. 2080-2088, Jan. 1998
[59] A. H. Gnauck, A. R. Chraplyvy, R. W. Tkach, J. L. Zyskind, J. W. Sulhoff, A. J. Lucero, Y. Sun, R. M. Jopson, F. Forghieri, R. M. Derosier, C. Wolf, A. R. McCornick, «One terabit/s transmission experiment», in OFC'96, PD20, San Jose, California, Feb. 29
[60] T. Ito, K. Fukuchi, K. Sekiya, D. Ogasahara, R. Ohhira, T. Ono, «6.4Tb/s (160 x 40Gb/s) WDM Transmission experiment with 0,8bit/s/Hz spectral efficiency», in ECOC'00, PD-1.1, Munich, Germany, Sept. 3-7
[61] D. Bayart, « Les nouvelles fenêtres d'amplification », Optique et Photonique, No.2, pp.17-23, 28 mai 1999.
[62] A. Jourdan, F. Bakhti, L. Berthelon, F. Bruyère, M. Chbat, D. Chiaroni, C. Drion, G. Eilenberger, M. Garnot, F. Masetti, P. A. Perrier and M. Renaud, « Key building blocks for high-capacity WDM photonic transport networks », Journal on Selected Areas in Communications, Vol.16, No.7, pp.1-12, 1998.
[63] Y. Sun, A. K. Srivastava, S. Banerjee, J. W. Sulhoff, R. Pan, K. Kantor, R. M. Jopson, and A. R. Chraplyvy, « Error-free transmission of 32x2.5 Gb/s DWDM channels over 125 km of AllWave™ fiber using cascaded in-line semiconductor optical amplifiers », postdeadline paper PD6, OAA'99, Nara, Japan.
[64] K. Rottwitt and H. D. Kidorf, « A 92 nm bandwidth Raman amplifier », postdeadline paper PD6, OFC'98, San José, CA, USA.
[65] Y. Emori and S. Namiki, « 100 nm bandwidth flat gain Raman amplifiers pumped and gain-equalized by 12-wavelength-channel WDM high power laser diodes », postdeadline paper PD19, OFC'99, San Diego, CA, USA.
[66] S. A. E. Lewis, S. V. Chernikov, and J. R. Taylor, « Multi-wavelength pumped silica-fibre Raman amplifiers », paper ThA2, OAA'99, Nara, Japan.
[67] D. Marcuse, *Principles of quantum electronics*, chapter 6, 2nd edition, Academic Press (1980).
[68] B. Clesca, D. Bayart, and J.-L. Beylat, « 1,5-μm fluoride-based fiber amplifiers for wideband multichannel transport networks », Optical Fiber Technology, Vol.1, pp.135-157 (1995).
[69] D. Bayart, B. Clesca, L. Hamon, and J.-L. Beylat, « Experimental investigation of the gain flatness characteristics for 1.55 μm fluoride-based erbium-doped fibre amplifiers », Photonics Technology Letters, Vol.6, No.5, p.613 (1994).
[70] M. Tachibana, R. I. Laming, P. R. Morkel, and D. N. Payne, « Erbium-doped fiber amplifier with flattened gain spectrum », Photonics Technology Letters, Vol.3, No.2, p.118 (1991).
[71] N. S. Bergano, F. W. Kerfoot and C. R. Davidson, « Margin measurements in optical amplifier systems », Photonics Technology Letters, Vol.5, No.3, pp.304-306 (1993).
[72] C. R. S. Fludger, V. Handerek and R. J. Mears, «Pump to signal RIN transfer in Raman fibre amplifiers», Electron. Lett., Vol. 37, n°1, pp. 15-17, Jan. 2001
[73] Y. Emori, S. Kado, S. Namiki, «Broadband flat gain and low noise Raman amplifiers pumped by wavelength-multiplexed high-power laser diodes», Optical Fiber Technology, Vol. 8, pp. 107-122, Feb. 2002

[74] A. F. Judy, « Dispersion compensation for future high bit rate systems », NFOEC'97, Volume 2, pp 31-38, San Diego (CA), USA (1997).
[75] J. H. Winters et al., "adaptative nonlinear cancellation for high-speed fiber-optic systems", J. Of Lightwave and Tech., p. 971 (1992).
[76] A. E. Willner et al., "Tunable compensation of channel degrading effects using nonlinearly chirped passive fiber Bragg grating", J. of Quantum Electronics, p. 1298 (1999).
[77] A. Corchia et al., « Mid Span Spectral Inversion without frequency shift for fiber dispersion compensation : a system demonstration", Photon. Tech. Letters, p. 275 (1999).
[78] M. Shirasaki, "Chromatic dispersion compensation using Virtually Imaged Phased Array", OAA, 1997.
[79] C. D. Poole, J. M. Wiesenfeld et al. "Optical fiber-based dispersion compensation using higher order modes near cutoff", J. of lightwave and tech., vol. 12, n° 10 (1994).
[80] V. M. Schneider, "Effects of temperature on dispersion of high slope dispersion compensating fibers", Electronics Letters, vol. 37, n° 17, pp. 1069-1070 (2001).
[81] D. Penninckx, F. Roy, S. Lanne and J.-P. Thiéry, "Statistical study of dynamic polarization mode dispersion (PMD) compensation based on degree of polarization monitoring", Microwave and Optical Technol. Lett., Vol. 26, n°1, pp. 41-43 (2000)
[82] D. Penninckx, S. Lanne, "Reducing PMD impairments", OFC'01, TuP1, Anaheim, California.
[83] G. Bellotti, S. Bigo, P. Serena and A. Bononi, "Impact of parametric gain on 10 Gbit/s dispersion-managed transmissions", ECOC'00, P3.12, pp. 213-215, sept. 2000.
[84] P. Serena, "Studio dell'interazione tra segnale e rumore nella progettazione di sistemi ottici WDM in regime non lineare", Universita degli studi di Parma, 2003.
[85] J.-C. Antona, S. Bigo, J.-P. Faure, «Nonlinear cumulated phase as a criterion to assess performance of terrestrial WDM systems», in OFC'02, WX5, Anaheim, California, March 17-22

Chapitre 2 : AUGMENTATION DE LA CAPACITE GLOBALE DES SYSTEMES DE TRANSMISSION

I. CONTEXTE TECHNOLOGIQUE DE LA THESE 22

I.1. BREF HISTORIQUE DES TECHNOLOGIES DE TRANSMISSION SUR FIBRES OPTIQUES 22

I.2. ETAT DE L'ART DES EXPERIENCES DE TRANSMISSION SUR FIBRES OPTIQUES 23
I.2.1. Etat de l'art en début de thèse 23
I.2.2. Technologies et applications émergentes en cours de thèse 25

II. CONTEXTE DES TELECOMMUNICATIONS 29

III. DEFINITION ET ENJEUX DE LA THESE 31

CHAPITRE 1 : GENERALITES SUR LES SYSTEMES DE TRANSMISSION OPTIQUE TERRESTRES 39

I. PROPAGATION GUIDEE DANS LES FIBRES OPTIQUES 44

I.1. ONDE LUMINEUSE MODULEE. 44

I.2. LA FIBRE OPTIQUE COMME MILIEU DE PROPAGATION 45

I.3. DEFINITION DES PUISSANCES UTILES DANS LES SYSTEMES DE TRANSMISSION 48

I.4. EFFETS DE PROPAGATION LINEAIRES 49
I.4.1. Les pertes de la fibre optique 49
I.4.2. La dispersion chromatique 51
I.4.3. La dispersion modale de polarisation 54
I.4.4. Evolution linéaire de l'enveloppe du champ électrique 57

I.5. CHAMPS ELECTRIQUES PARTIELS ET CHANGEMENTS DE VARIABLE INTERESSANTS DANS LES SYSTEMES WDM 58

I.6. EFFETS NON-LINEAIRES 60
I.6.1. Effet Kerr 60
I.6.1.1. L'automodulation de phase (SPM : Self-Phase-Modulation) 63
I.6.1.2. Modulation de phase croisée : XPM (Cross-Phase-Modulation) 65
I.6.1.3. Gain paramétrique, mélanges à quatre ondes et instabilité de modulation 68
I.6.1.4. Effets intra-canaux, i-XPM, i-FWM 70
I.6.2. Effets Raman et Brillouin 73
I.6.2.1. Effet Brillouin, electrostriction 73
I.6.2.2. Effet Raman (SI-SRS) 75

I.7. EQUATION DE PROPAGATION ET LONGUEURS CARACTERISTIQUES 78
I.7.1. Equation de propagation 78

I.8. METHODES NUMERIQUES DE SIMULATION DE LA PROPAGATION 79

II. TRANSMISSIONS NUMERIQUES SUR FIBRE OPTIQUE ET TECHNOLOGIES ASSOCIEES 81

II.1. COMPOSANTS D'EMISSION 83
II.1.1. Sources laser continues 83
II.1.2. Modulation des sources laser 84
II.1.3. Formats de modulation 86

II.2. TECHNIQUES DE MULTIPLEXAGE ET DEMULTIPLEXAGE 88
II.2.1. Multiplexage 88
II.2.2. Démultiplexage WDM et filtrage optique 90
II.2.3. Diaphotie linéaire associée au multiplexage / démultiplexage en longueur d'onde 91

II.3. COMPOSANTS DE LA LIGNE DE TRANSMISSION : COMPENSATION DES EFFETS PHYSIQUES DE LA FIBRE DE LIGNE 92
II.3.1. Amplification 92
II.3.2. Amplification discrète par des EDFAs 92
II.3.3. Amplification Raman distribuée 95
II.3.4. Contribution au bruit optique d'une chaîne d'amplificateurs produisant du bruit d'émission spontanée amplifié. 97
II.3.4.1. OSNR d'un EDFA double étage avec des pertes internes 99
II.3.4.2. OSNR d'un système de transmission à amplification optique régulière. 100
II.3.5. Compensation de dispersion chromatique 100
II.3.6. Réduction de l'impact des effets non-linéaires par la gestion de dispersion chromatique 102

II.4. DETECTION DIRECTE 103

II.5. CODES CORRECTEURS D'ERREURS 105

III. CRITERES ET METHODES D'EVALUATION DE LA QUALITE DES SYSTEMES DE TRANSMISSION OPTIQUE WDM. 105

III.1. CRITERES GLOBAUX 106
III.1.1. Taux d'erreurs binaires 106
III.1.2. Facteur Q 107
III.1.3. Courbes de taux d'erreurs, sensibilité, pénalité sur la sensibilité 110
III.1.3.1. Courbes de taux d'erreurs 110
III.1.3.2. Sensibilité et pénalité sur la sensibilité 111
III.1.4. Diagramme de l'œil 112

III.2. CRITERES LIES A DES DEGRADATIONS PARTICULIERES 114
III.2.1. Phénomènes aléatoires, bruits et rapport signal sur bruit 114
III.2.2. Phénomènes déterministes 117

III.3. MODELISATION DE LA QUALITE DES SYSTEMES DE TRANSMISSION WDM TERRESTRES ET CORRESPONDANCE DES CRITERES DE QUALITE. 120
III.3.1. Synthèse des critères de qualités dans un modèle 120
III.3.1.1. Evaluation du taux d'erreurs de chaque canal par le facteur de qualité en amplitude. 120
III.3.1.2. Calcul analytique des variances σ_1 et σ_0 des niveaux dues au bruit d'ASE 120
III.3.1.3. Intervention des différentes contributions dans la qualité globale, facteur de qualité Q'. 123
III.3.2. Correspondances des critères de qualité : 126

III.4. METHODES NUMERIQUES ET EXPERIMENTALES 129
III.4.1. Principe des simulations numériques 129
III.4.2. Principe des méthodes expérimentales 130
III.4.3. Particularités et intérêt des deux approches 132

CHAPITRE 2 : AUGMENTATION DE LA CAPACITE GLOBALE DES SYSTEMES DE TRANSMISSION 139

I. INTRODUCTION : METHODES D'AUGMENTATION DE LA CAPACITE GLOBALE ET DENSITE SPECTRALE 144

II. DENSITE SPECTRALE ET FILTRAGE OPTIQUE A LA RECEPTION 146

II.1. CONSTATATION EXPERIMENTALE 146

II.2. PRINCIPE DES SIMULATIONS 148

II.3. ETUDE DU FILTRAGE OPTIQUE A LA RECEPTION 151
II.3.1. Cas d'un seul canal filtré 151

II.3.2. Analyse du filtrage en bande latérale atténuée à la réception 153
II.3.3. Analyse du filtrage optique en réception pour une configuration WDM 154

III. FILTRAGE BLA ET ALLOCATION PARTICULIERE DE LONGUEUR D'ONDE 158

III.1. PRINCIPE ET OPTIMISATION 158
III.1.1. Principe 158
III.1.2. Dissymétrie spectrale du filtrage BLA 159
III.1.2.1. Observations expérimentales 159
III.1.2.2. Filtrage asymétrique 161
III.1.2.3. Influence de la dispersion chromatique et de la réponse en phase du filtre optique 163
III.1.2.4. Influence du chirp du modulateur 165
III.1.3. Optimisation de l'allocation en longueur d'onde 167
III.1.4. Optimisation de l'asymétrie du filtrage 169

III.2. TOLERANCES DU FILTRAGE BLA POUR UNE ALLOCATION EN LONGUEURS D'ONDE ALTERNEE . 170

IV. FILTRAGE OPTIQUE A L'EMISSION 172

IV.1. PRINCIPE ET INTERET DU FILTRAGE A L'EMISSION 172

IV.2. ETUDE DU FILTRAGE A L'EMISSION PAR SIMULATIONS NUMERIQUES 174

IV.3. USAGE DE COMPOSANTS *ENTRELACEURS* SPECIFIQUES 176

V. DENSITE SPECTRALE, FORMATS ET DEBITS DE MODULATION 179

V.1. DENSITE SPECTRALE ET FORMAT DE MODULATION 179
V.1.1. Formats de modulation à faible largeur spectrale 179
V.1.2. Formats de modulation et filtrage BLA 181

V.2. DENSITE SPECTRALE ET DEBIT DE MODULATION 182

VI. DENSITE SPECTRALE ET MULTIPLEXAGE EN POLARISATION 184

VI.1. PRINCIPE DU MULTIPLEXAGE ET DEMULTIPLEXAGE EN POLARISATION 184

VI.2. ALLOCATIONS PARTICULIERES DE LONGUEUR D'ONDE ET FILTRAGE BLA DANS UNE CONFIGURATION DE MULTIPLEXAGE EN POLARISATION DES CANAUX 188
VI.2.1. Principe 188
VI.2.2. Optimisation par simulations numériques 189
VI.2.3. Vérifications expérimentales 191

CHAPITRE 3 : EFFETS NON-LINEAIRES ET GESTION DE DISPERSION CHROMATIQUE 199

I. EFFETS NON-LINEAIRES ET GESTION DE LA DISPERSION CHROMATIQUE DE LIAISONS TERRESTRES AU DEBIT DE 40 GBIT/S 204

I.1. OPTIMISATION DE LA GESTION DE DISPERSION POUR DES TRANSMISSIONS A CANAL UNIQUE MODULE A 40GBIT/S 207
I.1.1. Principe et schéma des simulations numériques 207
I.1.2. Mode de présentation des résultats de simulation massive de transmission 210
I.1.3. Résultats bruts des simulations 212
I.1.4. Résultats concernant la dispersion résiduelle 215
I.1.4.1. Première règle de gestion de dispersion : optimisation de la dispersion résiduelle.. 215
I.1.4.2. Influence des fibres de compensation 221
I.1.4.3. Tolérances à la dispersion résiduelle en présence d'effets non-linéaires 222
I.1.5. Lien entre la pré-compensation et la compensation en ligne de dispersion 224
I.1.5.1. Règle empirique liant la pré-compensation et la compensation en ligne 224
I.1.5.2. Critère d'optimisation de la gestion de dispersion chromatique 228

I.1.5.3. Déduction de la règle empirique à partir du modèle analytique basé sur la conversion phase-intensité....239
I.1.5.4. Déduction des gestions de dispersion optimales pour le cas idéal d'une fibre sans perte ou en présence d'amplification Raman distribuée....240
I.1.5.5. Influence du chirp à l'émission....243
I.1.6. Compensation de dispersion en ligne, résonance d'effets non-linéaires et régime d'impulsions rapidement dispersées....244

I.2. SEUILS EN PUISSANCE DUS AUX EFFETS NON-LINEAIRES POUR DES TRANSMISSIONS A CANAL UNIQUE 248

I.3. SIMULATIONS NUMERIQUES DE TRANSMISSIONS WDM NX40GBIT/S 251
I.3.1. Simulations de transmissions 5x40 Gbit/s....252
I.3.1.1. Principe et résultats bruts des simulations....252
I.3.1.2. Influences des effets non-linéaires croisés sur la gestion de dispersion chromatique....255
I.3.1.3. Influence des effets non-linéaires croisés sur les seuils en puissance....258
I.3.2. Simulations de transmission 40x40 Gbit/s....259
I.3.2.1. Principe des simulations....259
I.3.2.2. Influence de la pente de dispersion chromatique et prévisions à partir des résultats de simulation de transmission à canal unique....260
I.3.2.3. Résultats des simulations de transmission 40x40 Gbit/s....265

II. INFLUENCE DU DEBIT ET DU FORMAT DE MODULATION SUR L'IMPACT DES EFFETS NON-LINEAIRES ET LA GESTION DE LA DISPERSION CHROMATIQUE DE LIAISONS TERRESTRES....268

II.1. ETUDE DE L'INFLUENCE DU DEBIT DE MODULATION.... 268
II.1.1. Principe des simulations....268
II.1.2. Résultats bruts....270
II.1.3. Remarques sur la validité des règles de gestion de dispersion lorsqu'on change le débit de modulation....273
II.1.4. Evolution des seuils en puissance et observation importante sur la performance des transmissions à canal unique....273

II.2. ETUDE DE L'INFLUENCE DU FORMAT DE MODULATION.... 276
II.2.1. Comparaison RZ/NRZ pour les transmissions à 40 Gbit/s à canal unique....276
II.2.1.1. Règle de gestion de dispersion sur la dispersion résiduelle....276
II.2.1.2. Pré-compensation et compensation en ligne....277
II.2.2. Comparaison RZ/NRZ pour les transmissions 40 x 40 Gbit/s, intérêt d'un filtrage à l'émission....279
II.2.3. Comparaison RZ/CS-RZ pour les transmissions à 160 Gbit/s à canal unique....282
II.2.3.1. Principe des simulations....282
II.2.3.2. Résultats de simulations : Influence de la largeur d'impulsions ou de sauts de phase pour la réduction des effets non-linéaires intra-canaux sur la gestion de dispersion et la performance de transmission....283
II.2.4. Etude en fonction du débit de modulation de l'impact du choix de format de modulation pour les transmissions à canal unique....285

CHAPITRE 4 : EXPERIENCES DE TRANSMISSION TERRESTRE A TRES HAUTE CAPACITE....295

I. EXPERIENCES DE TRANSMISSION A 5.1 TBIT/S SUR 300 KM PUIS 1500 KM....300

I.1. EXPERIENCE DE TRANSMISSION A 5.12 TBIT/S SUR 300 KM [174] 301
I.1.1. Principe....301
I.1.2. Résultats de transmission sur 300 km....304
I.1.3. Technologies clefs permettant d'atteindre cette performance de transmission....305
I.1.3.1. Gestion des puissances des canaux dans la ligne de transmission....305
I.1.3.2. Compensation et gestion de dispersion....307
I.1.3.3. Filtrage en bande latérale atténuée et allocation de longueurs d'onde....308

I.2. EVOLUTION EN DISTANCE JUSQU'A 1200-1500 KM [176] 310

II. EXPERIENCES DE TRANSMISSION A 10.2 TBIT/S SUR 100 KM PUIS 300 KM....315

II.1. TRANSMISSIONS A 10.2 TBIT/S SUR 100 KM [180] 315
II.1.1. Principe et description du montage expérimental 315
II.1.2. Résultats de transmission sur 100 km 318

II.2. TRANSMISSION SUR 300 KM [184] 319
II.2.1. Principe 319
II.2.2. Résultats 323

III. PETIT HISTORIQUE DES EXPERIENCES DE TRANSMISSION TERRESTRES WDM NX40 GBIT/S....324

III.1. BIBLIOGRAPHIE DES TRANSMISSIONS TERRESTRES WDM NX40 GBIT/S A HAUTE CAPACITE 324

I. Introduction : méthodes d'augmentation de la capacité globale et densité spectrale

Une des principales finalités de ce travail de recherche appliqué aux systèmes de transmission optiques est l'augmentation de la capacité d'information transmise. En guise d'introduction à ce chapitre, nous allons détailler les diverses possibilités pour atteindre ce but et nous verrons lesquelles y sont alors étudiées.

Les techniques de multiplexage de l'information : spatial (SDM), temporel (TDM), en longueur d'onde (WDM) ou en polarisation (PDM) ont été exposées au chapitre 1 § II.2.1. Nous ne traiterons ici que l'augmentation de la capacité sur une même fibre optique, laissant le cas du multiplexage spatial de coté. La figure 2.1 montre le principe de trois possibilités différentes d'augmentation de la capacité en partant d'une configuration initiale (a). Dans cette configuration initiale, n_1 canaux, au débit de modulation B sont multiplexés, menant à une capacité totale : $C=n_1B$. L'étendue spectrale d'un canal : $\Delta\lambda_{c1}$ est liée au format de modulation choisi et est proportionnelle au débit de modulation B. L'espacement spectral entre canaux (défini comme l'écart des longueurs d'onde porteuses de deux canaux adjacents) vaut quant à lui $\Delta\lambda_1$. La bande optique totale occupée par les canaux contenant l'information vaut donc $\Delta\lambda_{tot}=(n_1-1)\Delta\lambda_1$ + la largeur spectrale d'un canal ($\Delta\lambda_{c1}$). La capacité totale, ainsi que la bande optique totale permettent de définir la densité spectrale de l'information transmise (déjà explicitée en introduction), notée par la suite ISD (*Information Spectral Density*), et valant : $C/\Delta\lambda_{tot}$.

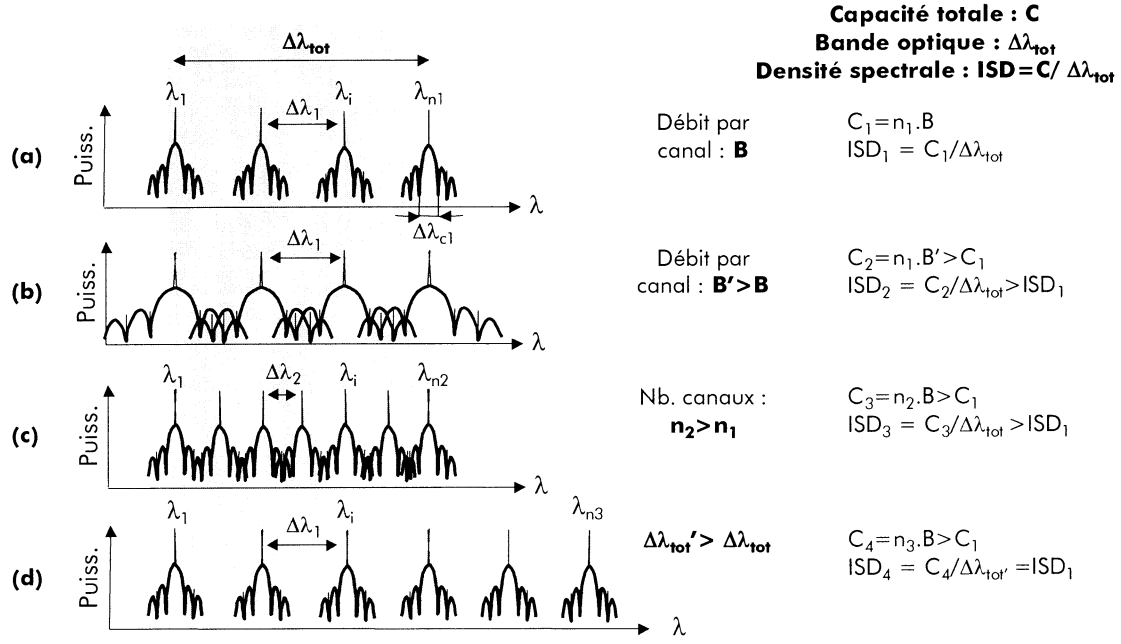


figure 2.1 : Principe des différentes méthodes d'augmentation de la capacité globale des transmissions sur une fibre optique. Partant d'une configuration (a) de multiplexage, il est possible d'augmenter la capacité globale en augmentant le débit de modulation (b), le nombre de canaux (c) ou la bande optique (d).

Les techniques de multiplexage utilisées, dans cette configuration initiale, sont : le TDM pour l'obtention d'un canal modulé au débit B et le WDM pour l'obtention de la capacité totale. Comme nous l'avons vu au chapitre 1 § II.1.1. , les longueurs d'onde porteuses des canaux WDM sont généralement fixées sur une grille de valeurs normalisées (dite grille ITU) correspondantes à des fréquences distinctes de 200 GHz, 100 GHz etc... Prenons alors comme exemple de cette configuration initiale le cas de 4 canaux modulés à 10 Gbit/s et multiplexés avec un espacement spectral de 100 GHz. La capacité globale atteint donc, pour cet exemple, 40 Gbit/s, la bande optique : 400 GHz et la densité spectrale d'information : 0.1 bit/s/Hz.

Dans le cas (b) de la figure 2.1, La capacité de la transmission est augmentée par un accroissement du débit de modulation de B à B', les longueurs d'onde porteuses des lasers restant inchangées. Dans l'exemple d'un nouveau débit B' valant 40 Gbit/s la capacité et la densité spectrale sont quatre fois plus importantes. Les difficultés de l'opération résident dans l'obtention de ce nouveau débit, par une amélioration de l'électronique haute fréquence des équipements terminaux, dans le cas de l'ETDM, ou par un multiplexage OTDM de canaux modulés à un débit inférieur. Mais ce n'est pas tout, il faudra étudier l'ensemble des effets physiques de la propagation optique à ce nouveau débit pour optimiser la conception de l'intégralité du système de transmission. Par ailleurs, si l'espacement spectral devient comparable à l'étendue spectrale de la modulation d'un canal (plus précisément $\Delta\lambda < 1.5\Delta\lambda_c$), de nouvelles difficultés proviendront de la diaphotie linéaire entre canaux (Cf. chapitre 1 § II.2.3.).

Dans le cas (c) de la figure 2.1, ce n'est plus le débit de modulation qui change, mais l'espacement spectral entre canaux qui est diminué (divisé par deux à la figure 2.1) alors que la bande optique est toujours constante. On ajoute donc, simplement, des canaux supplémentaires. Néanmoins cette opération conduit souvent au cas où les canaux ont des longueurs d'onde porteuses proches, et leur espacement spectral devient comparable à leur étendue spectrale. Il faudra donc développer des techniques permettant de limiter la diaphotie linéaire entre canaux et leurs interactions non-linéaires en propagation. Il faut noter ici qu'une augmentation de la capacité de même valeur que dans le cas (b) peut être obtenue sans changer le débit de modulation. Autrement dit, ce n'est pas le débit de modulation qui fixe seul la capacité totale transportée par une bande optique mais bien la densité spectrale d'information.

Pour le cas (d), on ajoute aussi des canaux comme dans le cas (c) mais cette fois en gardant un espacement spectral constant. Les difficultés précédentes n'ont pas lieu, mais le remplissage de la bande optique est par ailleurs limité. Cette limitation provient essentiellement des pertes de la fibre optique et des bandes d'amplification (Cf. Chapitre 1). La figure 2.2, donne la terminologie de ces bandes optiques disponibles pour la transmission de canaux. La bande la plus utilisée aujourd'hui est la bande C (*Common*). La bande L (*Long*) y est parfois ajoutée pour des expériences de laboratoire, et l'utilisation des bandes S (*Short*) et XL (*Extra-Long*) n'appartient encore qu'au domaine de la recherche.

Certes, l'augmentation de la capacité, par le nombre de canaux, ne présente pas un changement considérable de la conception du système de transmission, comme ceci peut être le cas par une évolution du débit de modulation et il est souvent aisé de penser que cette opération se réduit, du point de vue technologique à un simple ajout de canaux, mais ceci est faux ! Des difficultés liées à la quantité des canaux viennent, en effet, modifier plus profondément la conception d'un système. Ces difficultés sont par exemple l'obtention d'une distribution homogène de puissance et de rapport signal à bruit sur l'ensemble des canaux, le transfert de puissance des canaux de courte

longueur d'onde vers les canaux de grande longueur d'onde par l'effet Raman auto-induit (Cf. Chapitre 1 § I.6.2.2.), ainsi que la variation de la dispersion cumulée en fonction de la longueur d'onde porteuse des canaux.

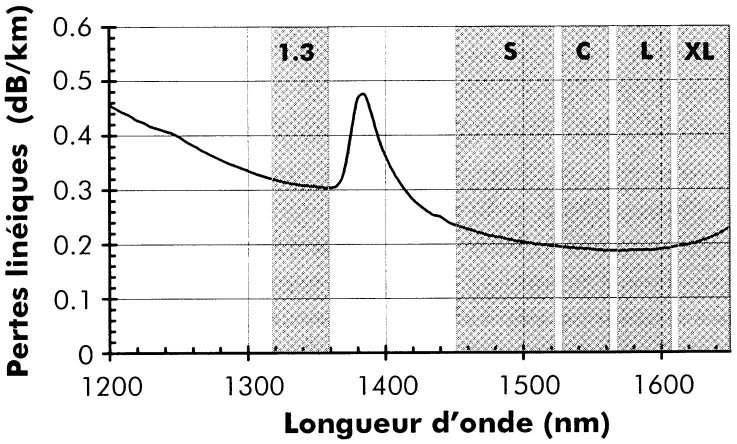


*figure 2.2 : Bandes optiques disponibles pour les transmissions WDM : **1.3** pour la bande à 1.3 µm, **S** pour la bande « Short » (courtes longueurs d'onde), **C** pour « Common », **L** pour « Long ».*

Dans notre étude, nous n'explorerons pas la possibilité (d) de la figure 2.1 et nous nous positionnerons donc dans le cadre où les bandes optiques disponibles sont exploitées. Or, si la bande optique est fixée, une augmentation de la capacité passe alors par une augmentation de la densité spectrale. C'est pourquoi nous y avons consacré ce chapitre. Nous utiliserons à la fois les possibilités (b) et (c) de la figure 2.1, puisque les canaux seront modulés à 40 Gbit/s plutôt qu'à 10 Gbit/s, et le nombre de canaux sera augmenté tout en gardant une bande optique donnée. Les difficultés, propres à la propagation, et liées à l'augmentation du débit de 10 Gbit/s à 40 Gbit/s ne sont pas étudiées ici, elles font l'objet du chapitre 3 suivant. Dans ce chapitre 2, nous chercherons donc à optimiser les techniques de multiplexage et démultiplexage en configuration *back-to-back*.

II. Densité spectrale et filtrage optique à la réception

II.1. Constatation expérimentale

La principale motivation d'une étude en simulation numérique du filtrage optique pour les transmissions fonctionnant au débit de 40 Gbit/s a été une observation expérimentale, antérieure au travail de thèse, que nous allons décrire ici. Considérons un canal de transmission, modulé au format NRZ et de longueur d'onde porteuse λ_0. Le spectre de ce canal est représenté à la figure 2.3 (a) et a une étendue spectrale notée $\Delta\lambda_C$. Cette étendue spectrale peut être définie comme étant la largeur spectrale à –20 dB de la puissance de la porteuse, par exemple. Nous utilisons ici, dans le récepteur, un filtre optique de bande passante à 3 dB notée B_o et dont la fonction de filtrage (fonction de transfert du filtre) présente un maximum de transmittance pour une longueur d'onde λ_f. Cette longueur d'onde est d'ailleurs, très souvent, la longueur d'onde centrale de la fonction du filtre optique. Le verbe « filtrer » signifiera pour tout le

manuscrit : « laisser passer la majorité des composantes spectrales du canal dans la bande passante du filtre », dans le cas contraire on utilisera plutôt « rejeter ».

La particularité de l'expérience est ici, d'appliquer un filtrage étroit et décalé ; « étroit » (ou « fort ») voulant dire que la bande passante du filtre optique est inférieure à l'étendue spectrale du canal reçu et, « décalé », signifiant que la longueur d'onde λ_f du filtre est différente de la longueur d'onde porteuse, λ_0, du canal. Nous emploierons souvent, par la suite, ces deux termes : étroit et décalé et ils auront ces définitions, relatives au spectre du canal à réceptionner. Une allure de principe de la fonction de filtrage du filtre optique, étroit et décalé est superposé au spectre du canal modulé au format NRZ à la figure 2.3 (a). Cette expérience a été menée au débit de 40 Gbit/s et la largeur de bande B_O du filtre était d'environ 0.3 nm. La particularité de l'expérience consiste en un filtrage de bande passante plus étroite que l'étendue spectrale des canaux qu'il était difficile à mettre en œuvre à des débits inférieurs (comme par exemple à 10 Gbit/s), pour lesquels la technologie des filtres optiques ne permettait pas d'atteindre des valeurs de bande passante suffisamment faibles. Or l'étendue spectrale d'un canal modulé à 40 Gbit/s, quatre fois plus importante qu'au débit de 10 Gbit/s, offre d'emblée la possibilité d'un filtrage étroit, dans le spectre du canal lui-même. Il suffit d'employer des filtres, utilisés pour le démultiplexage de canaux à 10 Gbit/s, d'une largeur d'environ 0.3 nm, pour récupérer l'information contenue dans des canaux modulés à 40 Gbit/s !

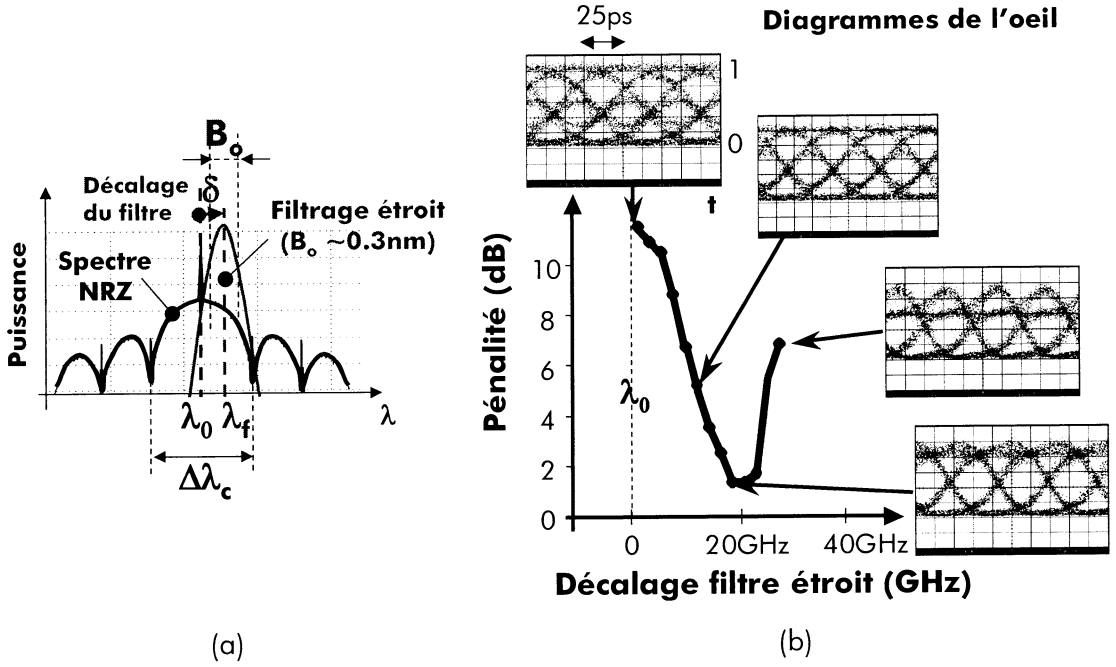


figure 2.3 : Observation expérimentale de l'intérêt, pour la réception de l'information d'un canal, d'un filtrage optique étroit et décalé par rapport à sa longueur d'onde porteuse. (a) principe de l'expérience dans le domaine spectral, (b) résultat en termes de pénalité par rapport au cas sans filtre et de diagramme de l'œil en fonction du décalage du filtre.

Les résultats de l'expérience menée en configuration *back-to-back*, sont reportés à la figure 2.3 (b) [93], par un graphique montrant la pénalité obtenue à la réception des informations par rapport une configuration de récepteur sans filtre en fonction du décalage du filtre, noté par la suite δ ($\delta=\lambda_f-\lambda_0$). Partant de la configuration sans décalage du filtre optique, jusqu'à un décalage d'environ 40 GHz, on constate que la

réception du signal s'améliore, puis, se dégrade à nouveau. Pour quelques configurations de décalage du filtre, des diagrammes de l'œil montrent l'évolution temporelle de la qualité des symboles qui seront fournis au récepteur. Lorsque le filtre n'est pas décalé, sa bande passante est beaucoup trop étroite pour une réception viable du signal, ne laissant pas assez passer les hautes fréquences de la modulation. Dans un tel cas, le diagramme de l'œil se ferme. Puis, pour un décalage dit « optimal » puisqu'il mène à la meilleure qualité de réception, on assiste à une réouverture de l'œil. A ce décalage spectral, le filtre laisse passer une certaine répartition de composantes spectrales du canal, visiblement suffisante pour retrouver l'information ! Enfin un décalage trop important (> 30 GHz) implique, bien évidemment, la perte des informations. On conclut donc d'une telle expérience, qu'un filtrage étroit et décalé, c'est-à-dire, que d'une moitié du spectre de modulation d'un canal, peut permettre de récupérer l'information contenue dans celui-ci.

La disponibilité des filtres permettant un filtrage optique plus étroit que l'étendue spectrale des canaux, rendue plus aisée par l'augmentation de leur débit de modulation, est à la base des études montrées dans ce chapitre et visant à augmenter la densité spectrale. L'approche suivie ici, consiste à rechercher des moyens techniques pour la réalisation pratique de transmissions à haute densité spectrale d'information en tenant compte de cette faculté de filtrage propres au débits supérieurs ou égaux à 40 Gbit/s. L'utilisation de formats à étendue spectrale réduite comme les formats duobinaires ou de type PSBT et de la suppression d'une demi-bande spectrale de modulation des canaux (SSB : *Single-Side-Band* ou BLU : Bande Latérale Unique) ont déjà été mises en avant pour l'augmentation de la densité spectrale [91],[92]. L'originalité du travail présenté ici, consiste en l'étude précise du filtrage optique dans la bande de l'étendue spectrale des canaux, en vue de réduire l'espacement spectral entre canaux. Nous ne traiterons pas ici d'une étude théorique de la densité spectrale d'information, ainsi que des limitations de cette densité dans le cadre de la transmission sur fibre optique. Une telle étude théorique peut être, quant à elle, trouvée dans l'ouvrage [2] ou les articles **[87],[88],[89],[90]**.

II.2. Principe des simulations

Nous allons détailler, maintenant, le principe des simulations numériques que nous utiliserons tout au long du chapitre, pour étudier le filtrage optique. La figure 2.4 montre le schéma de base des simulations. Ce schéma correspond à une configuration *back-to-back*, donc, sans ligne de transmission. A l'émission, N canaux sont produits par N émetteurs (Tx) et ils transportent des données D_i décorrélées entre elles par un décalage temporel des séquences de symboles. Cette décorrélation est nécessaire pour une étude correcte de la *diaphotie* linéaire entre canaux, comme nous le verrons au § II.3.3. La longueur des séquences est fixée à 512 bits (2^9). Le format de modulation employé est toujours le format NRZ sauf pour la partie, concernant l'influence du choix du format sur la densité spectrale d'information (§V.1.). Ce format de modulation a un taux d'extinction de 13 dB avec un temps de montée de 25 % du temps bit. Lorsque cela n'est pas précisé, le *chirp* du signal, éventuellement induit par la modulation, est considéré comme nul et il en est de même pour la dispersion chromatique cumulée. Le débit de modulation employé est de 42.66 Gbit/s, correspondant au cas d'un débit de 40 Gbit/s auquel est rajouté un sur-débit nécessaire au codage pour la correction des erreurs (Cf. Chapitre 1 § II.5.). Les canaux sont ensuite multiplexés dans la même fibre. Puis vient directement le filtrage optique qui sert à la fois au démultiplexage des canaux et à un éventuel filtrage optique dans le spectre du canal étudié. On appelle

par la suite ce canal, le canal « filtré ». Les canaux portés par des longueurs d'onde proches de la longueur d'onde porteuse du canal filtré seront alors nommés « canaux voisins » compte-tenu de leur proximité spectrale. Le filtre optique aura des paramètres variables : forme, bande passante à 3 dB (B_o) et longueur d'onde λ_f dite « centrale », telle que définie au § II.1. précédent. Ensuite le canal filtré est analysé par le récepteur (Rx). Celui-ci comprend une photodiode suivie d'un filtre électrique de forme de fonction de filtrage de type Bessel d'ordre 5 et de bande passante à 3 dB valant 29.8 GHz (soit environ 70% de la fréquence d'horloge de la modulation à 42.66 GHz). La qualité de la réception de l'information sera évaluée, ici, par le facteur Q' défini au chapitre 1 § III.3.1.3. Plus ce facteur est important, plus la qualité de réception du signal est bonne.

Ces simulations numériques ont pour but d'analyser les dégradations du signal provenant soit de la *diaphotie* linéaire causée par les canaux voisins du canal filtré (Cf. chapitre 1 § II.2.3.) soit d'un filtrage optique étroit qui rejette une partie des composantes spectrales du canal filtré. Par conséquent, l'influence du bruit sur la qualité du signal ne sera pas prise en compte dans ces simulations numériques. Néanmoins l'atténuation de la puissance du canal filtré, causée par un filtrage étroit peut être analysée par une mesure de puissance avant la réception (comme indiquée à la figure 2.4. Par ailleurs les signaux seront considérés, sauf précision contraire, comme scalaires, c'est-à-dire que leurs champs optiques ont des polarisations rectilignes et identiques et que l'on ne prend, par suite, pas en compte tout effet éventuel lié à la polarisation des canaux.

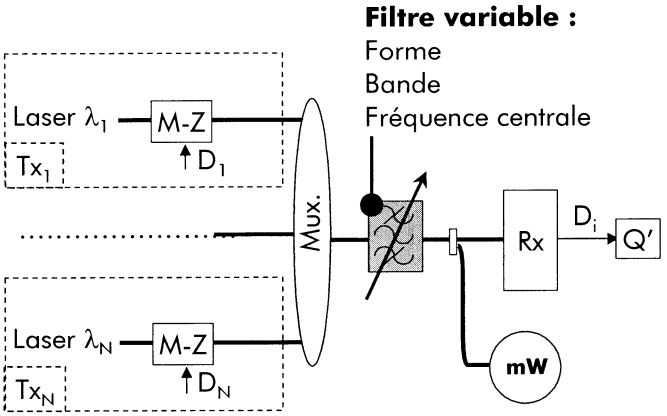


figure 2.4 : Schéma de principe des simulations numériques pour l'étude du filtrage optique et de la diaphotie linéaire entre les canaux WDM. L'étude est faite en configuration back-to-back (mux. : multiplexer, M-Z : modulateur de type Mach-Zehnder, Tx : émetteur, Rx : récepteur, D : données, mW : puissancemètre).

La figure 2.5 illustre, dans le domaine spectral, les diverses possibilités offertes par les simulations numériques. Dans le cas (a) de cette figure, on considère un émetteur fournissant un seul canal et l'étude du filtrage correspondra alors, à l'étude d'un filtrage étroit dans la bande du signal. Dans le cas (c), le canal filtré est, cette fois, entouré par quatre canaux dont deux ont des longueurs d'onde porteuses plus élevées que celle du canal filtré et deux autres de longueurs d'onde porteuses plus basses. Ces quatre canaux seront appelés « canaux voisins » du canal filtré et auront généralement un espacement spectral régulier valant $\Delta\lambda$. L'étude dans le cas (c) apportera, en supplément au cas (a), l'analyse de la dégradation par *diaphotie* linéaire provenant

des canaux voisins. Le cas (b) quant à lui, correspond à la même configuration que le cas (c) mais sans le canal central. Ce cas (b) pourra servir à évaluer la puissance des canaux voisins passant dans la bande du filtre servant à filtrer le canal central. Ayant cette valeur de puissance et celle relevée au cas (a), il est alors possible d'avoir une évaluation de la *diaphotie* en termes de rapport de puissance du canal central sur la puissance des canaux voisins. Malgré l'ensemble de ces possibilités nous nous intéresserons le plus souvent à la qualité du signal reçu, fournie par le facteur Q', puisque c'est cette qualité qui permettra d'optimiser le filtrage optique et la configuration de l'émetteur.

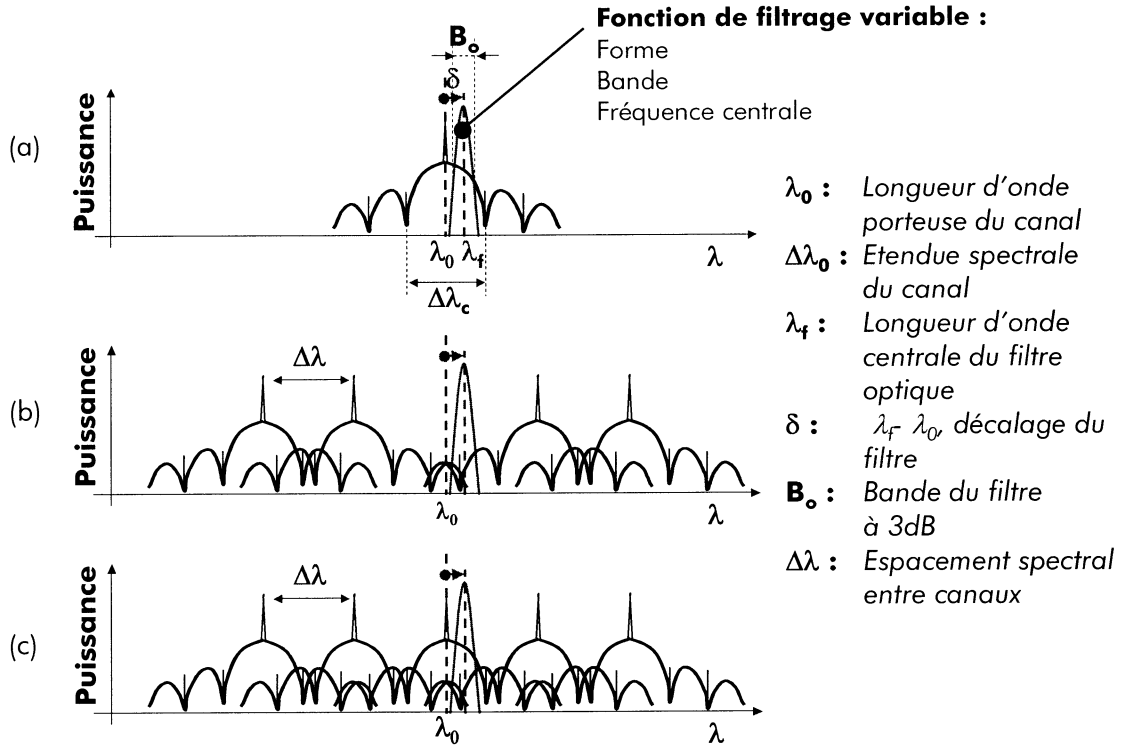


figure 2.5 : principe d'analyse du filtrage optique et de la diaphotie linéaire entre les canaux multiplexés en longueur d'onde. (a) : cas d'un seul canal filtré, (b) : étude de la puissance des canaux voisins passant dans le filtre optique, (c) : analyse de la qualité du signal dans la configuration finale.

Pour tous ces cas (a,b,c) de configuration de la figure 2.5, on étudiera la qualité de réception du canal central de longueur d'onde porteuse λ_0, par l'intermédiaire du filtre variable décrit à la figure 2.4. Les allures des fonctions de transfert des filtres les plus utilisées dans les simulations sont fournies sur la figure 2.6. Il s'agit des fonctions de transfert en puissance du type dit rectangulaire, Bessel d'ordre 5, gaussien ou Butterworth d'ordre 3. Le filtre rectangulaire a, bien entendu, la forme de fonction de filtrage qui sélectionne uniformément des composantes spectrales dans la bande B_O et rejette totalement les autres. Une telle fonction de filtre est souvent dite à flancs raides et sommet plat (ou « *flat-top* » en anglais). Les fonctions de transfert les plus proches de celle du filtre rectangulaire tout en ayant un caractère plus réel, sont les fonctions des filtres de type Butterworth. Ensuite viennent les fonctions de transfert des filtres du type Bessel ou gaussien avec une fonction de filtrage à variations de plus en plus douces. La variation de l'ordre des filtres, le cas échéant, permet d'apporter des nuances

supplémentaires quant à la « raideur des flancs ». Les fonctions de transfert des filtres étudiés seront toutes considérées à phase uniforme. Néanmoins nous montrerons un cas particulier pour une fonction de transfert à phase non uniforme au § III.1.2.3. .

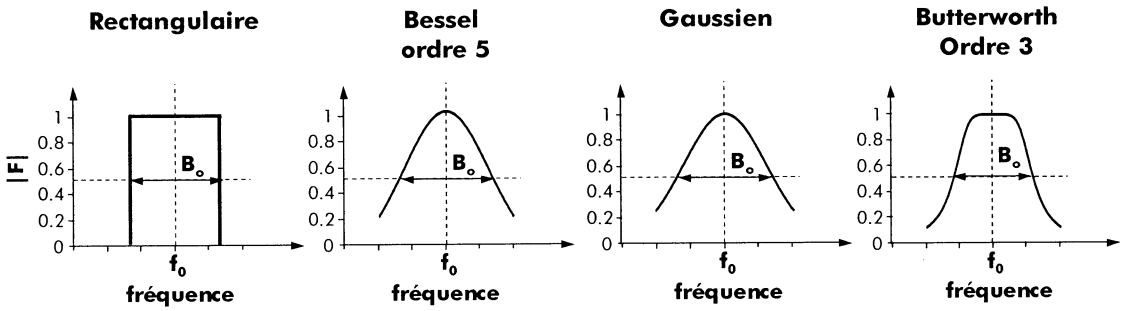


figure 2.6 : Allure des fonctions de transfert en puissance F(jf) des filtres utilisés dans les simulations. Sauf précision, la phase de ces filtres sera supposée uniforme.

La bande passante à 3 dB (B_o) des filtres varie de 0.2 nm à 0.8 nm par pas de 0.05 nm, tandis que leur décalage par rapport à la longueur d'onde porteuse du canal filtré (δ), varie de 0 nm à 0.3 nm voire 0.4 nm, par pas de 0.05 nm également. Ce décalage sera effectué, dans certains cas, de part et d'autre de la longueur d'onde porteuse du canal filtré, et δ sera alors compris entre –0.4 nm à + 0.4 nm. Ces valeurs de bande passante et décalage de filtre ont été choisies compte-tenu de l'étendue spectrale d'un canal modulé à 42.66 Gbit/s. Il est tout à fait possible de transposer les résultats à d'autres débits de modulation par simple mise à l'échelle de ces valeurs. La différenciation entre les débits peut advenir lors de la réalisation technologique des filtres de très courte bande passante (<0.1 nm) ou que les effets de propagation sont prise en compte.

Les résultats de simulation de filtrage optique correspondront tout d'abord au cas du filtrage d'un seul canal (§ II.3.1.), pour lequel nous analyserons plus en détail le cas de l'expérience montrée au § II.1. puis dans une configuration WDM au § II.3.3. Nous verrons alors, pour terminer ce § II. , les limitations concernant le « rapprochement spectral » des canaux, limitations que nous chercherons à combattre par des techniques présentées dans la suite du chapitre.

II.3. Etude du filtrage optique à la réception

II.3.1. Cas d'un seul canal filtré

Nous nous plaçons, pour commencer l'étude du filtrage, dans le cas très simple d'une configuration d'émetteur à un seul canal (cas a de la figure 2.5). Les résultats présentés ici mènent à des conclusions plus ou moins évidentes, mais ils seront l'occasion de montrer le mode de représentation des résultats. La figure 2.7 donne les valeurs de facteur Q' obtenues, sur une échelle de niveaux de gris en fonction de la bande passante et du décalage des filtres optiques. Cette figure présente les résultats pour quatre types de filtre : rectangulaire, Butterworth d'ordre 3, gaussien et gaussien d'ordre 2. Première constatation (évidente) : plus la bande du filtre optique est large, plus le signal reçu est de bonne qualité pour tous les types de filtre. En effet, une limitation pour les grandes valeurs de bande passante proviendrait de l'intégration dans cette bande du bruit optique. Or, celui-ci n'est pas présent dans ces simulations.

Nous reviendrons sur ce point plus tard. Deuxième constatation : lorsqu'on diminue la bande passante des filtres en deçà de 0.3 nm, les évolutions du facteur Q' ne sont plus similaires suivant le type de filtre. Par ordre décroissant de dégradations induites au signal on aura : le filtre gaussien, puis gaussien d'ordre 2, butterworth d'ordre 3 et enfin rectangulaire. On remarque une chose attendue : plus les fonctions de filtrage des filtres présentent des flans raides plus le signal reçu est dégradé pour ces faibles valeurs de bande passante. Pour les filtres qui ne sont pas du type rectangulaire, on constate pour une valeur de bande passante faible devant l'étendue spectrale du signal (étendue d'environ 0.6 nm) que le facteur Q' est plus élevé si on décale le filtre optique par rapport à la longueur d'onde porteuse du signal. Cela correspond à l'observation expérimentale du § II.1. ! Nous détaillerons cet aspect au § II.3.2. suivant.

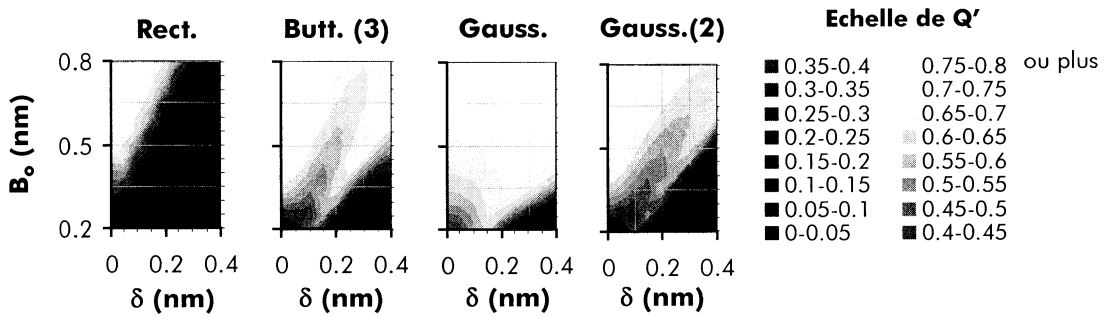


figure 2.7 : Facteur Q' obtenu pour un canal modulé à 42.66 Gbit/s dans la configuration (a) de la figure 2.5 pour différents types de filtre : rectangulaire (Rect.), Butterworth d'ordre 3 (Butt. 3), gaussien (Gauss.) et gaussien d'ordre 2. Pour chaque filtre, le facteur Q' est montré en fonction de la bande passante à 3 dB (B_O) et du décalage du filtre par rapport à la longueur d'onde porteuse du canal (δ).

La figure 2.8, quant à elle, reprend, pour sa forme, la figure précédente, mais montre les pertes du signal causées par le filtrage optique. Bien sur, celles-ci sont d'autant plus importantes que la bande passante des filtres est étroite et le décalage des filtres est grand. Ces résultats ont pour utilité de compléter l'étude de la qualité du signal reçu en fournissant la fonction Pertes=f(B_o,δ) pour tous les filtres.

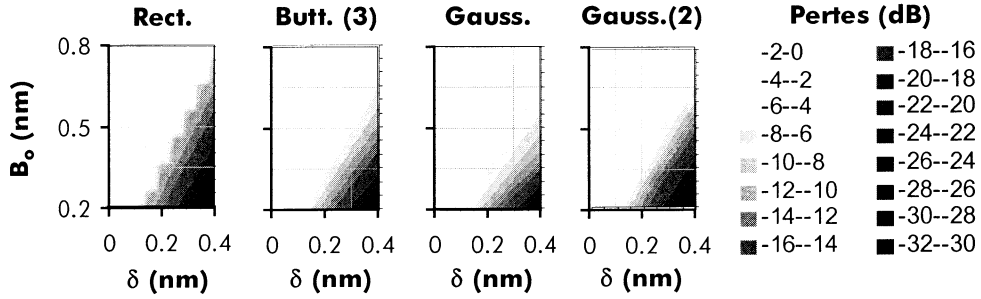


figure 2.8 : Graphiques de facture identique à ceux de la figure 2.7, mais montrant cette fois les pertes du signal causées par le filtrage.

II.3.2. Analyse du filtrage en bande latérale atténuée à la réception

Parmi les résultats du paragraphe précédent, nous allons maintenant préciser ceux concernant un filtrage très étroit. Nous allons détailler ici les résultats de simulations pour un filtre de bande passante valant 0.25 nm, correspondant à un cas typique de filtre utilisé au laboratoire. La figure 2.9 montre une coupe des résultats obtenus en figure 2.7, justement pour cette valeur de bande passante de 0.25 nm et pour le filtre gaussien, puisque c'est celui qui fournissait la meilleure réception du signal dans le cas d'un filtrage étroit. Les courbes de cette figure (à droite), fournissent l'évolution du facteur Q' et des pertes induites par le filtrage en fonction du décalage du filtre. On constate que le facteur Q' augmente puis diminue à nouveau lorsqu'on décale le filtre de sa position initiale, calée sur la longueur d'onde porteuse du canal filtré, jusqu'à un décalage de 0.4 nm. Or on retrouve bien, par ces simulations numériques, le comportement observé en expérience (Cf. § II.1.) en « renversant les courbes » obtenues puisqu'un facteur Q' important correspond à une faible dégradation de la qualité de réception des informations. La valeur du décalage optimal du filtre, c'est-à-dire, menant au facteur Q' maximal est sur la courbe de la figure 2.9 de 0.16 nm, ce qui correspond bien au décalage optimal, observé en expérience (0.16 nm équivaut à 20 GHz pour une longueur d'onde proche de 1550 nm). La valeur du facteur Q' maximale, obtenue (sommet de la courbe en figure 2.9) est, quant à elle, d'environ 0.65, soit une pénalité sur le facteur Q' (définie au chapitre 1 § III.3.2.) d'environ 1 dB par rapport au cas d'un filtrage gaussien, centré sur la longueur d'onde porteuse du canal et de 0.8 nm de bande passante (pour lequel la valeur de Q' est de 0.74). La valeur de la pénalité sur le facteur Q', obtenue pour un filtre non décalé de bande passante valant 0.25 nm est, pour sa part, d'environ 4 dB ! On remarque donc bien l'intérêt d'un décalage du filtre lorsque celui-ci présente une bande passante aussi étroite. La valeur des pertes induites par le filtrage vaut, quant à elle, environ à 5 dB dans le cas du décalage optimal du filtre. Ces pertes supplémentaires peuvent généralement être compensées, par l'usage d'un pré-amplificateur dans la chaîne de réception.

On remarque, par ailleurs, une différence avec la courbe expérimentale de la figure 2.3, même si les échelles y sont différentes : la dégradation du signal dans le cas du filtre étroit non décalée paraît, expérimentalement, bien plus importante par rapport au cas optimal de décalage du filtre, que dans les simulations numériques.

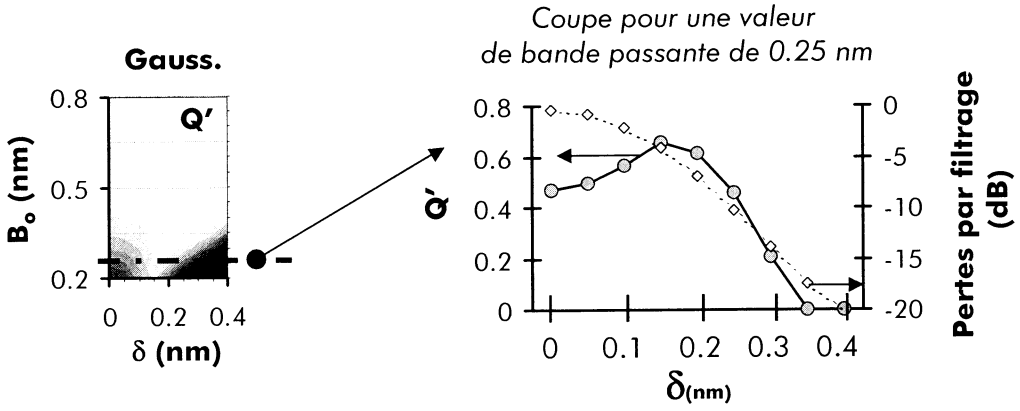


figure 2.9 : Coupe des résultats obtenus pour le filtre gaussien (Cf figure 2.7) dans le cas d'une bande passante à 3 dB valant 0.25 nm. Les courbes de droite donnent à la fois l'évolution du facteur Q' et des pertes induites par le filtrage, en fonction du décalage du filtre.

Pour le cas du décalage optimal du filtre étroit, le spectre obtenu après filtrage est reporté sur la figure 2.10 (en noir). Pour comparaison, nous avons ajouté en filigrane le spectre du format NRZ avant filtrage. On remarque qu'après ce filtrage optique, la longueur d'onde porteuse, provenant de l'émission laser continue, n'est plus centrée avec le barycentre en puissance du spectre de modulation. D'autre part, sur l'exemple de la figure 2.10, le filtre étant décalé, à partir de la longueur d'onde porteuse, vers les courtes longueurs d'onde, la bande latérale du spectre du format NRZ initial, comprenant les composantes spectrales de plus grande longueur d'onde, est atténuée par le filtrage. Le spectre obtenu après filtrage est souvent appelé, spectre à bande latérale atténuée (BLA) aussi nommé en anglais, spectre VSB pour *Vestigial Side Band*. Il est courant de nommer le format de modulation obtenu, format NRZ-BLA (ou NRZ-VSB) et, de même, le type de filtrage : filtrage BLA (ou VSB). Pour préciser encore les expressions qui seront utilisées pour la suite de cette étude, nous dirons, abusivement, que le filtrage BLA a été effectué « à gauche » lorsque le filtre optique sera décalé par rapport à la longueur d'onde porteuse vers les courtes longueurs d'onde et « à droite » dans le cas contraire. Par exemple à la figure 2.10, le filtrage BLA est effectué « à gauche » correspondant à un décalage du filtre de –0.16 nm par rapport à la longueur d'onde porteuse. Les résultats expérimentaux de la figure 2.3 et en simulation numérique, montrent que l'on peut retrouver toute l'information contenue dans le spectre du signal modulé au format NRZ avant filtrage, dans le spectre BLA obtenu par filtrage « à gauche » ou « à droite ». Nous verrons dans la suite de ce chapitre (§ III.), l'intérêt pour la densité spectrale d'information d'une telle constatation. Après avoir étudié les résultats concernant le filtrage dans une configuration WDM, nous détaillerons plus avant les implications du filtrage BLA au § III.1.2. où nous verrons qu'il n'est parfois pas équivalent d'appliquer un filtrage BLA « à gauche » ou « à droite ».

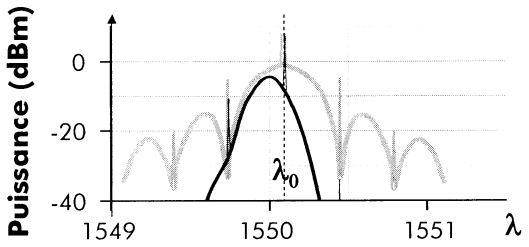


figure 2.10 : Spectre du signal après filtrage par un filtre optique d'une bande à 3 dB de 0.25 nm décalé de 0.16 nm. Le spectre du signal au format NRZ initial est reporté en grisé.

II.3.3. Analyse du filtrage optique en réception pour une configuration WDM

Pour l'instant, les simulations concernaient le cas d'un canal unique, et l'étude portait simplement sur les dégradations du signal provenant d'un filtrage optique de bande passante plus étroite que l'étendue spectrale de la modulation. Ici nous allons voir une étude du filtrage dans le cas de canaux WDM. Le principe des simulations est celui décrit au § II.2. On évalue ici la qualité du signal reçu, par le facteur Q' obtenu pour le canal de longueur d'onde centrale parmi cinq canaux, comme explicité à la figure 2.5 au cas (c). Le format de modulation reste le format NRZ et chaque canal est modulé par la même séquence binaire de 512 symboles, mais décalée d'un canal à l'autre pour décorréler les informations sur l'ensemble des 5 canaux. A ce titre, pour insister

sur la nécessité d'une telle décorrélation des données pour les différents canaux, la figure 2.11 montre les résultats de facteur Q' obtenus pour le canal « central » (dans le domaine spectral), parmi ces 5 canaux modulés au débit de 42.66 Gbit/s et multiplexés avec un espacement spectral de100 GHz. Les résultats sont toujours déclinés en fonction de la bande passante du filtre et de son décalage par rapport à la longueur d'onde porteuse du canal dit central. On remarque sans décorrélation des données, les surfaces de niveaux du facteur Q' ressemblent à celles de l'étude du filtrage d'un canal seul de la figure 2.7 (pour le filtre gaussien étudié ici). C'est un peu comme si on ne « voyait » pas les autres canaux, c'est-à-dire que la *diaphotie* linéaire, provenant du passage dans le filtre optique de l'énergie parasite provenant des canaux « voisins » était inexistante. Le graphique de gauche de la figure 2.11, correspondant au cas avec décorrélation des données entre canaux, illustre bien, quant à lui, les dégradations dues à la *diaphotie* linéaire causée par les autres canaux, puisque lorsqu'on augmente la bande passante du filtre, les surfaces de niveau de facteur Q' deviennent sombres, et la qualité de réception des informations y est donc mauvaise. On s'attachera bien, par la suite, à utiliser un décalage temporel entre les séquences de données d'un canal à l'autre, lequel sera choisi aléatoirement dans l'intervalle d'une durée de séquence. D'un tirage aléatoire à l'autre, les qualités de réception peuvent légèrement différer si l'espacement entre canaux et faible et, par conséquent, les dégradations, dues à la *diaphotie* linéaire, fortes. Dans l'idéal, il serait donc préférable de prendre une moyenne des résultats sur plusieurs valeurs de décorrélation. Néanmoins cela nécessiterait de multiplier les simulations sans améliorer de manière significative la précision et, nous avons choisi de n'utiliser qu'une seule valeur de décorrélation des données des canaux dans les simulations. Si l'on insiste ici sur cette décorrélation, c'est aussi par rapport aux configurations expérimentales, pour lesquelles on trouve parfois des revendications d'excellente performance de transmission pas toujours justifiée, parce que les données sont corrélées par le passage de tous les canaux WDM dans le même modulateur.

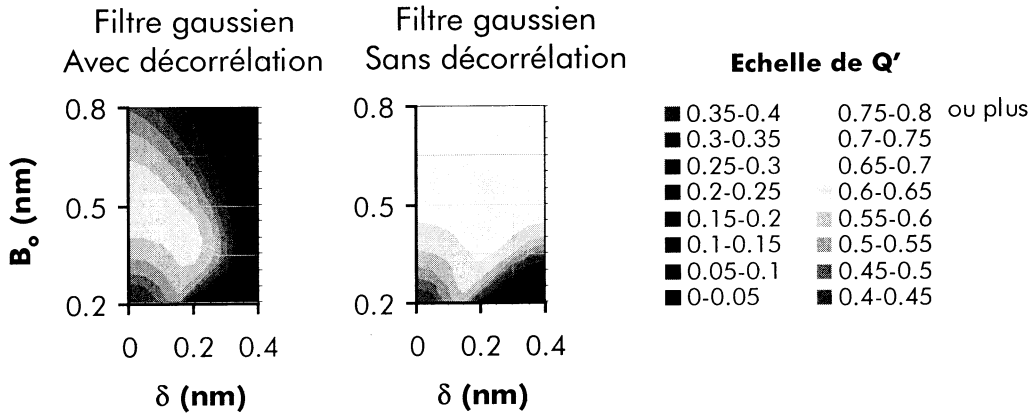


figure 2.11 : Qualité du signal reçu en termes de facteur Q' pour un canal de transmission « central » dans le domaine spectral, parmi un ensemble de 5 canaux multiplexés avec un espacement spectral de 100 GHz. La figure permet de comparer les résultats obtenus avec ou sans décorrélation des données sur les différents canaux.

Suite à cet aparté, concernant la décorrélation des données, nous allons maintenant comparer les résultats de réception de l'information pour des espacements spectraux entre canaux de plus en plus réduits ainsi que pour différents types de filtres optiques utilisés. Pour ces cinq canaux modulés à 42.66 Gbit/s, nous avons choisi de tester les

espacement spectraux de 50 GHz, 66 GHz, 75 GHz, 100 GHz, 150 GHz et 200 GHz. Ces espacements spectraux, exprimés en écart de longueur d'onde autour de la longueur d'onde de1550 nm, valent respectivement 0.4 nm, 0.53 nm, 0.6 nm, 0.8 nm, 1.2 nm et 1.6 nm mais nous donnerons par la suite les valeurs d'espacement spectral en fréquence. A ce titre, les espacements spectraux entre canaux, seront quelquefois annotés en fréquence sur des graphiques dont l'abscisse est comptée en longueur d'onde. La correspondance entre espacement spectral en fréquence et en longueur d'onde étant donnée par l'équation 1.68 au chapitre 1.

La figure 2.12, montre les résultats obtenus, pour les filtres à fonction de filtrage du type rectangulaire, Butterworth d'ordre 4 et gaussien, toujours en fonction de la bande passante et du décalage du filtre. Pour un espacement spectral de 200 GHz entre canaux, l'interaction entre canaux par *diaphotie* linéaire reste faible et, dans les plages de variation de bande passante et de décalage explorées, les facteurs Q' sont similaires à ceux obtenus lors de l'étude du filtrage d'un canal seul. On a alors tout intérêt à utiliser un filtre de bande passante à partir de 0.6 nm et centré sur la longueur d'onde du canal. Ensuite pour un espacement spectral atteignant 100 GHz, l'influence des canaux voisins devient significative et elle fixe la bande passante à utiliser entre 0.6 nm et 0.7 nm pour tous les filtres, avec de préférence aucun décalage par rapport à la longueur d'onde porteuse du canal. Enfin, pour des espacements spectraux inférieurs à 75 GHz, dans les meilleurs cas de bande passante et décalage du filtre, le facteur Q' n'excède pas la valeur de 0.4 soit environ 5 dB de pénalité sur le facteur Q' par rapport au facteur Q' obtenu pour le filtrage d'un canal seul avec une bande passante de 0.8 nm centrée sur la longueur d'onde porteuse. Il apparaît donc rédhibitoire de « rapprocher » les canaux de telle sorte que leur espacement spectral descende en deçà de 75 GHz voire 100 GHz . Ce constat fixe, pour ce format NRZ et cette configuration de terminaux, la densité spectrale maximale à environ 0.53 $bit.s^{-1}.Hz^{-1}$ (pour 75 GHz d'espacement) voire 0.4 $bit.s^{-1}.Hz^{-1}$ (pour 100 GHz). Ces valeurs sur l'optimisation du filtrage et de l'espacement spectral entre canaux, obtenues pour le débit de modulation de 42.66 Gbit/s peuvent être transposées à tous les débits, à condition de ramener à l'échelle (de façon proportionnelle) les bandes passantes et décalage de filtre ainsi que les espacements entre canaux. Par exemple, la limitation à 75 GHz ou 100 GHz d'espacement pour le débit de 42.66 Gb/s équivaut à une limitation de 18.7 GHz ou 25 GHz d'espacement pour le débit de 10.7 Gbit/s. Cette équivalence reste, bien entendu, dans le cadre de l'étude numérique présentée ici, puisqu'à ce dernier débit la mise à l'échelle des paramètres des filtres et des multiplexeurs peut poser des problèmes technologiques.

Si l'on observe maintenant les variations de facteur Q' d'un filtre à l'autre, sur la figure 2.12, on constate que les filtres à fonction de filtrage à flans raides rejettent mieux les composantes spectrales des canaux « voisins », c'est-à-dire, par exemple, pour les filtres de type rectangulaire et Butterworth d'ordre 4, les facteurs Q', obtenus pour des bandes passantes supérieures à 0.7 nm sont plus importants que ceux fournis à l'issue d'un filtrage de type gaussien. A l'inverse ce dernier offre des facteurs Q' encore intéressants pour un filtrage étroit (<0.5 nm) et laisse la possibilité d'appliquer un filtrage du type BLA.

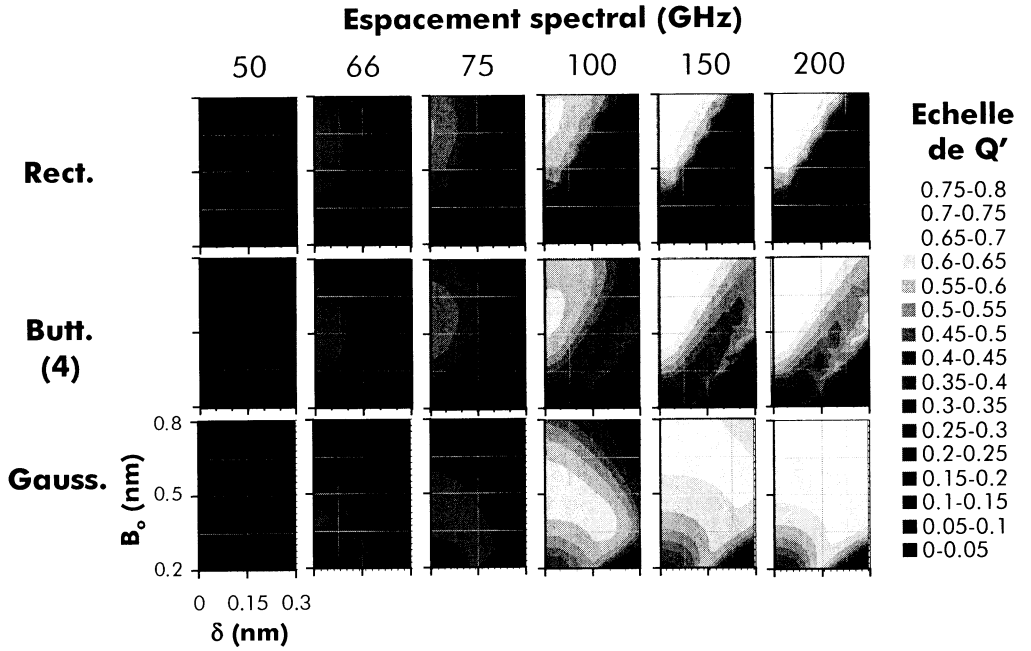


figure 2.12 : Qualité de réception de l'information du canal central parmi 5 canaux modulés à 42.66 Gbit/s avec des espacements spectraux variables de 50 GHz à 200 GHz (cas c de la figure 2.5) et pour différents types de filtres optiques (Rect. : rectangulaire, Butt. 4 : Butterworth d'ordre 4, Gauss. : gaussien).

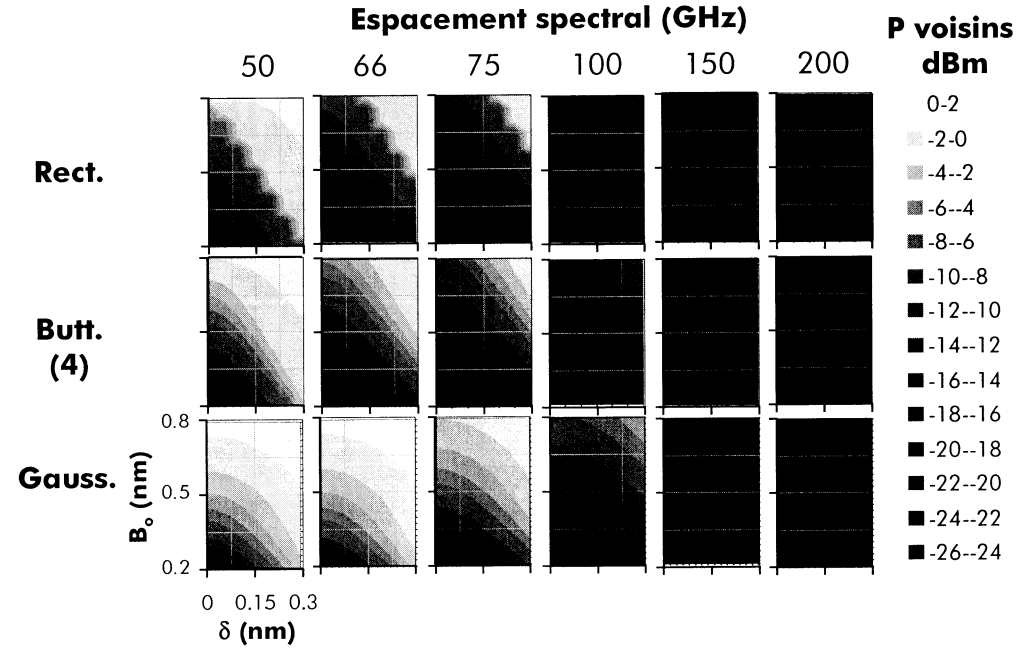


figure 2.13 : Valeurs de la puissance intégrée des canaux voisins passant dans la bande du filtre optique utilisée pour filtrer le canal central. Cette figure donne les résultats s'appuyant sur le principe décrit à la figure 2.5 dans le cas (b) et correspond au filtrage fournissant les qualités de réception de la figure 2.12 précédente.

La figure 2.13, permet de connaître la puissance parasite des canaux « voisins » qui passait dans la bande du filtre lors du filtrage du canal central, dont les résultats sont montrés en figure 2.12. Pour obtenir cette puissance la simulation est effectuée à nouveau, mais en supprimant le canal central, comme explicité à la figure 2.5 dans le cas (b), puis en relevant la puissance intégrée en sortie de filtrage. Couplés aux résultats présentés à la figure 2.8, mesurant la puissance du canal central, passant dans le filtre de réception, les valeurs de puissance données à cette dernière figure permet d'évaluer la *diaphotie* linéaire en termes de rapport entre la puissance du canal central et des canaux voisins passant dans la bande du filtre. Bien sur, cette figure n'apporte pas de conclusions supplémentaires mais peut servir de guide pour les valeurs de *diaphotie* à ne pas dépasser. Par exemple, pour les zones qui ne sont pas noires, sur cette figure 2.13, correspondant à une puissance des canaux « voisins », intégrée dans la bande du filtre, supérieure à environ –15 dBm, la *diaphotie* linéaire sera trop importante, et il sera impossible de récupérer l'information du canal central. Par exemple pour un espacement spectral inférieur à 75 GHz (c'est-à-dire 50 GHz, 66 GHz à la figure 2.13), pour avoir une puissance des canaux « voisins » inférieure à –15 dBm il faut que le filtre présente une bande passante de valeur en deçà de 0.3 nm et un décalage plus faible que 0.1 nm. Or compte-tenu des résultats de la figure 2.7, pour un canal unique, un filtrage avec ces valeurs de bande passante et décalage du filtre, la qualité du signal reçu n'est pas assez bonne pour retrouver les informations. Par conséquent, on remarque là aussi que l'espacement entre canaux, dans ces configurations et pour ce format de modulation est contraint de rester environ supérieur à 75 GHz ou100 GHz. Notre finalité ici étant d'améliorer la densité spectrale d'information, les paragraphes III. , IV. , V. et VI. du chapitre seront consacrés aux techniques permettant de descendre en dessous de ces espacements spectraux pour obtenir des densités spectrales d'information supérieures.

III. Filtrage BLA et allocation particulière de longueur d'onde

Dans les études présentées dans cette partie, nous proposons d'associer la technique de réception des informations par un filtrage BLA des canaux avec une allocation en longueurs d'onde des canaux particulières. Des articles mettent en avant l'usage d'émetteurs à allocations irrégulières des longueurs d'onde porteuses des canaux, dans le but de limiter les interactions non-linéaires en propagation, en particulier le mélange à quatre ondes entre les canaux [94]. Ici, l'allocation de longueur d'onde permet d'augmenter la densité spectrale d'information transmise.

III.1. Principe et optimisation

III.1.1. Principe

Les résultats du § II.3.2. ont montré qu'il était possible de récupérer l'information contenue dans un canal de transmission, modulé au format NRZ, en utilisant un filtre gaussien de bande passante inférieure à l'étendue spectrale du canal et dont la longueur d'onde de maximum de transmittance est excentrée par rapport à la longueur d'onde porteuse de ce canal. Ainsi, le filtrage d'une seule moitié de la bande spectrale de ce format de modulation suffisait à retrouver l'information. Partant de ce

constat, une technique possible pour densifier l'information est donc de diminuer un espacement spectral entre canaux sur deux. Ainsi la *diaphotie* linéaire entre les canaux n'a un impact très important que sur une « moitié » de la bande spectrale de chaque canal. Cette « moitié » ou « demi-bande » qualifie ici la part des composantes spectrales du spectre de modulation d'un canal correspondant soit à des longueurs d'onde plus grandes que la longueur d'onde porteuse du canal, soit plus courtes. De plus, la demi-bande sera dite, dans ce mémoire, demi-bande « droite » pour les uns (correspondant, comme nous l'avons déjà défini aux composantes du spectre de plus grandes longueurs d'onde) et demi-bande « gauche » pour les autres. Le principe d'une telle configuration d'émetteur est illustré par le spectre des canaux WDM et les fonctions de filtrage BLA à la figure 2.14. L'espacement spectral des canaux y vaut alternativement a GHz puis b GHz, b étant supérieur à a. De cette façon les canaux modulés au format NRZ présentent une demi-bande spectrale de modulation quasiment superposée avec un de ses canaux voisins, et souffrant par conséquent d'une *diaphotie* linéaire forte. A la réception nous choisissons alors de récupérer l'information en utilisant un filtrage du type BLA, appliqué à la demi-bande spectrale de chaque canal qui souffre le moins de *diaphotie* linéaire, et qui correspond donc à la demi-bande spectrale située dans l'espacement spectral le plus important (d'une valeur de b GHz). Ainsi, on choisit de sacrifier à la *diaphotie* une moitié de bande spectrale de chaque canal, et c'est ce sacrifice qui permet l'augmentation de la densité spectrale par rapport à des canaux régulièrement espacés. Le filtrage BLA est par conséquent appliqué d'un canal à l'autre, alternativement « à gauche » et « à droite ».

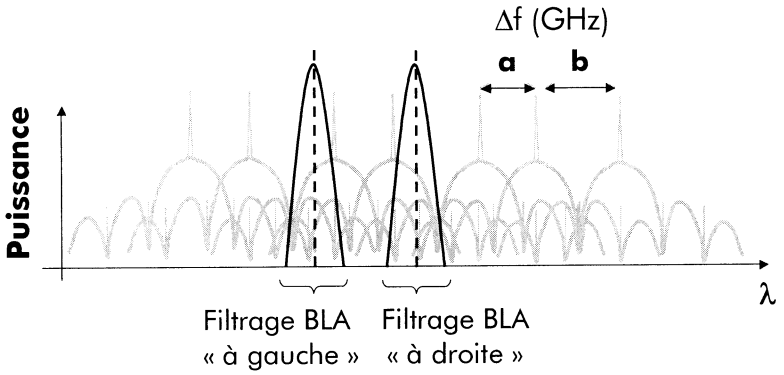


figure 2.14 : Principe du filtrage BLA associé à une allocation en longueur d'onde particulière. L'espacement spectral entre les canaux vaut alternativement a GHz puis b GHz (a<b). Le filtrage BLA est appliqué, pour chaque canal sur la moitié de bande spectrale appartenant à l'espacement le plus grand, c'est-à-dire où la diaphotie linéaire est la plus faible.

Dans la suite de ce § III. , nous allons voir les implications de la mise en œuvre expérimentale d'une telle technique de filtrage BLA « à droite » ou « à gauche » et l'optimisation des valeurs d'espacement spectral alterné : a et b.

III.1.2. Dissymétrie spectrale du filtrage BLA

III.1.2.1. *Observations expérimentales*

Si nous prolongeons l'analyse expérimentale du filtrage optique vue au § II.1. pour des décalages de filtre optique vers les basses fréquences nous obtenons les résultats de la figure 2.15. Le décalage optimal du filtre optique est le même en valeur absolue, et

vaut environ 20 GHz, que se soit vers les hautes ou basses fréquences. Cependant, la qualité de réception du signal, pour un filtre décalé, à partir de la fréquence porteuse du canal filtré, vers les basses fréquences, apparaît moins bonne que vers les hautes fréquences. Par conséquent, il n'est pas équivalent, dans cette expérience d'appliquer un filtrage BLA de part et d'autre de la fréquence porteuse du canal filtré.

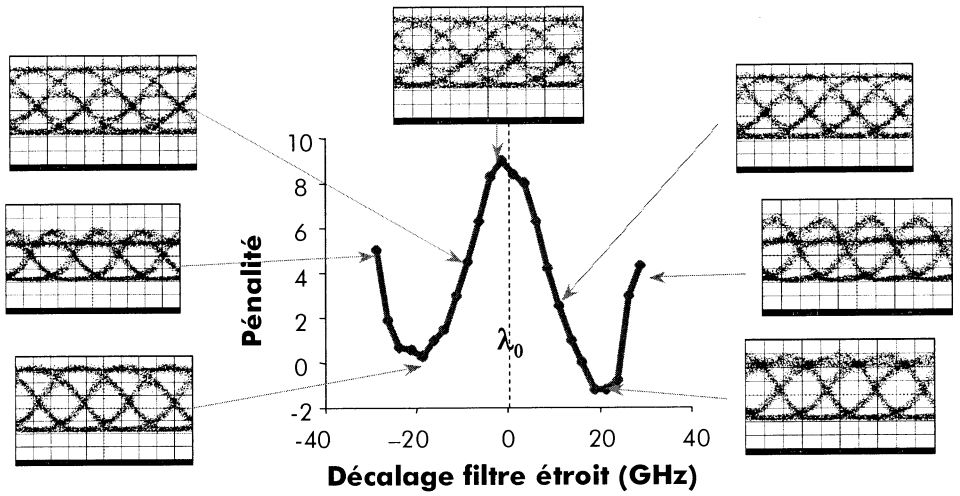


figure 2.15 :Analyse expérimentale de la qualité de réception de l'information contenue dans un canal modulé au format NRZ et filtré par un filtre de bande passante valant 0.25 nm, en fonction du décalage de ce filtre par rapport à la longueur d'onde porteuse du canal. Cette figure reprend les résultats de la figure 2.3 et les étend au cas de décalage du filtre vers les courtes fréquences.

Trouve-t-on la même dissymétrie de filtrage BLA en utilisant les simulations précédentes dont le principe a été présenté au § II.2. ? La figure 2.16 montre les résultats obtenus en étendant les résultats de la figure 2.7 et de la figure 2.12 (concernant respectivement des configuration d'émetteur à canal unique ou WDM avec un espacement spectral de 100 GHz entre canaux), pour des décalages du filtre vers les courtes longueurs d'onde. Cette figure 2.16 ne montre cette extension que pour le cas d'un filtre de type gaussien. Or, on ne constate aucune dissymétrie des surfaces de valeurs de facteur Q' entre les décalages de filtre optique vers les courtes longueurs d'onde et les grandes longueurs d'onde : il n'y a pas donc de dissymétrie constatée par ces simulations !

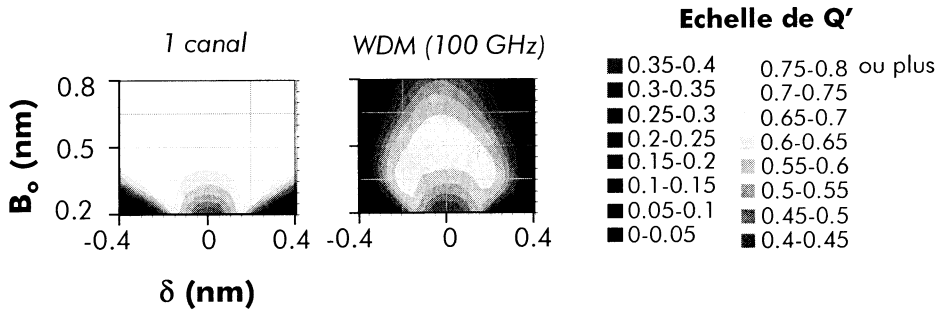


figure 2.16 : Extension des résultats obtenus en figure 2.7 et en figure 2.12, pour des décalages de filtre vers les courtes longueurs d'onde. Les résultats sont montrés, pour le cas d'un filtre

gaussien appliqué à un canal seul (à gauche) ou dans une configuration WDM à 100 GHz d'espacement spectral entre canaux.

Listons donc les différences de conditions entre l'expérience dont les résultats sont présentés à la III.1.2.1. et les simulations précédentes. Premièrement, pour cette expérience, les modulateurs employés pour obtenir le format NRZ induisent du *chirp* au signal optique émis et ont une bande passante électrique limitée à environ 20 GHz. Ensuite, les filtres optiques expérimentaux diffèrent légèrement, du point de vue de leur fonction de filtrage, des filtres gaussiens idéaux utilisés en simulation. De plus plusieurs filtres, vendus par les fournisseurs comme étant de mêmes caractéristiques, donnent des résultats différents. Enfin, la qualité de réception de l'information dépend aussi de la dispersion chromatique cumulée. A ce titre, nous avons vu au chapitre 1 § II.1.2. et nous confirmerons au chapitre 3 § I.1.5.5. que l'ajout d'une fibre optique (même en configuration *back-to-back*), pourra limiter, par la dispersion cumulée qu'elle induit, la dégradation sur la qualité du signal d'un éventuel *chirp* causé par la modulation. Cette dispersion cumulée peut varier selon le signe et la valeur du *chirp* induit par le modulateur. Il faut donc aussi prendre en compte cette dernière donnée pour trouver la meilleure condition pour le filtrage en bande latérale atténuée. Dans les sous-parties suivantes nous allons détailler l'influence de ces différents aspects sur les performances du filtrage en bande latérale atténuée.

III.1.2.2. *Filtrage asymétrique*

La figure 2.17, montre les pertes d'insertion des filtres, parmi les filtres disponibles au laboratoire, menant aux meilleures performances pour un filtrage BLA « à gauche » et pour un filtrage BLA « à droite ». Le premier sera noté, par la suite, filtre Fg et le second, filtre Fd. Les deux filtres montrent des formes de fonction de filtrage approximativement gaussienne mais celles-ci présentent une dissymétrie autour de la longueur d'onde correspondant aux pertes d'insertion les plus faibles (notée λ_f). Pour ces fonctions de filtrage asymétriques, on peut définir deux bandes passantes à 3 dB, chacune correspondant à l'écart spectral entre la longueur d'onde présentant les pertes d'insertion les plus faibles (λ_f) et la longueur d'onde menant à des pertes 3 dB plus fortes vers les courtes ou grandes longueurs d'onde. Nous les nommerons respectivement bande « gauche » et bande « droite ». La somme de ces deux bandes passantes correspond à la bande passante totale, à 3 dB, du filtre optique. Or l'adaptation de l'asymétrie de fonction de filtrage par rapport au « côté » de la bande spectrale du canal à filtrer, est étonnante, puisqu'elle est contradictoire avec l'intuition. En effet le filtre le mieux adapté, pour un filtrage BLA « à gauche » présente une bande passante « gauche » plus faible que sa bande passante « droite » et vice-versa, comme le montre les fonctions de filtrage de la figure 2.17.

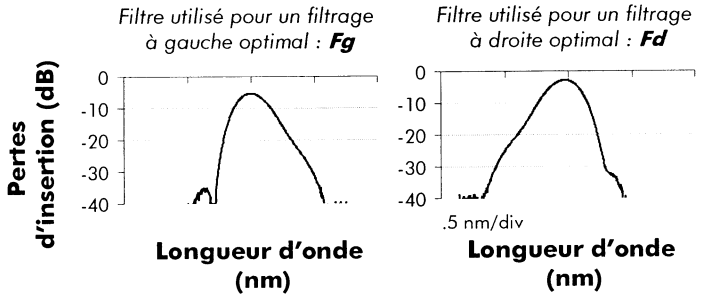


figure 2.17 : Mesures des pertes d'insertion en fonction de la longueur d'onde de deux types de filtres utilisés au laboratoire pour la réception des canaux modulés à 42.66 GHz. La courbe de gauche montre les pertes d'insertion du filtre menant à la meilleure qualité de réception pour un filtrage BLA « à gauche » tandis que la courbe de droite correspond au filtre le mieux adapté pour un filtrage BLA « à droite ».

Pour visualiser les positions spectrales relatives de la fonction de filtrage et du spectre du signal arrivant sur le filtre, nous les avons artificiellement superposées à la figure 2.18 suivante, pour le cas d'un filtrage BLA « à gauche » optimal.

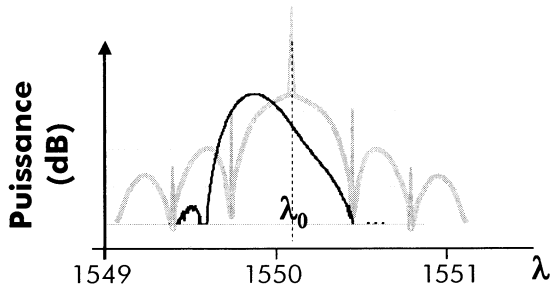


figure 2.18 : Correspondance entre fonction de filtrage (en noir) et spectre du signal modulé (en gris) pour le cas d'un filtrage BLA « à gauche » optimal.

Nous allons maintenant vérifier, par des simulations numériques, les conséquences d'un filtrage à forme spectrale asymétrique. Pour cela nous avons choisi de modéliser les filtres par les fonctions de transfert mesurées au laboratoire présentées à la figure 2.17. Pour ces modèles de filtres, la réponse en phase a été supposée uniforme. La qualité du signal reçu, évaluée par le facteur Q' est montrée à la figure 2.19 pour ces deux filtres notés Fg et Fd et dans les configurations d'émetteur à canal unique ou à plusieurs canaux multiplexés en longueur d'onde avec 100 GHz d'espacement spectral. Les résultats sont toujours présentés pour chaque filtre en fonction de son décalage par rapport à la longueur d'onde porteuse du canal filtré et en fonction de la valeur de sa bande passante, que nous avons fait artificiellement varier ici. Selon que les filtres Fg ou Fd sont utilisés, les facteurs Q' dépendent du sens du décalage en longueur d'onde du filtre, ce qui correspond bien aux observations expérimentales, puisque, le filtre Fg donne de meilleurs résultats de réception pour un filtrage BLA « à gauche » et vice-versa pour le filtre Fd. Nous parlerons, par la suite « d'asymétrie de facteur Q' » ou « d'asymétrie de résultats » dans ces cas où les facteurs Q' ne sont pas identiques selon le sens en longueur d'onde du décalage du filtre.

En comparant ces résultats, concernant un filtrage à réponse asymétrique, à ceux de la figure 2.16, obtenus pour un filtrage à fonction de transfert symétrique, on ne constate pas, une valeur maximale de facteur Q' plus importante. Mais par contre, un filtrage de type BLA avec une bande passante très étroite (~0.2 nm) est facilité pour un filtrage « à gauche » pour le filtre Fg et à droite pour le filtre Fd par rapport à un filtrage à fonction de transfert symétrique de même bande passante.

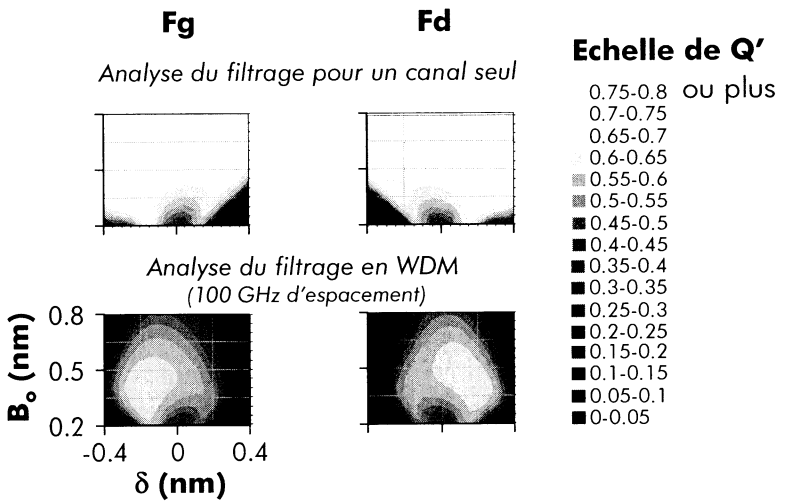


figure 2.19 : Résultats obtenus, toujours avec les mêmes paramètres variables, pour une configuration comprenant un seul canal filtré(en haut) et pour le cas du filtrage du canal « central » d'un ensemble de 5 canaux WDM ayant un espacement spectral de 100 GHz (en bas). Les filtres utilisés ici sont des filtres de laboratoire présentant les pertes d'insertion dissymétriques présentées à la figure 2.17 et dont nous avons supposé la réponse en phase nulle.

III.1.2.3. *Influence de la dispersion chromatique et de la réponse en phase du filtre optique*

Jusqu'ici, nous avons supposé nulles à la fois la réponse en phase des filtres et la dispersion cumulée du signal avant la réception. Ce paragraphe est consacré aux influences de ces deux paramètres. Pour présenter celles–ci, nous avons choisi de simuler la qualité de réception obtenue en utilisant un filtre optique de type Butterworth d'ordre 3 avec une réponse en phase non nulle. La fonction de transfert en fréquence d'un tel filtre est illustrée par la dépendance de son module et de sa phase à la figure 2.20 suivante.

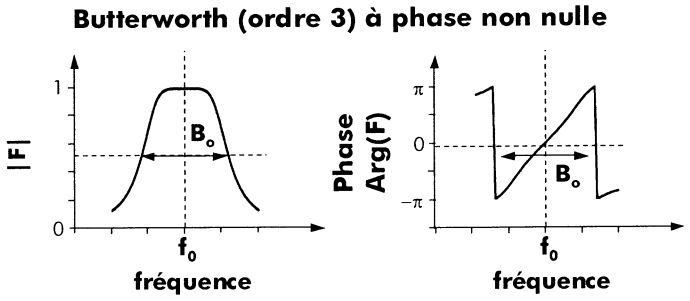


figure 2.20 : Module et argument de la fonction de transfert F(jf) d'un filtre Butterworth d'ordre 3 à phase non nulle, en fonction de la fréquence.

Les valeurs de facteur Q' obtenues sont, quant à elles, reportées à la figure 2.21 dans le cas (b) en utilisant ce filtre Butterworth avec phase non nulle. Sur cette même figure, nous avons ajouté en (a) pour comparaison, les résultats fournis par le même filtre

mais en considérant sa réponse en phase comme nulle. Dans ces deux cas, en prenant en compte la phase ou non, les résultats correspondent au filtrage d'un canal au format de modulation NRZ sans *chirp*, pour lequel une dispersion chromatique cumulée est appliquée, avant le filtrage, avec des valeurs allant de –80 ps/nm à + 80 ps/nm par pas de 40 ps/nm. Une telle dispersion cumulée peut être obtenue en propageant le signal dans une fibre standard SMF de quelques kilomètres (5 km fournissant une dispersion cumulée d'environ 85 ps/nm).

Dans les deux cas, avec ou sans prendre en compte la réponse en phase du filtre, la qualité globale de réception est dégradée lorsque la dispersion cumulée s'écarte de la valeur nulle. Ceci est tout à fait logique, compte-tenu de la faible tolérance à la dispersion chromatique de signaux modulés à 42.66 Gbit/s. Cependant, dans le cas (a), à réponse en phase du filtre nulle, on ne constate aucune asymétrie des valeurs de facteur Q' lors d'un décalage, positif ou négatif du filtre optique, alors que c'est le cas pour un filtrage ayant la réponse en phase montrée à la figure 2.20 et une dispersion cumulée non nulle. Dans ces dernières configurations (cas b de la figure 2.21 et dispersion cumulée non nulle), la qualité de réception du signal peut être meilleure lorsque le filtre est décalé que si celui-ci est centré sur la longueur d'onde porteuse du canal. Au laboratoire, il peut parfois être surprenant d'obtenir une meilleure qualité de réception avec un filtre de 0.25 nm décalé, plutôt qu'avec un filtre large centré sur la longueur d'onde du canal modulé à 42.66 Gbit/s au format NRZ. Cet effet conjoint, de la réponse en phase du filtre et de la dispersion chromatique est susceptible de créer des asymétries de résultats par rapport à la valeur de décalage du filtre choisie (cerclées à la figure 2.21 b) dont le « coté » de filtrage, menant aux meilleures performances, dépend de la dispersion chromatique cumulée. Il est cependant possible d'éliminer ce type d'asymétrie en ajustant finement la dispersion chromatique à sa valeur optimale. Cette valeur optimale de dispersion cumulée est nulle en configuration *back-to-back* pour un signal au format NRZ ne présentant pas de *chirp* comme c'est le cas pour les simulations présentées ici.

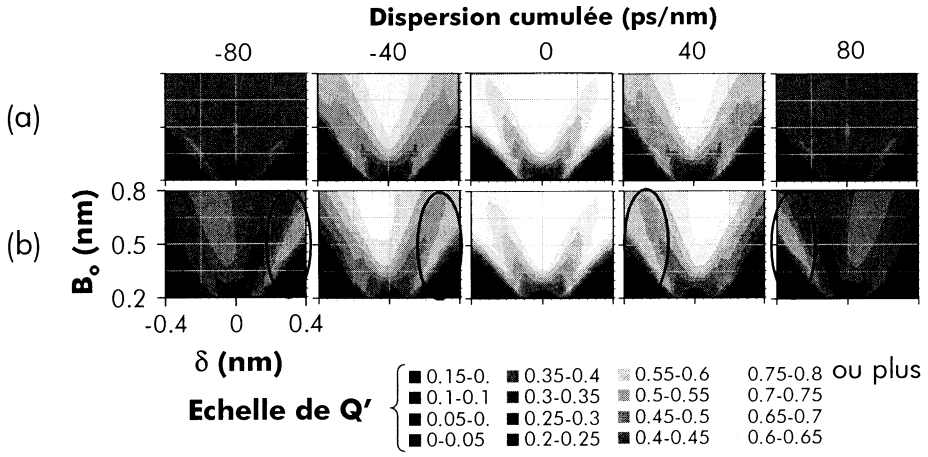


figure 2.21 : Facteurs Q' obtenus après filtrage d'un canal au format NRZ en fonction de la bande passante du filtre et de son décalage par rapport à la longueur d'onde porteuse du canal. Les résultats sont déclinés en fonction d'une dispersion chromatique cumulée de –80 ps/nm à + 80 ps/nm dans les cas où l'on utilise un filtre Butterworth à phase supposée nulle en (a) (Cf. figure 2.6) où en prenant en compte la réponse en phase du même filtre (b) (Cf. figure 2.20).

III.1.2.4. *Influence du chirp du modulateur*

Pour simuler plus précisément le format de modulation NRZ réalisé au laboratoire, nous avons généré, cette fois, ce format de modulation en utilisant le modèle du modulateur présenté au chapitre 1 § II.1.2. Le signal électrique d'entrée dans ce modulateur est un signal NRZ parfait (c'est-à-dire à forme d'impulsion rectangulaire) dont nous avons rejeté les composantes à hautes fréquences par un filtre électrique de bande passante à 3 dB de 20 GHz. Ce filtrage correspond à la bande passante des modulateurs alors employés au laboratoire. Par ailleurs, la modulation est effectuée sur un seul bras du modulateur Mach-Zehnder, c'est-à-dire que nous pouvons la modéliser en utilisant l'équation 1.71 du chapitre 1 avec $V_2=0$. Le signal électrique filtré vient commander le modulateur avec des tensions de biais et une amplitude de telles sortes que le taux d'extinction du signal optique modulé résultant soit environ de 13 dB et le *chirp* à l'émission d'une valeur moyenne de + 0.7 ou –0.7. Le principe de ces modulations est illustré à la figure 2.22. A ce titre, on remarque que dans le cas (b) de cette figure, les symboles « 1 » et « 0 » du signal optique résultant sont inversés par rapport aux symboles des données électriques d'entrée.

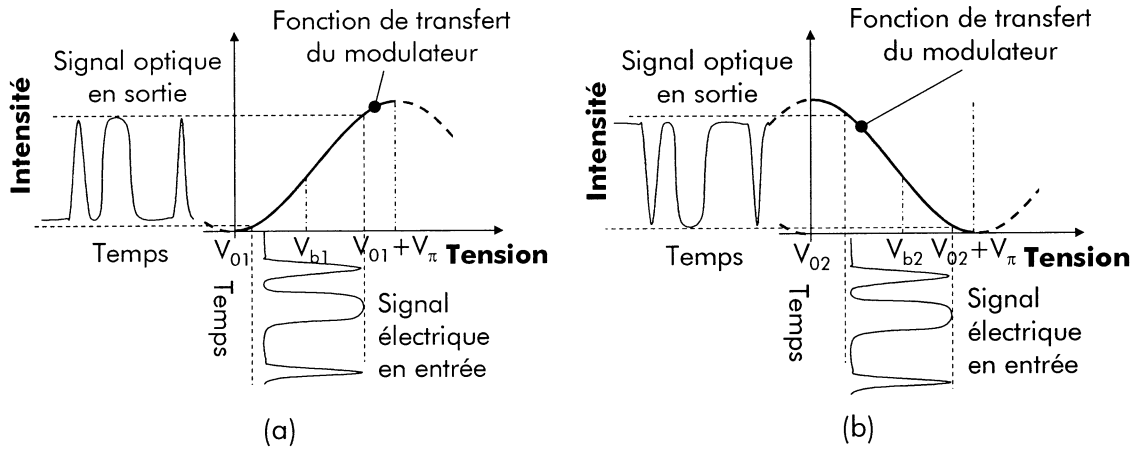


figure 2.22 : Obtention des formats de modulation NRZ à chirp positif ou négatif selon la tension de biais utilisée pour commander les modulateurs.

Pour les résultats de simulation présentés ici, nous utilisons donc ces deux formats de modulation NRZ à *chirp* positif ou négatif, plus proches de la réalité expérimentale, et nous analysons, toujours de la même façon, le filtrage optique en configuration *back-to-back*. Les résultats du filtrage sont présentés à la figure 2.23, dans une configuration d'émetteur à canaux WDM ayant un espacement spectral de 100 GHz. Le filtre optique utilisé ici est un filtre de type gaussien dont la réponse en puissance, montrée à la figure 2.6, ne présente pas d'asymétrie. Le graphique de gauche de cette figure 2.23 correspond au cas du format NRZ présentant un *chirp* positif à l'émission tandis que celui de droite, un *chirp* négatif. Dans les deux cas, la dispersion chromatique cumulée avant la réception est optimisée.

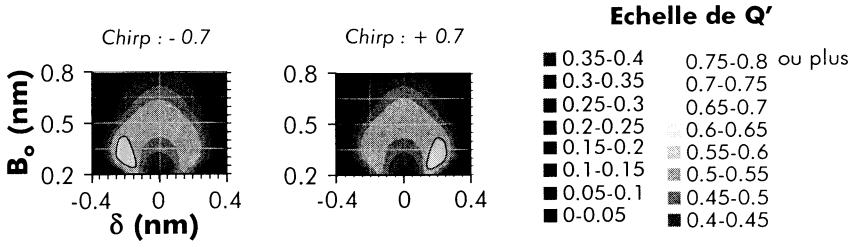


figure 2.23 : Résultats de qualité de filtrage montrant les facteurs Q' obtenus en utilisant un filtre gaussien de bande passante et décalage variables. Le format NRZ que l'on filtre est obtenu, ici, en utilisant un modulateur à un bras, présentant du chirp de valeur moyenne valant 0.7 sur la bande spectrale du canal. Ce dernier est négatif dans le cas du graphique de gauche et positif pour le graphique de droite. Les valeurs maximales de facteur Q' sont entourées.

L'observation des résultats de facteur Q' de la figure 2.23 indique une asymétrie de la qualité de réception selon le décalage du filtre optique gaussien, à partir de la longueur d'onde porteuse du canal. On remarque que les deux graphiques semblent être comme des objets et images dans un miroir, avec une qualité de réception optimale, pour un signal à *chirp* négatif, obtenue pour un filtrage BLA « à gauche » et pour un signal à *chirp* positif, obtenue pour un filtrage BLA « à droite ».

Les résultats de simulation des § III.1.2.2. , III.1.2.3. , et III.1.2.4. , ont permis de consolider les observations faites au laboratoire, concernant les conditions optimales de filtrage.

Résumons alors les résultats de ces derniers paragraphes concernant ces conditions, sachant que l'on dispose, au laboratoire, de canaux à format de modulation NRZ présentant du *chirp* à l'émission, et que quelques filtres commerciaux à réponse spectrales différentes sont disponibles. Premièrement, la technique d'augmentation de la densité spectrale présentée au § III.1.1. impose, à la réception des canaux, un filtrage BLA, alternativement «à gauche » puis « à droite ». Ensuite, la qualité de réception par filtrage BLA « à droite » ou à « gauche », dépend de plusieurs paramètres : une asymétrie éventuelle des fonctions de filtrage des filtres optiques utilisés en réception, un *chirp* du signal à l'émission, une éventuelle réponse en phase du filtre et la dispersion cumulée avant la réception. L'ensemble de ces paramètres a rendu complexe, la réalisation de cette configuration de terminaux associant filtrage BLA et allocation particulière de longueurs d'onde.

Pour optimiser le filtrage BLA « à gauche » (respectivement à droite) en réception, il faudra que

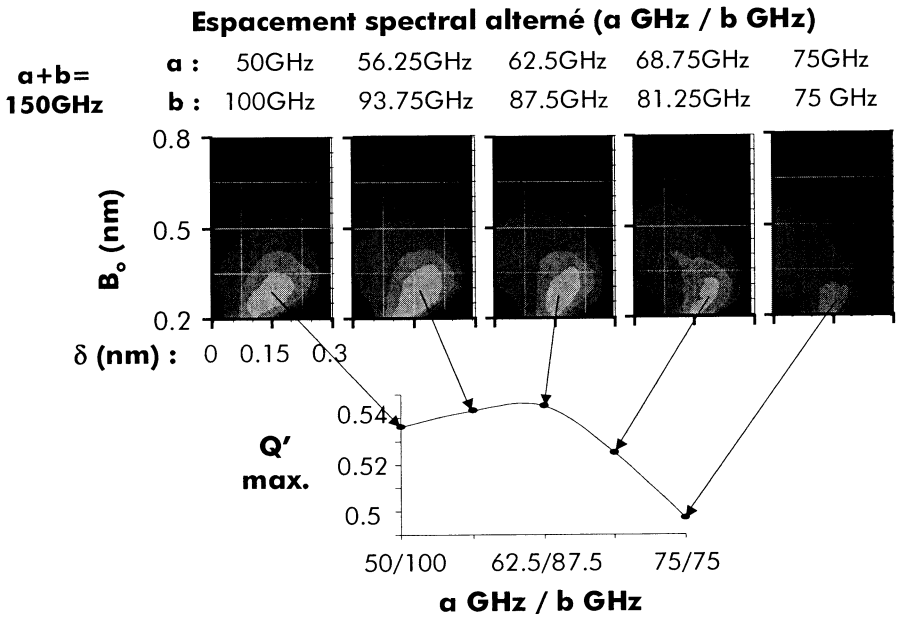
- Le canal, devant être filtré en bande latérale atténuée « à gauche » (« à droite ») soit obtenu en ajustant la tension de biais du modulateur M-Z de telle sorte que son *chirp* à l'émission ait une valeur négative (positive).
- Le filtre optique utilisé pour le filtrage BLA « à gauche » (« à droite ») présente une asymétrie de sa réponse spectrale telle que celle présentée à la figure 2.17 pour le filtre Fg (Fd)
- La dispersion chromatique cumulée avant la réception doit être optimisée de façon relative à une éventuelle réponse en phase des filtres utilisés et au *chirp* du modulateur correspondant. Cette dernière dépendance de la dispersion cumulée avant la réception, dite résiduelle, sera précisée au chapitre 3 § I.1.5.5. .

III.1.3. Optimisation de l'allocation en longueur d'onde

Pour pouvoir mettre en œuvre au mieux la technique d'augmentation de la densité spectrale dont le principe a été présenté au § III.1.1. , nous avons vu, au paragraphe précédent, ce que cela impliquait pour l'optimisation des filtrages BLA des canaux à la réception. Ici nous allons montrer quel est le rapport optimal entre les espacements spectraux alternés valant a GHz et b GHz (indiqués à la figure 2.14 avec b>a) pour deux valeurs de la somme a+b : 150 GHz et 125 GHz. Cette somme correspond en quelque sorte, à une période d'allocation de longueurs d'onde, par répétition de laquelle on peut retrouver le spectre complet des canaux WDM ou encore, à l'espacement entre un canal et ses deuxièmes « voisins » dans le domaine spectral.

Le format de modulation NRZ utilisé dans ces simulations est un format obtenu en modélisant les modulateurs du laboratoire, comme indiqué au § III.1.2.4. et comprenant un *chirp* positif à l'émission. Le filtre optique utilisé dans cette modélisation est de type gaussien (Cf. figure 2.6). L'optimisation n'a été effectuée que pour l'exemple d'un filtrage BLA « à droite ». Les résultats sont exposés à la figure 2.24 pour une somme d'espacement spectraux a+b=150 GHz à la partie supérieure et une somme a+b=125 GHz à la partie inférieure. Dans les deux cas, les résultats sont présentés par des niveaux de facteur Q' en fonction de la bande passante et du décalage du filtre gaussien par rapport à la longueur d'onde porteuse du canal à filtrer. Ce canal est choisi dans les simulations, comme un canal parmi neuf canaux multiplexés en longueur d'onde et dont le filtrage BLA doit être appliqué « à droite » en réception. Les graphiques de niveaux de facteur Q' sont déclinés en fonction de quelques valeurs a et b d'espacement spectral alterné, sachant que la somme a+b reste constante. En dessous de ces graphiques en courbe de niveau, et dans la mesure où ceux-ci ne sont pas facilement lisibles, nous avons reporté, la valeur maximale du facteur Q' obtenu au sein de chaque graphique, en fonction du rapport des espacements spectraux alternés : a/b.

Optimisation de l'espacement spectral alterné pour une valeur de a+b= 150GHz



Optimisation de l'espacement spectral alterné pour une valeur de a+b= 150GHz

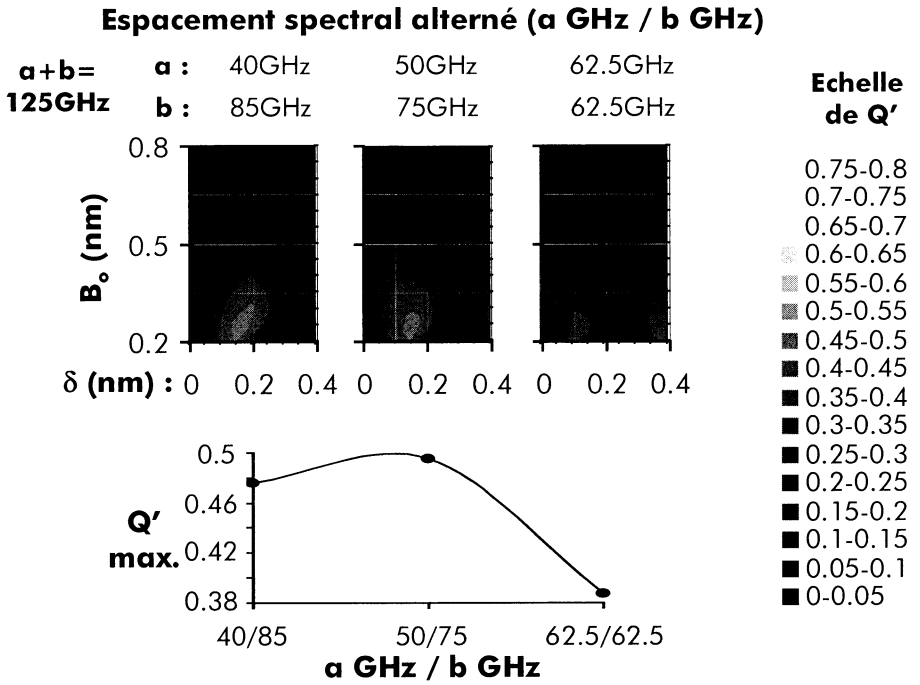


figure 2.24 : Résultats de simualtions numériques pour l'optimisation de l'espacement spectral alternée (a GHz puis b GHz) de la technique d'augmentation de la densité spectrale (Cf. figure 2.14). Dans la partie supérieure a+b vaut 150 GHz et dans la partie inférieure, 125 GHz.

Dans les deux cas de somme (a+b) d'espacement spectraux, on remarque bien, sur les graphiques, en courbe de niveau de facteur Q', une zone de filtrage optimal décalée « à droite » (vers les grandes longueurs d'onde) et avec une bande passante de filtrage réduite, proche de la valeur de 0.25 nm des filtres disponibles au laboratoire ! Ensuite l'optimisation du rapport des espacements spectraux (a /b) mène aux valeurs : a= 62.5 GHz et b = 87.5 GHz pour a+b valant 150 GHz puis, a proche de 50 GHz et b proche de 75 GHz pour a+b valant 125 GHz.

Du point de vue pratique, il faut aussi avoir à l'esprit la normalisation des fréquences des canaux WDM dans les bandes C et L d'amplification (norme ITU G-692) sur une grille de valeurs de fréquences à espacement de 100 GHz et ses éventuelles subdivisions (50 GHz, 25 GHz, ...). Cette normalisation étant suivie pour la conception des composants de multiplexage, il est souvent nécessaire de caler les fréquences des canaux sur ces ensembles de valeurs normalisées. Ici, l'espacement alterné des canaux doit être, tant que possible, adapté à cette normalisation. Or on remarque sur la figure 2.24 pour le cas d'une somme d'espacements valant 150 GHz, que le facteur Q' maximal obtenu pour a=50 GHz et b=100 GHz, diffère peu de celui obtenu pour le rapport a/b menant à la meilleure qualité de réception. Compte-tenu, de la normalisation ITU, il sera donc préférable d'utiliser ces dernières valeurs. Dans le cas où la somme des espacements spectraux vaut 125 GHz, on remarque que la configuration optimale correspondant à a=50 GHz et b=75 GHz est, relativement compatible avec la normalisation des espacements spectraux. Pour l'espacement spectral alterné de 50 GHz puis 100 GHz, la densité spectrale d'information obtenue pour des canaux au débit de 40 Gbit/s sera d'environ 0.53 $bit.s^{-1}.Hz^{-1}$ tandis qu'elle atteindra la valeur de 0.64 $bit.s^{-1}.Hz^{-1}$ pour le cas d'un espacement alterné de 50 GHz puis 75 GHz. La densité spectrale est donc, pour ce dernier cas, améliorée d'environ 50 % par rapport à une espacement régulier de 100 GHz. Nous détaillerons la réalisation pratique de spectres de canaux WDM à espacement spectral alterné au

chapitre 4 et nous y verrons comment cette technique d'allocation permet de réaliser des expériences de transmissions au capacité de 5.12 Tbit/s [95].

III.1.4. Optimisation de l'asymétrie du filtrage

Pour poursuivre le processus d'optimisation de la technique d'augmentation de la densité spectrale d'information basée sur l'association du filtrage BLA et d'une allocation de longueurs d'onde à espacement spectral alterné, les résultats de simulation qui suivent permettent d'évaluer l'asymétrie optimale de la réponse spectrale des filtres employés en réception. Cette étude restera limitée au domaine de la modélisation, compte-tenu que de tels filtres n'ont pas été testés au laboratoire. Elle poursuit les simulations effectuées au § III.1.2.2. , concernant l'usage de filtres à réponses spectrales asymétriques. Cette optimisation est, de plus, réalisée dans le cadre d'une allocation de longueurs d'onde alternée avec des espacements spectraux successifs de 50 GHz puis 75 GHz et dans l'exemple du cas d'un filtrage BLA « à droite » en réception. La figure 2.25 illustre le principe de ces simulations. Sur cette figure, nous avons précisé le paramétrage de la réponse spectrale du filtre. La longueur d'onde λ_f correspond à la longueur d'onde de pertes d'insertion minimales du filtre. La réponse spectrale de ce filtre asymétrique est modélisée, ici, par deux demi-gaussiennes « accolées » ayant une demi bande passante à 3 dB, valant g nm pour celle « accolée à gauche » et d nm pour l'autre. La somme de g et d sera prise égale à 0.25 nm puisque cette valeur correspond à une valeur intéressante pour le filtrage BLA (Cf. § II.3.2.) et proche de la valeur des bandes passantes des filtres expérimentaux. Compte-tenu des résultats du § III.1.2.2. , la valeur de la demi-bande « gauche » (g) sera prise supérieure à la demi-bande « droite » (d) dans le cadre de cette étude du filtrage BLA « à droite ».

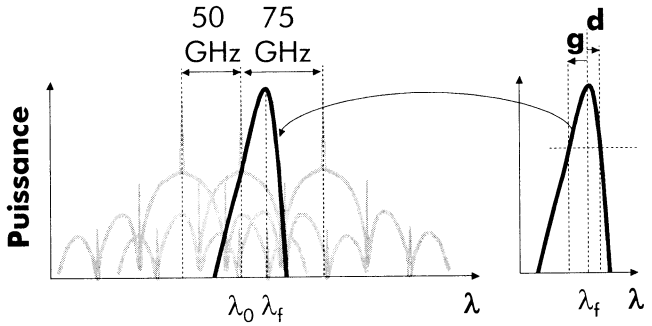


figure 2.25 :Principe des simulations numériques visant à optimiser l'asymétrie de la réponse spectrale du filtre utilisé pour le filtrage BLA à la réception d'un canal filtré « à droite » dans une configuration de multiplexage en longueur d'onde à espacement spectral alterné de 50 GHz puis 75 GHz.

Les résultats de simulation sont fournis à la figure 2.26. Une courbe du graphique de gauche (figure 2.26 a) sur cette figure, représente les facteurs Q' obtenus en fonction du décalage du filtre (λ_f-λ_0) pour une asymétrie de la réponse spectrale du filtre (c'est-à-dire une valeur de d/g). Quatre courbes sont alors superposées sur ce même graphique, selon les valeurs de d/g. La courbe en figure 2.26 (b) donne le facteur Q' maximal obtenu sur chaque courbe du graphique en (a), en fonction de la valeur de l'asymétrie d/g. On remarque que, dans notre exemple de configuration, l'asymétrie optimale du filtre, donnée par les simulations numériques est légèrement inférieure à

0.5, soit une demi-bande passante « droite » légèrement inférieure à la moitié de la demi-bande passante « gauche ».

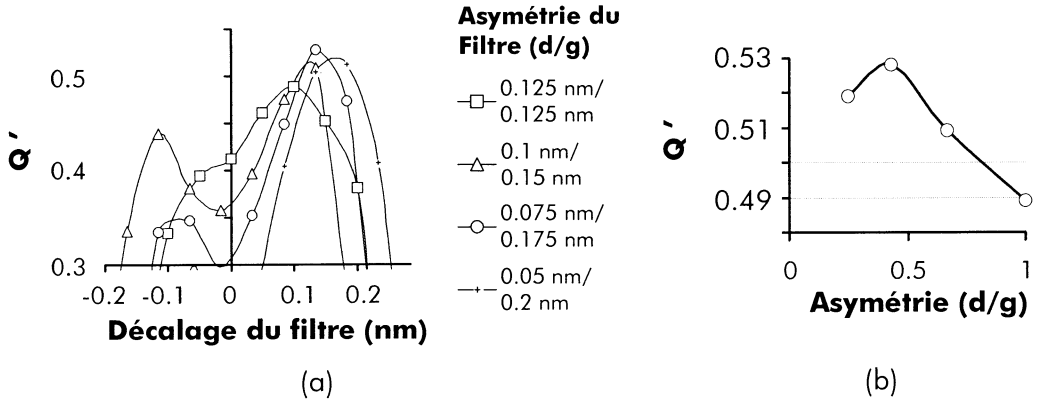


figure 2.26 : Résultats des simulations dont le principe est détaillé en figure 2.25. En (a), les courbes donnent les facteurs Q' obtenus en fonction du décalage du filtre asymétrique, chacune pour une asymétrie donnée par le rapport des bandes passantes « droite » et « gauche » (d/g). La courbe en (b) correspond au maximum de facteur Q' des courbes en (a) en fonction de l'asymétrie (d/g) du filtre.

III.2. Tolérances du filtrage BLA pour une allocation en longueurs d'onde alternée

Dans cette partie III.2. , une autre difficulté de la réalisation pratique de la transmission à haute densité spectrale est mise en évidence. Pour le moment, nous avons souvent extrait les conditions optimales du filtrage optique. Ici, nous montrons des mesures expérimentales en ce qui concerne la tolérance sur la position spectrale des filtres de réception. Pour cette expérience, nous nous sommes placés dans le cadre de la technique d'augmentation de la densité spectrale d'information dont le principe est décrit à la figure 2.14, avec, ici, un espacement spectral alterné valant 50 GHz puis 75 GHz. Les résultats sont présentés à la figure 2.27 en termes de taux d'erreurs obtenus par filtrage optique BLA en réception de canaux modulés à 42.66 Gb/s ayant été transmis sur 300 km. Les conditions précises de cette transmission peuvent être trouvées dans l'article [174] ou au chapitre 4 § I.1. Ici, nous nous concentrons simplement sur la tolérance au décalage des filtres optiques en réception. Sur cette figure 2.27, nous avons synthétisé les mesures de taux d'erreurs effectuées pour seulement deux canaux parmi 128, un, étant filtré à la réception par filtrage BLA « à droite » et l'autre, « à gauche ». Nous avons pris pour référence des décalages des filtres optiques, la longueur d'onde porteuse du canal filtré à droite à 1578.27 nm. Pour les décalages optimaux des filtres optiques, les taux d'erreurs obtenus valent quelques 10^{-9}. Mais dès que l'on dérègle la position spectrale de ces filtres de 0.01 nm, le taux d'erreurs dépasse la valeur des 10^{-9}. Ce déréglage peut être causé par une variation de la position spectrale du filtre, ou de la longueur d'onde d'émission du laser DFB du canal filtré. La tolérance sur la position relative du canal et du filtre optique correspondant est donc un autre paramètre délicat pour la réalisation d'un multiplexage à cette densité spectrale d'information de 0.64 $bit.s^{-1}.Hz^{-1}$.

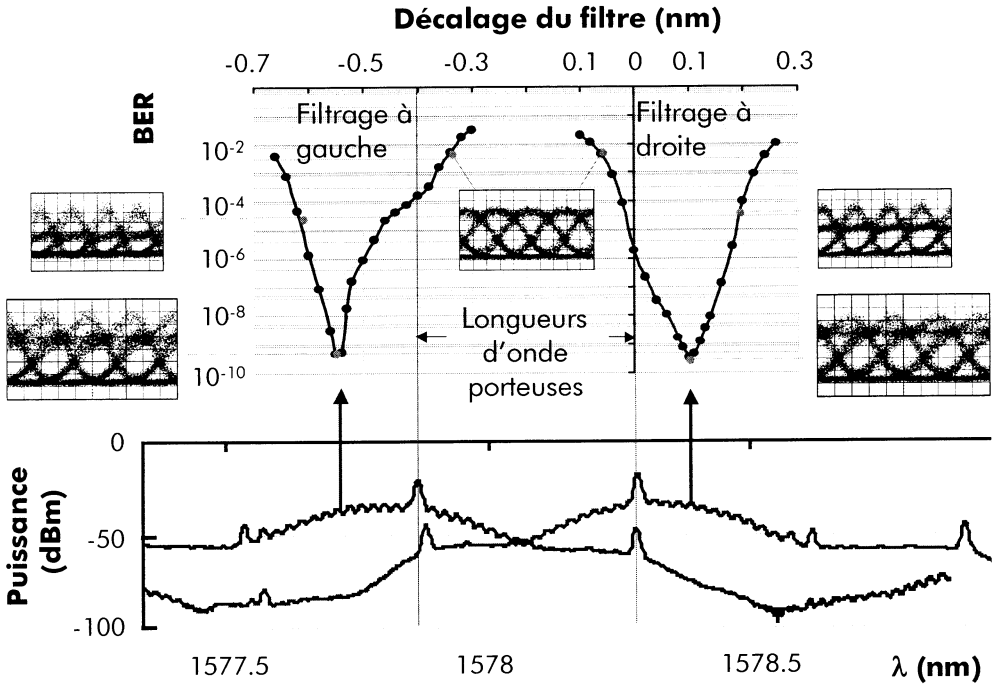


figure 2.27 : Mesures du taux d'erreurs en fonction des décalages des filtres optiques pour un canal devant être filtré BLA « à gauche » à la réception et un canal devant être filtré « à droite ». Ces mesures sont agrémentées de diagrammes de l'œil pour différentes valeurs de décalage des filtres et de spectres des canaux, après filtrage à décalage optimal, en partie inférieure de la figure.

A titre indicatif, nous avons ajouté à la figure 2.27, les diagrammes de l'œil pour différentes valeurs de décalage des filtres et les spectres obtenus après filtrage BLA « à gauche » ou « à droite » des canaux.

Pour revenir à la faible tolérance de la qualité de transmission sur la position des filtres optiques, une solution, en cours de validation, consiste, pour la réception d'un canal, à découpler le signal optique en deux parties, l'une étant filtrée par filtrage BLA et servant à la réception des informations, l'autre étant filtrée par un filtre très étroit (de bande passante à 3 dB ~0.1 nm) ayant pour but de ne filtrer que la longueur d'onde porteuse du canal (Cf. figure 2.28). Cette dernière partie du signal, dont on extrait une bande spectrale fine et centrée sur la longueur d'onde porteuse sert, par une mesure de puissance optique à contrôler la position spectrale du filtre BLA concernant la réception des informations. Le point clef d'un tel système est la réalisation de deux filtres différents dont les positions spectrales doivent avoir un écart invariable en fréquence. De tels filtres couplés, mais accordables, peuvent être réalisés par des réseaux de Bragg dont la longueur est contrôlée par le même élément piezo-électrique.

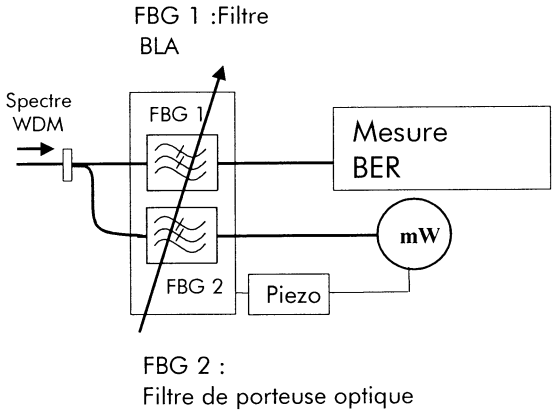


figure 2.28 :Principe de l'asservissement du filtrage optique BLA en réception (FBG : Fiber Bragg Gratings, mW : puissancemètre, piezo : piézo-électrique).

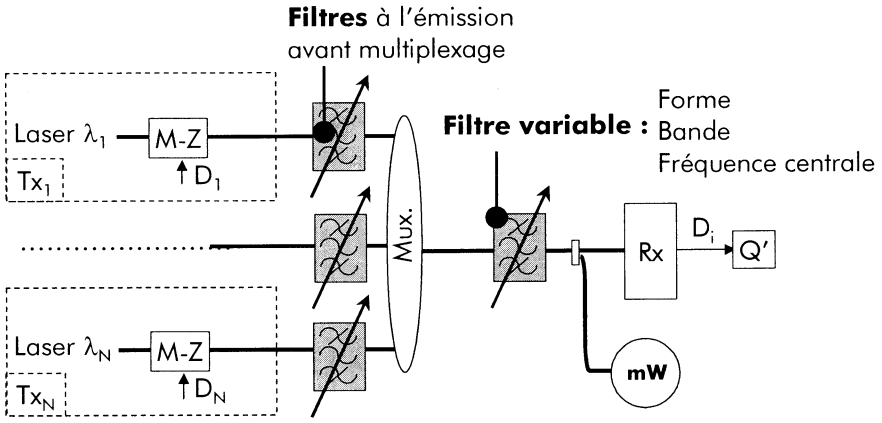
IV. Filtrage optique à l'émission

Le filtrage optique de bande passante plus étroite que l'étendue spectrale des canaux dans les configurations de système modélisées jusqu'ici, n'était appliqué qu'à la réception. Ceci était, par ailleurs, un des intérêts du filtrage BLA à la réception, puisqu'il n'imposait aucune modification du spectre du signal avant sa propagation dans la fibre. Maintenant, nous allons voir une autre technique de filtrage optique, dont la finalité est toujours l'augmentation de la densité spectrale d'information, mais qui intervient au sein de l'émetteur. Il s'agit d'appliquer un filtrage optique étroit après la modulation du signal optique et avant leur multiplexage [97]. Le filtrage étroit est défini ici comme un filtrage avec un filtre dont la bande passante à 3dB est égale voire inférieure à la largeur spectrale des canaux à –20 dB. Nous nous restreindrons pour cette étude au cas d'un filtrage à l'émission réalisé par des filtres centrés sur les longueurs d'onde porteuses des canaux. Dans ce qui suit, nous allons voir le principe d'un tel filtrage, puis comment il peut être utile pour la réduction de l'espacement spectral entre canaux. Les résultats présentés ici ont pour originalité de présenter une estimation chiffrée de l'avantage en termes de taux d'erreurs à utiliser un filtrage optique à l'émission lorsque l'espacement spectral entre les canaux multiplexés en longueurs d'onde est réduit. Enfin, nous indiquerons une possibilité de réalisation pratique basée sur l'emploi de composants *entrelaceurs*.

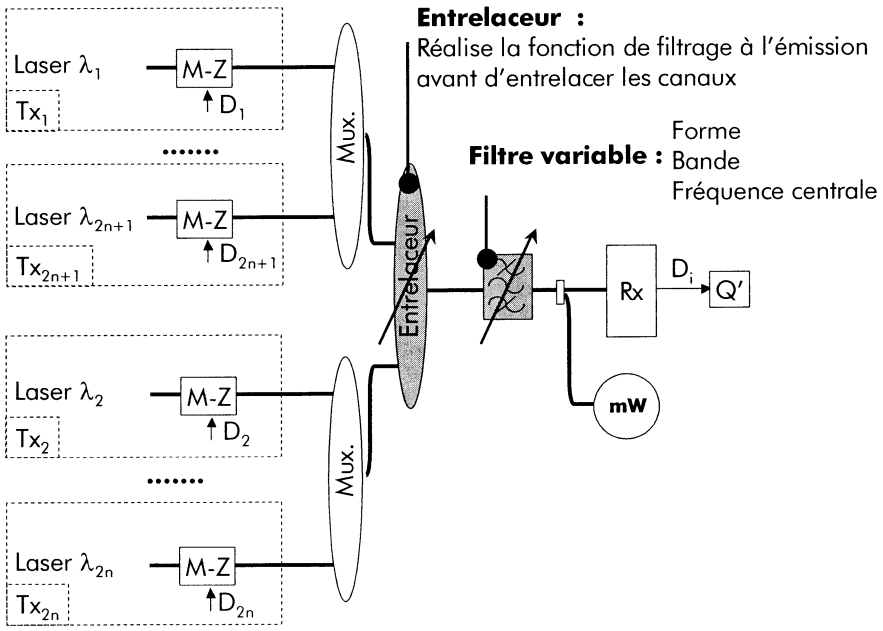
IV.1. Principe et intérêt du filtrage à l'émission

La figure 2.29 montre deux schémas de principe du filtrage à l'émission. Outre leur vertu explicative, ils définissent aussi le schéma des simulations numériques qui suivront. Dans la première version (a), le filtrage optique est appliqué canal par canal, après la modulation et avant le multiplexage des canaux. Ensuite, de la même manière que pour l'étude du filtrage à la réception, la ligne de transmission est soustraite au système global et une variation des paramètres du filtre de réception est effectué. La qualité de l'association : filtre d'émission-filtre de réception est alors évaluée par le facteur Q' dans une configuration *back-to-back*. Lorsque l'espacement spectral des canaux devient similaire ou inférieur à leur étendue spectrale, comme par exemple

pour un débit de modulation de 42.66 Gbit/s et un espacement spectral entre canaux de 75 GHz, la *diaphotie* linéaire due au recouvrement des composantes spectrales des différents canaux limite considérablement la qualité de réception des informations. On conçoit donc bien, dans ce contexte, l'intérêt d'un filtrage optique de bande passante inférieure ou égale à l'étendue spectrale des canaux, et ce, avant leur multiplexage, de telle sorte à limiter, lors du filtrage d'un canal à la réception, l'énergie parasité de ses canaux « voisins » dans la bande du filtre utilisé.



(a) Filtrage à l'émission, par insertion d'un filtre optique par canal, entre les étapes de modulation et de multiplexage des canaux.



(b) Filtrage à l'émission, en utilisant un entrelaceur qui applique une fonction de filtrage aux deux sous-ensembles de canaux avant de les entrelacer.

figure 2.29 : Schémas de principe du filtrage optique à l'émission.

La figure 2.29, montre une autre manière de procéder au filtrage à l'émission (dans la partie b), en utilisant un composant *entrelaceur* de canaux. Le principe de fonctionnement d'un tel composant est quant à lui détaillé à la figure 2.30. Celui-ci permet d'entrelacer sur la même fibre optique deux sous-ensembles de canaux WDM ayant chacun un espacement régulier entre canaux, $\Delta\nu_1$, et provenant de deux fibres

distinctes connectées à ses ports d'entrée (port 1 et 2 à la figure 2.30). Les canaux WDM en sortie du port commun ont donc un espacement spectral, $\Delta\nu_2$, valant la moitié de l'espacement spectral des canaux WDM d'entrée. Nous avons représenté, sur cette même figure 2.30, les réponses spectrales du composant, entre les fibres d'entrée (ports 1 et 2) et la fibre de sortie (port commun). Compte-tenu de leur fonction de transfert, ces *entrelaceurs* peuvent être utilisés pour appliquer un filtrage fort qui réduit la bande spectrale de modulation de tous les canaux simultanément.

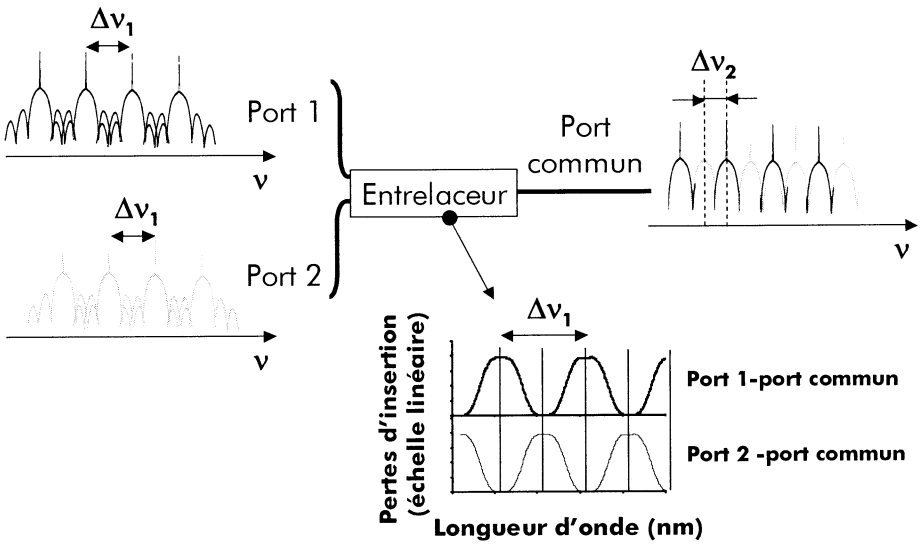


figure 2.30 : principe de fonctionnement d'un entrelaceur et réponse spectrale obtenue par passage dans chacun de ses ports d'entrée.

Revenons alors à la figure 2.29 dans la solution (b). Le principe de cette deuxième solution possible pour le filtrage à l'émission est dans un premier temps, de multiplexer les sources pairs ou impairs séparément pour obtenir deux sous-ensembles de canaux ayant chacun un espacement spectral de $\Delta\nu_1$ puis d'utiliser un *entrelaceur*, comme celui que nous venons de décrire pour appliquer une fonction de filtrage à tous les canaux et les multiplexer dans une même fibre. Néanmoins, pour ces composants *entrelaceurs* la bande passante de filtrage qu'ils appliquent à chaque canal est intrinsèquement liées à la périodicité de multiplexage des canaux. Nous verrons un moyen de palier à ce dernier problème au § IV.3.

IV.2. Etude du filtrage à l'émission par simulations numériques

Nous avons effectué des simulations numériques, dont le principe est le même que celui exposé pour le filtrage en réception au § II.2. et à la figure 2.5 dans la configuration (c), mais en employant un filtre à l'émission par canal comme indiqué à la figure 2.29 (a). Les résultats obtenus sont présentés à la figure 2.31 pour le canal central (dans le domaine spectral) parmi 5 canaux modulés à 42.66 Gbit/s, au format NRZ et multiplexés avec un espacement spectral variable de 50 GHz à 200 GHz. Le filtre utilisé pour ces simulations, que se soit à la réception où à l'émission, est un filtre de type Butterworth (ordre 4) dont la réponse spectrale est fournie à la figure 2.20. Pour comparaison sur cette figure 2.31, les graphiques de la partie supérieure, fournissent les facteurs Q' obtenus par variation des paramètres du filtre de réception sans ajout d'un filtre à l'émission, alors que c'est le cas pour la partie inférieure de la

figure. Lorsqu'il est utilisé à l'émission, le filtre a une bande passante à 3 dB de 0.6 nm.

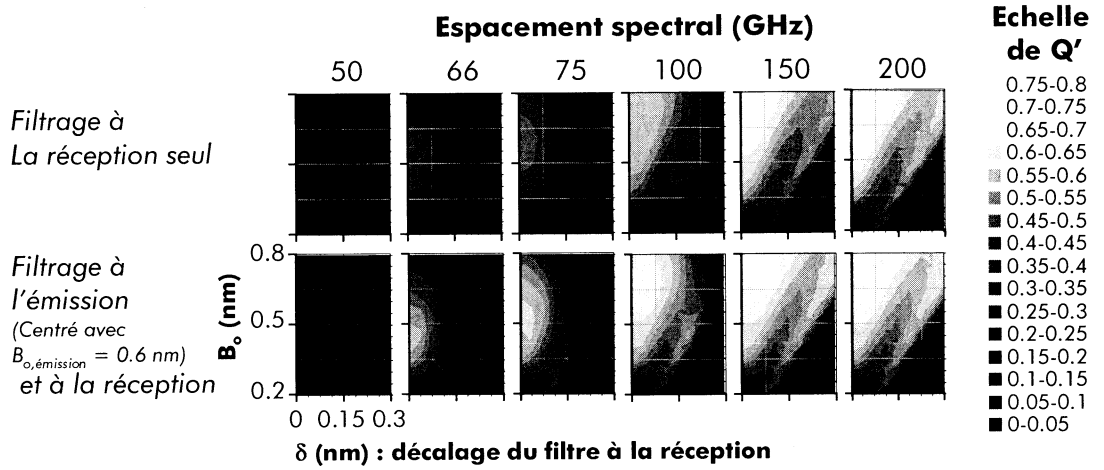


figure 2.31 : Facteur Q' obtenus pour le canal central (dans le domaine spectral) parmi 5 canaux WDM d'espacement spectral variable de 50 GHz à 200 GHz (Cf. figure 2.5 cas c) en fonction de la bande passante et du décalage du filtre optique utilisé en réception. Ce filtre à une fonction de transfert de type Butterworth (ordre 4) présenté à la figure 2.20. Celui ci n'est utilisé qu'à la réception pour les graphiques de la partie supérieure de la figure, et à la fois à l'émission et à la réception, pour les graphiques de la partie inférieure.

En comparant les surfaces de niveaux de facteur Q' de cette figure 2.31, entre les cas avec ou sans l'ajout d'un filtre optique à l'émission, pour un espacement spectral entre canaux de 200 GHz, on constate que l'opération de filtrage à l'émission (ici avec une bande passante de 0.6 nm) réduit les facteurs Q' obtenus. Ceci était assez prévisible car nous dégradons la qualité potentielle du signal en filtrant « fortement » (c'est-à-dire avec une bande passante de filtrage de l'ordre de l'étendue spectrale de la modulation), les canaux à l'émission dans cette configuration de multiplexage à 200 GHz d'espacement spectral où la *diaphotie* linéaire n'est pas à craindre. Cependant et c'est là tout l'intérêt de cette étude, pour des espacements spectraux entre canaux inférieurs à 200 GHz, les facteurs Q' obtenus en ajoutant ce filtre à l'émission sont plus forts qu'en son absence. Les paramètres du filtre de réception, pour obtenir les facteurs Q' maxima, restent, quant à eux, pratiquement inchangés selon l'ajout ou non du filtrage à l'émission ; « pratiquement » voulant dire ici, que les écarts n'excédent pas, pour les valeurs de bande passante optimale : 0.07 nm et pour les valeurs de décalage optimal du filtre de réception : 0.03 nm. Dans le but de mieux percevoir les bénéfices du filtrage à l'émission dans des configurations de multiplexage dense en longueur d'onde (DWDM : *Dense WDM*), nous avons reporté, en figure 2.32, la plus haute valeur de facteur Q' obtenue sur les variations des paramètres du filtre de réception, en fonction des différents espacements spectraux et, avec ou sans, l'usage du filtre à l'émission.

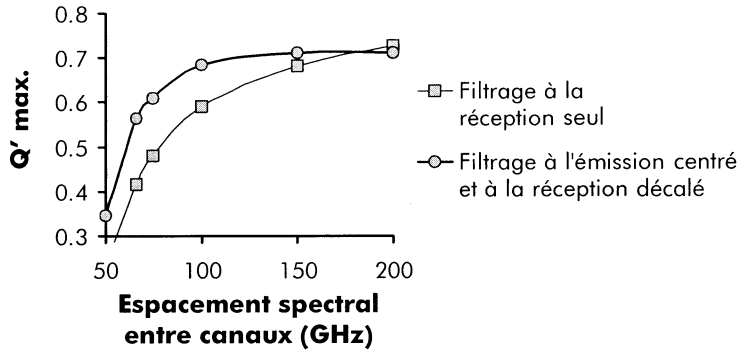


figure 2.32 : Facteur Q' maximal, obtenu sur les variations des paramètres du filtre de réception et extrait des résultats de la figure 2.31, en fonction de l'espacement spectral entre canaux et avec ou sans l'usage d'un filtre optique à l'émission.

Ainsi, pour un espacement spectral de 100 GHz entre canaux, le bénéfice sur le facteur Q' apporté par le filtrage à l'émission est de 0.1 soit environ 1.3 dB de pénalité sur le facteur Q' gagné par l'ajout du filtre à l'émission. Par ailleurs, si on cherche à garder une valeur de facteur Q' supérieure à 0.5 (par exemple), le filtrage à l'émission permet de mettre en œuvre des espacements spectraux de 75 GHz voire 66 GHz tandis qu'en l'absence du filtre à l'émission, le facteur Q' pour 75 GHz d'espacement spectral est déjà inférieur à cette valeur de 0.5. La technique est donc utile pour contrecarrer les effets associés à une augmentation de la densité spectrale d'information au delà de 0.3 $bit.s^{-1}.Hz^{-1}$. Nous verrons au chapitre 3 § II.2.2. , une étude de l'impact du filtrage à l'émission sur la transmission des canaux ayant un espacement spectral de 100 GHz sur 5x100 km de fibre optique.

Si nous voulions réaliser ces opérations de filtrage optique à l'émission, non pas par l'usage d'un filtre individualisé par canal mais par un *entrelaceur* (dont le principe a été montré en figure 2.30), il serait a priori impossible d'obtenir des bandes passantes de filtrage périodiques, qui ne seraient pas liées à l'espacement spectral des canaux. En effet, la bande passante (à 3 dB) de filtrage périodique de la réponse spectrale d'un *entrelaceur*, entre ses ports d'entrée et de sortie, vaut généralement la moitié de l'espacement spectral des canaux à l'entrée ! Soit environ 1.6 nm dans le cas d'un espacement spectral des canaux à la sortie de l'*entrelaceur* de 200 GHz, puis 0.8 nm pour 100 GHz, etc. La fonction de filtrage des *entrelaceurs* est par conséquent, dans certains cas, inadaptée pour un filtrage optique à l'émission, dans la bande spectrale des canaux. A cause de cette contrainte liant espacement spectral et bande passante de filtrage, la première solution du filtrage à l'émission utilisant un filtre par canal, bien que plus coûteuse, permet un filtrage optique ayant une bande passante indépendante de l'espacement spectral entre canaux. Dans le paragraphe suivant, nous proposons un montage particulier comprenant plusieurs composants *entrelaceurs* pour pallier cette difficulté.

IV.3. Usage de composants *entrelaceurs* spécifiques

Pour soulever cette contrainte, gênante pour la deuxième solution de mise en œuvre du filtrage à l'émission, comprenant un *entrelaceur*, nous proposons de mettre en cascade plusieurs composants de ce type, comme indiqué à la figure 2.33. Chaque *entrelaceur* du schéma, montré à gauche de la figure 2.33, correspond à un *entrelaceur*, tel que

celui de la figure 2.30, avec une période des réponses spectrales de $\Delta\nu_1$ GHz. La fonction de filtrage périodique entre les ports d'entrée et de sortie doit, ici, présenter des flans raides. De tels *entrelaceurs*, disponibles chez les fournisseurs, sont dénommés « flat-top » et nous garderons cette dénomination par la suite. Ceux-ci sont montés en cascade, en n'utilisant pour les *entrelaceurs* 1 et 2, qu'un seul port d'entrée (noté a). Il est, par ailleurs, possible (généralement par un contrôle thermique) de décaler la réponse spectrale, de ces *entrelaceurs*, « en bloc », de quelques dixièmes de nanomètre.

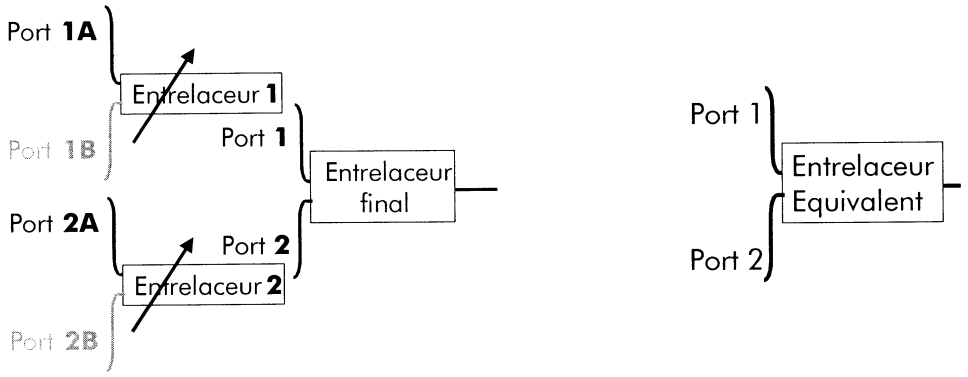


figure 2.33 : Principe de la cascade d'entrelaceurs permettant un multiplexage ou démultiplexage de canaux avec une réponse spectrale présentant une fonction de filtrage périodique de bande passante accordable, l'ensemble pouvant se symbolise par un entrelaceur équivalent ayant comme ports d'entrée 1 et 2, les ports d'entrée 1A et 2A.

En utilisant cette opportunité, une configuration, intéressante pour notre étude, nous est alors offerte. Pour mieux la saisir, nous avons schématisé comment positionner dans le domaine spectral les fonctions de filtrage des différents *entrelaceurs* à la figure 2.34 (a). Sur cette figure nous avons tracé les réponses spectrales en termes de pertes d'insertion en fonction de la longueur d'onde, entre les ports d'entrée et de sortie des *entrelaceurs*. Les deux premières réponses spectrales (en haut) correspondent à celles des ports a des *entrelaceurs* 1 et 2 (Cf. figure 2.33). Le troisième graphique montre les réponses spectrales de l'*entrelaceur* final en trait épais pour le port 1 et fin pour le port 2. Enfin, le dernier graphique en bas, montre les réponses spectrales de l'ensemble du montage, soit des ports 1 et 2 de l'*entrelaceur* équivalent. Sur cette figure, la périodicité des réponses spectrales vaut $\Delta\nu_1$ et, la périodicité des canaux à la sortie, $\Delta\nu_1/2$. De plus, des lignes verticales marquent les longueurs d'onde pour lesquelles les pertes d'insertion de l'*entrelaceur* final, sont les plus faibles. L'idée retenue pour réduire la bande passante des fonctions de filtrage périodiques de l'*entrelaceur* équivalent est tout simplement de décaler vers les grandes longueurs d'onde, de la même quantité, les réponses spectrales des ports a des deux premiers *entrelaceurs* 1 et 2) par rapport aux réponses des deux ports de l'*entrelaceur* final. Ainsi, grâce aux flans raides des fonctions de filtrage des *entrelaceurs*, on réduit la bande passante de chaque fonction de filtrage périodique de l'*entrelaceur* équivalent tout en gardant leur périodicité initiale.

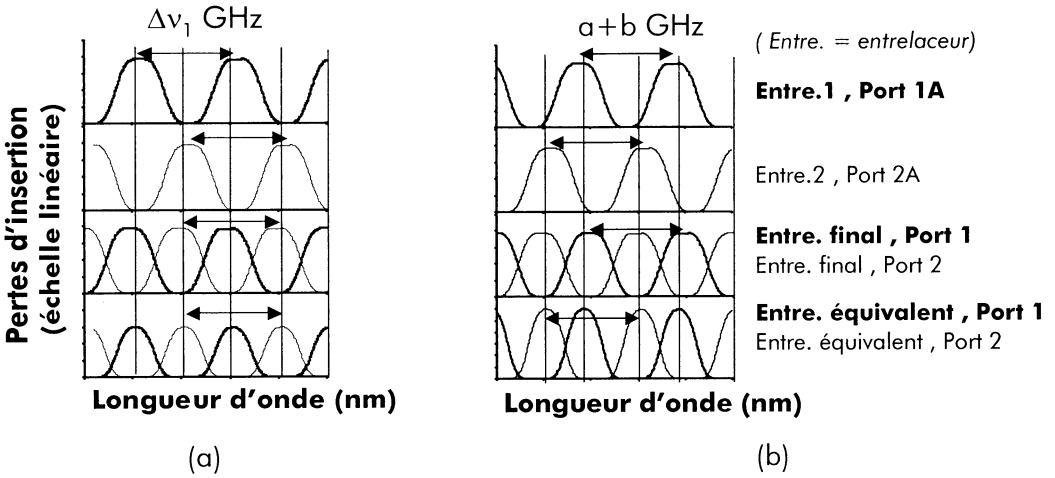


figure 2.34 : Agencement des réponses spectrales des ports des entrelaceurs de la cascade d'entrelaceurs présentée à la figure 2.33. En (a), obtention de fonction de filtrage à bande passante plus étroite que par l'usage d'un entrelaceur seul. En (b), obtention de fonctions de filtrage à bande passante périodiques avec un espacement spectral alterné.

A la figure 2.34 (b) nous montrons une autre possibilité offerte par ce montage d'*entrelaceurs*, utile dans le cas d'une allocation en longueur d'onde de canaux à espacement spectral alterné de a GHz puis b GHz (Cf. figure 2.14). Dans ce cas la périodicité des fonctions de filtrage de tous les *entrelaceurs*, $\Delta\nu_1$, doit être égale à la somme, a+b, des espacements spectraux alternés. Comme les deux premiers *entrelaceurs* sont indépendants, on peut faire en sorte que leurs réponses spectrales aient des fonctions de filtrage périodiques décalées de a GHz. De la sorte, et ceci ne nécessite pas forcément l'ajout de l'*entrelaceur* final, un couplage dans la même fibre des sorties des deux premiers *entrelaceurs* donnent un mutiplexage en longueurs d'onde de canaux avec un espacement spectral alterné de a GHz puis b GHz. L'ajout de l'*entrelaceur* final peut apporter, quant à lui, une réduction des bandes passantes des fonctions de filtrage périodique de l'*entrelaceur* équivalent comme pour le cas (a) de la figure 2.34. Néanmoins, il faut, dans cette dernière configuration, décaler les fonctions de filtrage périodiques des deux premiers *entrelaceurs* l'un vers les courtes longueurs d'onde et l'autre vers les grandes (Cf. figure 2.34 b) alors que ce décalage avait lieu dans le même sens pour le cas (a) de la figure 2.34. Ainsi, on réalise à la fois un filtrage « fort » à l'émission tout en ayant un multiplexage de canaux à espacement spectral alterné.

Nous terminons ici, les études réalisées, en ce qui concerne le filtrage optique à l'émission. Nous avons vu qu'un tel filtrage permet de réduire la *diaphotie* linéaire entre les canaux, lorsque ceux-ci ont des espacements spectraux avoisinant (+/- 30 GHz) la bande spectrale de modulation des canaux (valant environ 80 GHz pour un débit de modulation de 40 Gbit/s). Par ailleurs nous avons montré diverses possibilités pour la réalisation d'un tel filtrage à l'émission et en particulier un schéma faisant intervenir des composants *entrelaceurs*, permettant de réduire le coût de mise en œuvre de cette technique.

Cette technique de filtrage optique à l'émission peut être associée à la technique d'allocation en longueur d'onde à espacements spectraux alternés suivie d'un filtrage BLA à la réception, vue au § III. , pour limiter davantage la *diaphotie* linéaire, dans ces conditions de forte densité spectrale (0.64 $bit.s^{-1}.Hz^{-1}$) comme nous le présenterons au chapitre 4 § II.2. .

V. Densité spectrale, formats et débits de modulation

Les paragraphes précédents étaient consacrés à l'optimisation du filtrage optique. Ici, l'augmentation de la densité spectrale est recherchée par une intervention sur l'étendue spectrale de modulation. Cette étendue spectrale est dictée par le format et le débit de modulation employés.

V.1. Densité spectrale et format de modulation

Nous n'avons pas effectué une étude exhaustive sur le choix du format de modulation pour obtenir la densité spectrale maximale. Néanmoins le § V.1.1. apporte une étude particulière du format de modulation E-PSBT et le § V.1.2. vérifie si un filtrage BLA, dont nous avons vu l'utilité pour le format de modulation NRZ, peut aussi être appliqué pour d'autres formats de modulation.

V.1.1. Formats de modulation à faible largeur spectrale

Le format de modulation à profil de phase contrôlé (PSBT pour *Phase-Shift Binary Transmission)*, est un format de modulation réputé pour sa faible étendue spectrale [92],[99]. Il a été présenté au chapitre 1 § II.1.3. . Ici, nous allons étudier, comme nous l'avons fait précédemment pour le format NRZ, la qualité du signal reçu après un filtrage optique de type gaussien, dont la bande passante et le décalage en longueur d'onde peuvent varier. L'étude est réalisée dans le cadre d'un multiplexage de 5 canaux modulés à 42.66 Gbit/s avec des espacements spectraux de 50 GHz, 66 GHz, 75 GHz et 100 GHz selon le principe illustré au cas (c) de la figure 2.5. Outre le format PSBT nous avons aussi étudié, le filtrage optique d'un format de modulation voisin, noté E-PSBT [99] (pour E*nhanced-PSBT*). Ce dernier format est obtenu à partir du format de modulation PSBT auquel on applique une seconde modulation au format NRZ. Il en résulte une amélioration du taux d'extinction du format PSBT initial et par suite une meilleure résistance au bruit optique lors de la détection [99]. Selon le taux d'extinction de la seconde modulation, au format NRZ, le taux d'extinction du format E-PSBT résultant peut varier. Ici nous avons testé le format PSBT avec un taux d'extinction de 7dB puis les formats de modulation E-PSBT avec des taux d'extinction résultants de la seconde modulation de 10 dB, 13 dB et 17 dB. Les résultats, en termes de facteur Q' obtenus après filtrage optique sont présentés à la figure 2.35.

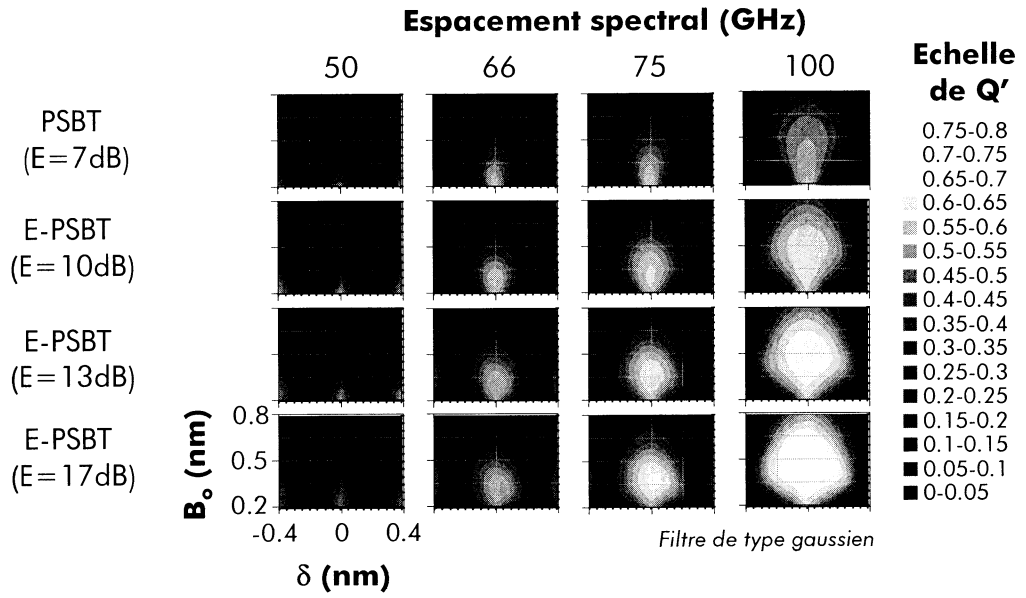


figure 2.35 : Résultats de filtrage optique appliqué au canal central d'un multiplex WDM de 5 canaux modulés à 42.66 Gbit/s pour différents espacements spectraux (de 50 GHz à 100 GHz) et pour les formats de modulation PSBT, E-PSBT avec un taux d'extinction de 10 dB, 13 dB ou 17 dB.

Bien entendu les facteurs Q' obtenus diminuent lorsque l'espacement spectral entre canaux est réduit. Néanmoins, on constate pour ces formats de modulation, que les facteurs Q' sont supérieurs à 0.5 même jusqu'à un espacement spectral de 66 GHz voire 50 GHz entre canaux ! Néanmoins, pour ce dernier espacement de 50 GHz le filtre devra être choisi avec une bande passante à 3 dB de 0.2 nm. Les formats de modulation de type PSBT apparaissent donc plus avantageux que le format de modulation NRZ pour obtenir une densité spectrale d'information forte. Cet avantage provient de leur plus faible étendue spectrale que le format NRZ, comme le montrent les spectres présentés au chapitre 1 § II.1.3. . Si on examine plus en détail ces graphiques, on peut remarquer que l'extinction du format E-PSBT influe sur les facteurs Q' obtenus à différents espacements spectraux entre canaux. Pour mieux visualiser cette influence nous avons extrait de la figure 2.35, les plus forts facteurs Q' obtenus lorsque les paramètres caractéristiques du filtre de réception varient puis nous les avons reportés à la figure 2.36 en fonction de l'espacement spectral entre canaux pour les différents formats de type PSBT testés.

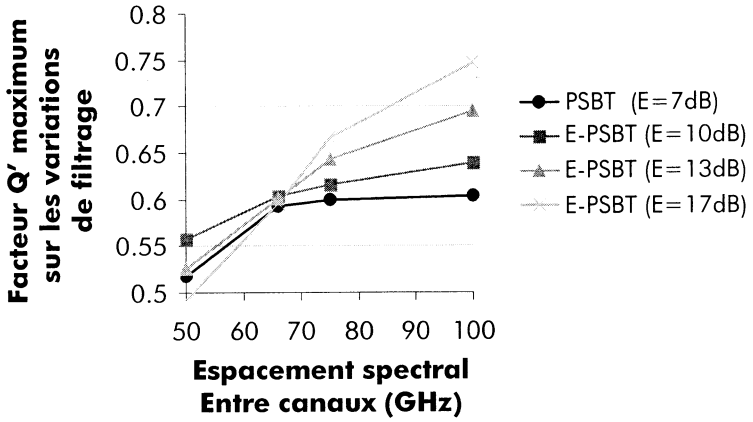


figure 2.36 : Report des valeurs maximales du facteur Q' sur les variations du filtrage optique de la figure 2.35 en fonction de l'espacement spectral des canaux et des formats de modulation à profil de phase contrôlé (PSBT).

Les courbes ainsi tracées indiquent qu'il est d'autant plus bénéfique d'augmenter l'extinction du format PSBT par une modulation au format NRZ lorsque l'espacement entre canaux est grand. Ceci s'explique par le fait que la modulation supplémentaire, au format NRZ élargit l'étendue spectrale des canaux initialement au format PSBT. Le gain sur la qualité de réception des informations, obtenu pour un espacement spectral supérieur à 66 GHz, est perdu pour un espacement inférieur à 66 GHz car l'étendue spectrale alors plus grande, induit une *diaphotie* linéaire plus marquée. Selon la densité spectrale d'information recherchée et pour ces formats de modulation du type E-PSBT il y aura un compromis entre extinction et étendue spectrale.

Les formats de modulation de type PSBT, outre leur avantage quant à la tolérance à la dispersion chromatique [100], seront aussi de bons candidats pour des transmissions à forte densité spectrale d'information. Ils ont donc été utilisés lors d'une démonstration de transmission de 159 canaux à 42.7 Gbit/s (soit une capacité totale de 6.4 Tbit/s) sur 2100 km avec une densité spectrale d'information de 0.8 $bit.s^{-1}.Hz^{-1}$ [101].

Une autre remarque peut être faite concernant les résultats présentés à la figure 2.35 pour ces formats de type PSBT. Lorsque le filtre optique utilisé a une bande passante égale ou inférieure à 0.3 nm, le filtre ne doit pas être décalé par rapport à la longueur d'onde porteuse du canal. Il semble donc, que pour ces formats, l'information contenue dans les deux demi-bandes du spectre de modulation ne soit pas redondante et que la technique du filtrage en bande latérale atténuée n'aie pas d'intérêt pour la réception des données. A ce titre, le paragraphe suivant traite du gain ou non apporté par la technique du filtrage BLA pour plusieurs formats de modulation.

V.1.2. Formats de modulation et filtrage BLA

Pour tester la possibilité d'effectuer un filtrage BLA pour plusieurs types de formats de modulation, nous nous sommes placés dans une configuration de canaux multiplexés en longueur d'onde avec un espacement spectral de 100 GHz. La qualité de réception des informations du canal central dans le domaine spectral est évaluée par le facteur Q' comme indiqué au II.2. , après un filtrage optique effectué par un filtre de type gaussien et dont la largeur de bande passante et le décalage, par rapport à la longueur d'onde porteuse du canal analysé, sont variables. Les résultats obtenus pour

les formats de modulation NRZ, RZ, CS-RZ et E-PSBT sont fournis à la figure 2.37. Les résultats concernant les formats NRZ et E-PSBT sont des rappels des résultats respectivement présentés aux § II.3.3. et V.1.1. Le format RZ utilisé comprend des impulsions de forme sinusoïdale et de durée à mi-hauteur valant la moitié du temps bit, avec un écart entre les niveaux des symboles « 1 » et « 0 » assurant un taux d'extinction de 13 dB. Le format CS-RZ est obtenu selon le principe exposé au chapitre 1 § II.1.3. .

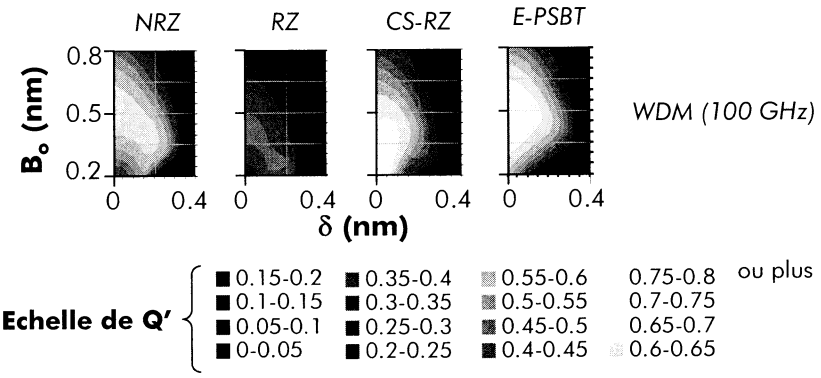


figure 2.37 : Variations des facteurs Q' en fonction de la bande passante et du décalage d'un filtre optique de type gaussien, dans une configuration de canaux WDM à 100 GHz d'espacement spectral, et pour les formats de modulation NRZ, RZ, CS-RZ et E-PSBT (E=13dB).

Pour les formats de modulation NRZ et RZ, les résultats de cette figure 2.37, indiquent qu'une diminution de la largeur de bande passante du filtre en dessous de la valeur (pour la bande à 3 dB) de 0.4 nm implique un décalage du filtre par rapport à la longueur d'onde porteuse du canal pour obtenir, la meilleure qualité de réception des informations. A l'inverse pour les formats CS-RZ et E-PSBT, lors de l'utilisation d'un filtre de bande passante plus étroite que 0.4 nm, les meilleurs facteurs Q' sont obtenus lorsque le filtre n'est pas décalé par rapport à la longueur d'onde du canal. Ceci suggère que, pour ces derniers formats de modulation, leurs deux demi-bandes spectrales de modulation ne contiennent pas une information redondante et il est alors impossible de recouvrer aux données par un filtrage en bande latérale atténuée. La modulation de phase additionnelle qu'ils comportent est probablement à l'origine de cette particularité. Néanmoins, les formats CS-RZ et E-PSBT supportent un filtrage optique réalisé par un filtre de bande passante plus étroite que 0.4 nm et centré sur la porteuse optique du canal analysé. Une forte densité spectrale d'information peut donc être obtenue avec ces formats de modulation et ce, sans avoir recours à la technique du filtrage BLA. Par suite, le schéma d'allocation de longueurs d'onde pour le multiplexage et le démultiplexage de canaux modulés selon ces formats, reste régulier et plus simple à mettre en œuvre. Cependant la conception des émetteurs générant ces formats est plus complexe que pour le format NRZ.

V.2. Densité spectrale et débit de modulation

Ce paragraphe décrit une étude d'augmentation de la densité spectrale d'information en employant un multiplexage de canaux modulés à des débits différents. Une telle étude est liée à la normalisation des espacements spectraux de multiplexage des canaux à des valeurs multiples de 50 GHz. Dans le cadre de cette normalisation et pour des canaux modulés au débit de 40 Gbit/s, l'espacement spectral minimal, pour

lequel la *diaphotie* linéaire ne dégrade pas significativement la qualité de réception des canaux WDM, vaut 100 GHz. Dans la bande spectrale comprise entre deux canaux multiplexés en longueur d'onde avec une espacement spectral de 100 GHz et modulés à 40 Gbit/s, il est envisageable d'insérer un canal modulé au débit de 10 Gbit/s. L'étendue spectrale de ce dernier, 4 fois plus faible qu'un canal modulé au débit de 40 Gbit/s ne cause pas une *diaphotie* linéaire excessive entre les différents canaux. Le principe d'un tel multiplexage de canaux modulés à des débits différents est illustré à la figure 2.38, pour l'exemple de canaux ayant un espacement spectral de 50 GHz et alternativement modulés aux débits de 10 Gbit/s et 40 Gbit/s. On améliore donc, dans ce cas, de 25 % la densité spectrale d'information par passage de 0.4 $bit.s^{-1}.Hz^{-1}$ sans les canaux modulés à 10 Gbit/s à 0.5 $bit.s^{-1}.Hz^{-1}$ après leur ajout.

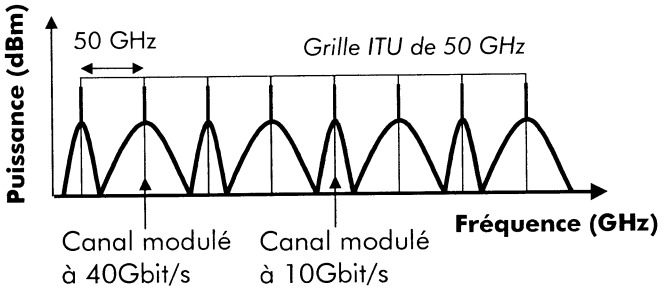
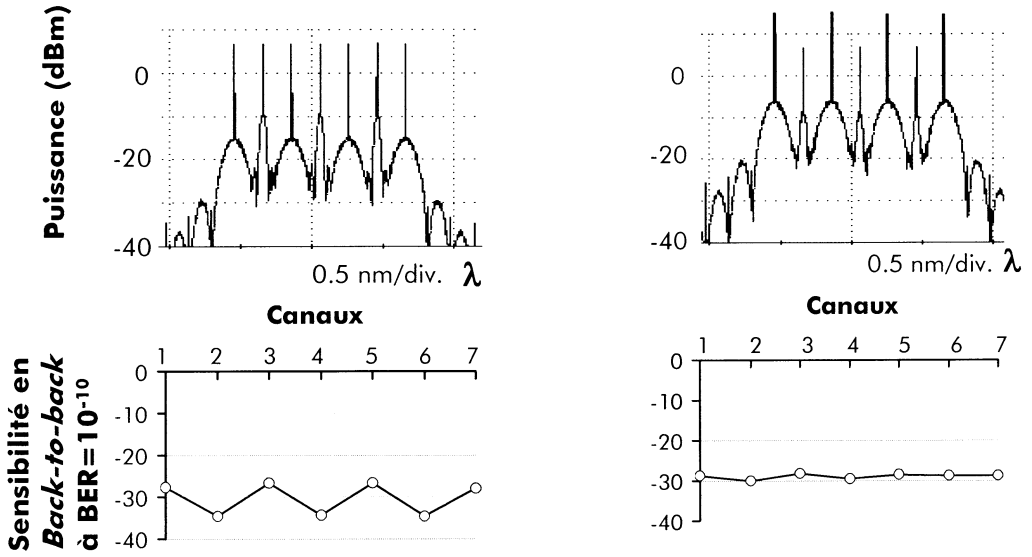


figure 2.38 : Principe d'augmentation de la densité spectrale d'information en insérant, dans une configuration de multiplexage de canaux modulés à 40 Gbit/s avec un espacement spectral de 100 GHz, des canaux modulés à 10 Gbit/s.

Pour mieux préciser les conditions optimales de multiplexage de canaux modulés à des débits différents et dans la configuration explicitée à la figure 2.38, en particulier les valeurs de puissance allouées aux canaux, nous avons évalué, en configuration *back-to-back,* la sensibilité requise du récepteur pour atteindre un taux d'erreurs de 10^{-10} pour l'ensemble des canaux. Les résultats de ces simulations numériques sont présentés à la figure 2.39. Sur cette figure nous avons également reporté les spectres du multiplex en longueur d'onde pour 7 canaux alternativement modulés à 40 Gbit/s puis 10 Gbit/s avec un espacement spectral de 50 GHz. Le format de modulation employé est le format NRZ. Le filtre optique utilisé pour la réception de ces divers canaux a une bande passante de 0.6 nm pour les canaux modulés à 40 Gbit/s et 0.15 nm pour les canaux modulés à 10 Gbit/s. La bande passante du filtre électrique de réception a aussi été adaptée selon le débit de modulation avec une bande passante à 3 dB de 28 GHz et 7 GHz, respectivement pour les débits de modulation de 40 Gbit/s et 10 Gbit/s. Deux cas de puissance moyenne par canal sont montrés, sur la figure 2.39 en (a), avec une puissance moyenne de 5 dBm pour tous les canaux et sur cette même figure en (b), avec une puissance moyenne de 5 dBm pour les canaux modulés à 10 Gbit/s et 14 dBm pour les canaux modulés à 40 Gbit/s.



Même puissance moyenne par canal

(a)

Puissance par canal des canaux modulés à 40 Gbit/s 9 dB plus forte que les canaux modulés à 10 Gbit/s

(b)

figure 2.39 :Sensibilité du récepteur pour les différents canaux WDM modulés alternativement aux débits de 40 Gbit/s et 10 Gbit/s, à gauche pour des puissances moyennes identiques entre les canaux (en l'occurrence 5 dBm) et à droite, lorsque les canaux modulés à 40 Gbit/s ont une puissance moyenne 9 dB plus forte que les canaux modulés à 10 Gbit/s.

En observant les sensibilités obtenues pour les différents canaux dans le cas (a) de la figure 2.39, on constate que celles-ci varient selon le débit de modulation employé. Ce qui peut alors être déduit du cas (b) présenté sur cette figure, est qu'une configuration avec une puissance moyenne 9 dB plus forte pour les canaux modulés à 40 Gbit/s par rapport aux canaux modulés à 10 Gbit/s permet de retrouver une sensibilité homogène sur l'ensemble des canaux. Or, l'intuition aurait plutôt guidé vers un écart de puissance de 6 dB correspondant à un OSNR requis 6 dB plus fort pour les canaux modulés à 40 Gbit/s en comparaison des autres. Ainsi, compte-tenu de la *diaphotie* linéaire inhérente au multiplexage dense des canaux, il faut donc ajouter une puissance par canal encore 3 dB plus forte pour assurer des sensibilités de réception identiques pour l'ensemble des canaux.

VI. Densité spectrale et multiplexage en polarisation

VI.1. Principe du multiplexage et démultiplexage en polarisation

Dans les parties précédentes de ce chapitre, la recherche d'augmentation de la densité spectrale d'information consistait à une « gestion » des composantes spectrales des canaux dans un contexte de multiplexage en longueur d'onde, reposant à la fois sur l'allocation des longueurs d'onde porteuses, sur les techniques de filtrage optique à la réception et à l'émission et sur une distribution des composantes spectrales des canaux selon le format et le débit employé. Ce paragraphe traite, pour sa part, de la mise en

œuvre d'un multiplexage en polarisation des canaux WDM. Cette technique n'est pas nouvelle, plusieurs expériences de transmission ont déjà été démontrée en l'utilisant [91], [108], [109], [111]. L'originalité du travail présenté dans cette partie réside dans l'association de cette technique de multiplexage en polarisation avec l'allocations de longueurs d'onde particulière développée au § III.

La figure 2.40, illustre, dans le domaine spectral, le principe de la combinaison du multiplexage en polarisation (PDM) avec le multiplexage en longueur d'onde. Le premier spectre de cette figure reprend celui de la figure 2.1, pour le cas d'un multiplexage des canaux seulement effectué en longueur d'onde. Dans le cas d'un ajout de la technique de multiplexage en polarisation, deux ensembles de canaux WDM sont couplés dans la même ligne de transmission, avec la même gamme de longueurs d'onde porteuses mais sur deux états de polarisation orthogonaux. Par la suite nous utiliserons, comme sur la figure 2.40, les notations : // et ⊥, pour distinguer, ces deux états de polarisation. On peut ainsi obtenir une capacité deux fois plus élevée, sur une même bande optique et par là même, doubler la densité spectrale d'information.

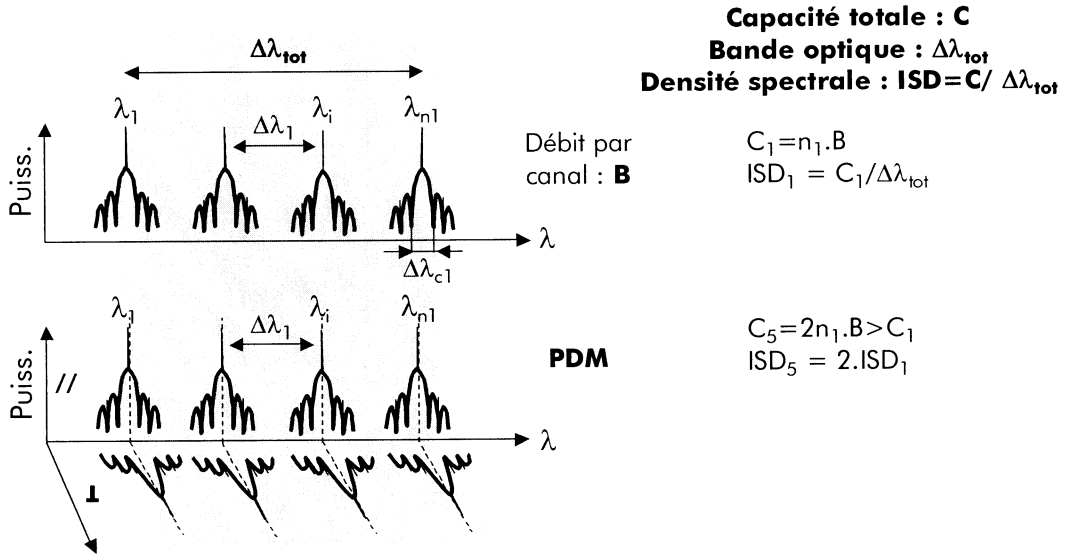


figure 2.40 : Illustration dans le domaine spectral, du multiplexage en longueur d'onde avec en haut, le spectre des canaux multiplexés en longueur d'onde seulement (reprenant la figure 2.1) et en bas, le spectre des canaux multiplexés en longueur d'onde et en polarisation.

Un multiplexage des canaux WDM sur deux états de polarisation orthogonaux peut être réalisé en suivant le schéma de la figure 2.41. Deux sous-ensembles de canaux multiplexés en longueur d'onde sont couplés dans la même fibre sur deux états de polarisation orthogonaux, par un multiplexeur de polarisation aussi noté PBS (Polarisation Beam Splitter). Dans ce cas, l'état de polarisation des canaux est maintenu constant des sources laser, jusqu'au PBS grâce à l'utilisation de composants et de fibres de connexion à maintien de polarisation.

En fin de liaison, les canaux sont tout d'abord démultiplexés en longueur d'onde sur différentes fibres. Après cette opération, il reste, sur chacune de ces fibres, deux canaux, initialement multiplexés sur deux états de polarisation orthogonaux et dont il faut séparer les signaux. Cette dernière étape est effectuée au laboratoire par un contrôleur de polarisation suivi d'un polariseur. Il est possible de récupérer l'information contenue dans les canaux, à condition que l'orthogonalité d'état de

polarisation de ceux-ci aient été maintenue jusqu'à la fin de la liaison. Bien entendu, l'état de polarisation de chaque canal varie en cours de propagation. Or, sans PMD, les états de polarisation de deux canaux multiplexés en polarisation vont rester orthogonaux jusqu'à la fin de la transmission. Dans un tel cas, un contrôle de la polarisation du signal à l'entrée d'un polariseur, permet d'éteindre un de ces deux canaux et le niveau d'extinction ne dépend alors que du taux de rejection du polariseur utilisé. En présence de PMD, les canaux se dépolarisent en cours de propagation et, à partir d'une certaine valeur de PMD cumulée, il devient impossible d'obtenir un taux d'extinction suffisant de l'un ou l'autre des deux canaux initialement multiplexés en polarisation. La qualité de réception de l'information contenue dans l'un des deux canaux, sur un état de polarisation donné, va être réduite par une partie de l'énergie, provenant du canal initialement multiplexés sur l'état de polarisation orthogonal, et se trouvant dans l'état de polarisation sélectionné par le polariseur. Cet effet est en quelque sorte une *diaphotie* linéaire en polarisation.

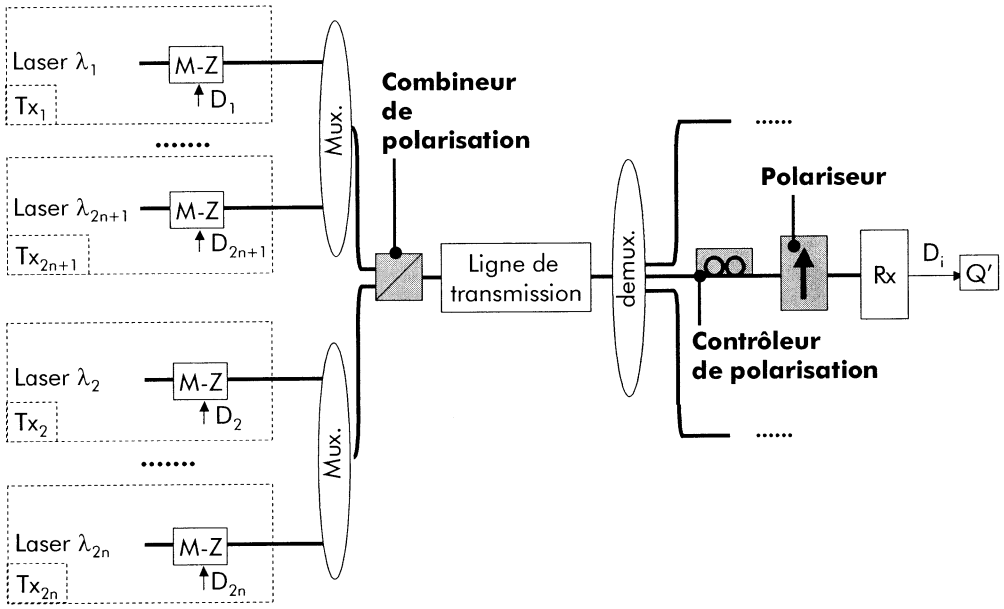


figure 2.41 : Schéma de montage d'un système de transmission comprenant un multiplexage en longueur d'onde et en polarisation des canaux (WDM/PDM).

Pour détailler davantage ces aspects concernant la combinaison de la technique du PDM avec celle du WDM, nous avons représenté trois cas notables de répartition des canaux WDM en polarisation à la figure 2.42. Dans le cas (a), les canaux sont multiplexés en longueur d'onde avec des états de polarisation alternativement orthogonaux. Les longueurs d'onde porteuses de deux canaux « voisins » dans le domaine spectral, et étant sur des états de polarisations orthogonaux sont distinctes d'une quantité supérieure à l'étendue spectrale de la modulation d'un canal. Dans cette configuration, il est possible de ne sélectionner qu'un seul canal à la réception en utilisant simplement un filtre optique passe bande. Dans la mesure où il n'est pas nécessaire d'utiliser un dispositif de démultiplexage en polarisation en fin de liaison, on ne donne pas l'attribution de « PDM » à cette configuration et on la nomme plutôt : « multiplexage en longueur d'onde de canaux à polarisations croisées ». Cette configuration présente l'avantage de réduire les interactions non-linéaires entre les canaux en cours de propagation (FWM, XPM) lesquelles dépendent de l'état de polarisation relatif des différents canaux. Dans le cas (b) il s'agit d'une configuration de

multiplexage en longueur d'onde et en polarisation où les longueurs d'onde des canaux sur les états de polarisation orthogonaux sont identiques. Enfin dans le cas (c), ces dernières longueurs d'onde diffèrent d'une quantité inférieure à l'étendue spectrale de modulation d'un canal. Contrairement à celle du cas (a), cette dernière configuration nécessitera un démultiplexage en polarisation en fin de liaison. Comparée à la configuration (b), la séparation, en fin de liaison de la puissance des canaux initialement multiplexés sur deux états orthogonaux de polarisation pourra être en complément au polariseur réalisée par un filtrage en longueur d'onde.

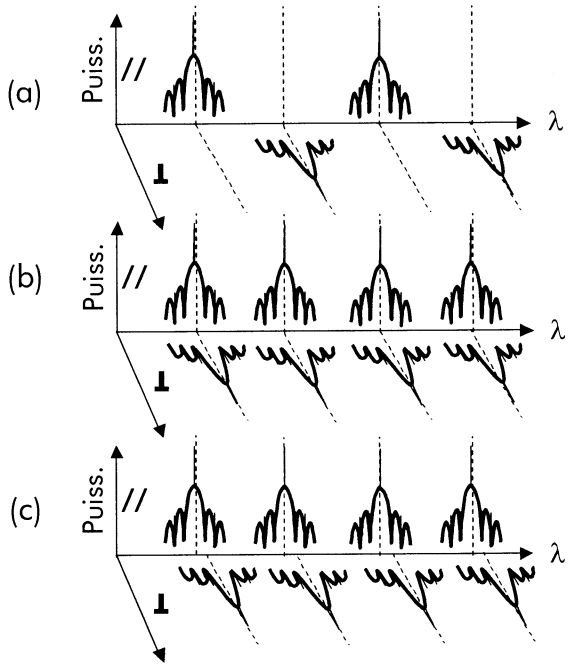


figure 2.42 : Allure des spectres de canaux WDM pour différentes répartitions en longueur d'onde et en polarisation : en (a), canaux multiplexés en longueur d'onde sur des états de polarisation alternativement orthogonaux, en (b), multiplexage en longueur d'onde et en polarisation sur les mêmes longueurs d'onde porteuses et en (c), multiplexage en longueur d'onde et en polarisation sur des longueurs d'onde porteuses qui diffèrent d'une quantité inférieure à l'étendue spectrale d'un canal.

Dans la suite ce cette partie nous traitons comment le multiplexage en polarisation peut être utilisé pour doubler la densité spectrale d'information que l'on obtenait en utilisant la technique décrite au § III. , basée sur une allocation de longueurs d'onde des canaux à espacement spectral alterné associé à la technique de filtrage BLA à la réception. Il s'agit de trouver laquelle des configurations de multiplexage en polarisation, parmi les cas (b) ou (c) de la figure 2.42 permet d'obtenir la meilleure qualité de transmission.

VI.2. Allocations particulières de longueur d'onde et filtrage BLA dans une configuration de multiplexage en polarisation des canaux

VI.2.1. Principe

Le principe de la combinaison du multiplexage en polarisation avec la technique d'allocation de longueurs d'onde de canaux à espacement alterné est illustré à la figure 2.43. Sur un état de polarisation par exemple noté : état //, les canaux sont multiplexés en longueur d'onde selon le principe, exposé au § III. avec un espacement spectral alterné de a GHz et b GHz (les annotations d'espacement spectral, comme nous l'avons déjà indiqué, sont effectuées abusivement en GHz sur ces schémas de principe, alors que l'axe spectral est indiqué en longueur d'onde). Pour la suite de cette partie, ces valeurs correspondront à un espacement spectral alterné de 50 GHz puis 75 GHz. En fin de liaison, un filtrage BLA alternativement « à gauche » et « à droite » est réalisé, pour réceptionner l'information contenue dans chaque canal. Ces opérations de filtrage sont indiquées, sur la figure 2.43, par des zones hachurées en respectant la notation : g pour un « filtrage à gauche » et d pour un « filtrage à droite » . Ensuite, un deuxième ensemble de canaux, suivant le même principe d'allocation de longueurs d'onde, est multiplexé sur un état de polarisation, orthogonal au premier, et noté $\perp$. Les longueurs d'onde porteuses des canaux sur ce second état de polarisation : $\perp$ peuvent être identiques à leurs homologues sur l'autre état de polarisation : //, comme c'est le cas en (a) de la figure 2.43, ou avec un décalage global, nommé dans la suite décalage PDM, du sous-ensemble de longueur d'onde porteuse, comme en (b) de cette même figure. Ce décalage dans le domaine spectral sera noté par la suite $\Delta\nu_{PDM}$ pour décalage en fréquence global des canaux sur les deux états de polarisation ou son équivalent : $\Delta\lambda_{PDM}$ dans le domaine des longueurs d'onde. Afin de distinguer l'ensemble les différentes configurations relatives de filtrage BLA des canaux à la réception nous utiliserons alors, comme indiqué à la figure 2.43, les notations : $d_{//}$, $g_{//}$, $d_{\perp}$, $g_{\perp}$, pour des filtrages BLA « à droite » ou « à gauche » et sur les deux états de polarisation orthogonaux. Le but de l'étude présentée dans cette partie est l'optimisation de ce décalage en fréquence : $\Delta\nu_{PDM}$. Dans une configuration *back-to-back*, la qualité de réception de l'information contenue dans les différents canaux ne dépend que de la *diaphotie* linéaire causée par les canaux « voisins » du canal analysé, en longueur d'onde et sur l'autre état de polarisation. La proportion de l'énergie provenant du canal multiplexé sur l'état de polarisation orthogonal à l'état de polarisation du canal étudié ne provient alors que de la valeur du taux d'extinction du polariseur. L'hypothèse que nous faisons dans notre étude est que cette propriété valide en configuration *back-to-back*, le reste après propagation ce qui implique que l'extinction en polarisation des canaux à la réception soit la même pour l'ensemble des canaux. Cette hypothèse forte sera néanmoins discutée par la suite en particulier compte-tenu de l'impact de la PMD sur la dépolarisation des signaux en cours de propagation.

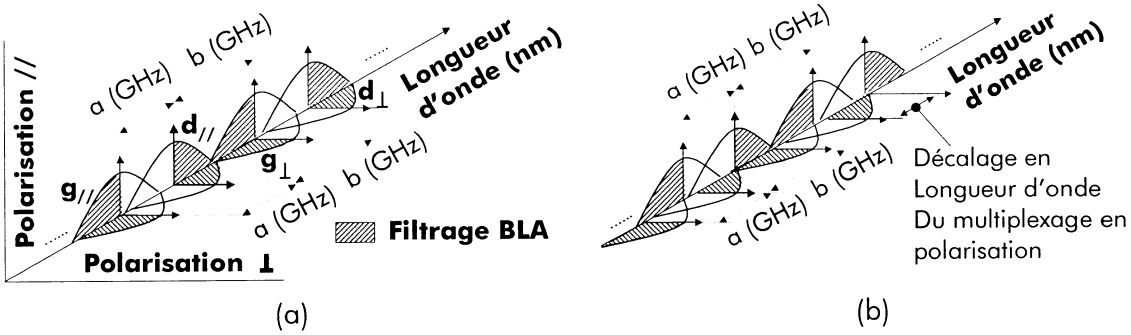


figure 2.43 :Principe d'allocation en longueur d'onde et en état de polarisation des canaux. En (a), les canaux sur les deux états de polarisation ont des longueurs d'onde porteuses identiques. En (b), l'ensemble des longueurs d'onde porteuses d'un état de polarisation est décalé, dans le domaine spectral, par rapport aux longueurs d'onde porteuses sur l'autre état de polarisation. Le filtrage BLA des canaux à la réception est indiqué par des bandes spectrales hachurées (g et d signifiant filtrage « à droite » et « à gauche »).

VI.2.2. Optimisation par simulations numériques

Outre le principe et les hypothèses des simulations numériques, pour l'optimisation de l'allocation en longueur d'onde de l'ensemble des canaux sur les deux états de polarisation, nous choisissons ici d'étudier le cas de canaux modulés au format NRZ à 42.66 Gbit/s. La configuration WDM/PDM est testée sur la base de 18 canaux ayant des allocations de longueurs d'onde porteuses à espacement spectral alterné de 50 GHz puis 75 GHz, 9 étant multiplexés sur un état de polarisation donné et 9 autres sur l'état de polarisation orthogonal au premier. Le polariseur modélisé dans les simulations a un taux d'extinction de 10 dB. La qualité de réception du signal est analysé par le facteur Q' en fonction de la bande passante du filtre optique et de la variation de la position, dans le domaine spectral de sa fonction de transfert. L'opération d'analyse de la qualité des 18 canaux, en fonction du filtrage à la réception, est répété pour plusieurs décalage PDM, $\Delta\nu_{PDM}$, valant 0 GHz, 15 GHz, 25 GHz et 40 GHz vers les basses fréquences, des canaux sur l'état de polarisation $\perp$ par rapport aux canaux sur l'état de polarisation //. Un décalage PDM de 50 GHz ramènerait à l'identique certaines longueurs d'onde porteuses des canaux sur les deux états de polarisation. La figure 2.44, donne l'exemple de tels résultats pour un décalage PDM : $\Delta\nu_{PDM}$=40 GHz vers les basses fréquences. Cette figure présente les résultats de facteurs Q' obtenus en fonction de la bande passante et du décalage du filtre optique de réception. La valeur nulle de décalage du filtre de réception est prise arbitrairement à une longueur d'onde inférieure de 0.4 nm à la longueur d'onde porteuse du premier canal du multiplex à 1548.11 nm. La qualité de réception de l'information des différents canaux est affectée à la fois par la *diaphotie* causée par les canaux « voisins » en longueur d'onde et sur l'autre état de polarisation. Les canaux aux extrémités spectrales du multiplex sont par conséquent moins affectés. Les surfaces de niveau de facteur Q' ne sont pas complètement identiques pour tous les canaux, compte-tenu de leur configuration de multiplexage avec les canaux « voisins » ainsi que des variations de décorrélation des données qu'ils transportent. On constate sur cette figure que le filtrage optique doit être réalisé avec une bande passante à 3 dB de 0.3 nm alternativement avec un décalage par rapport à la longueur d'onde porteuse du canal étudié, négatif ou positif et de valeur absolue d'environ 0.15 nm. Nous avons symbolisé sur cette même figure les spectres des canaux par des courbes claires et la demi-bande spectrale à filtrer en utilisant le filtrage BLA à la réception par des points.

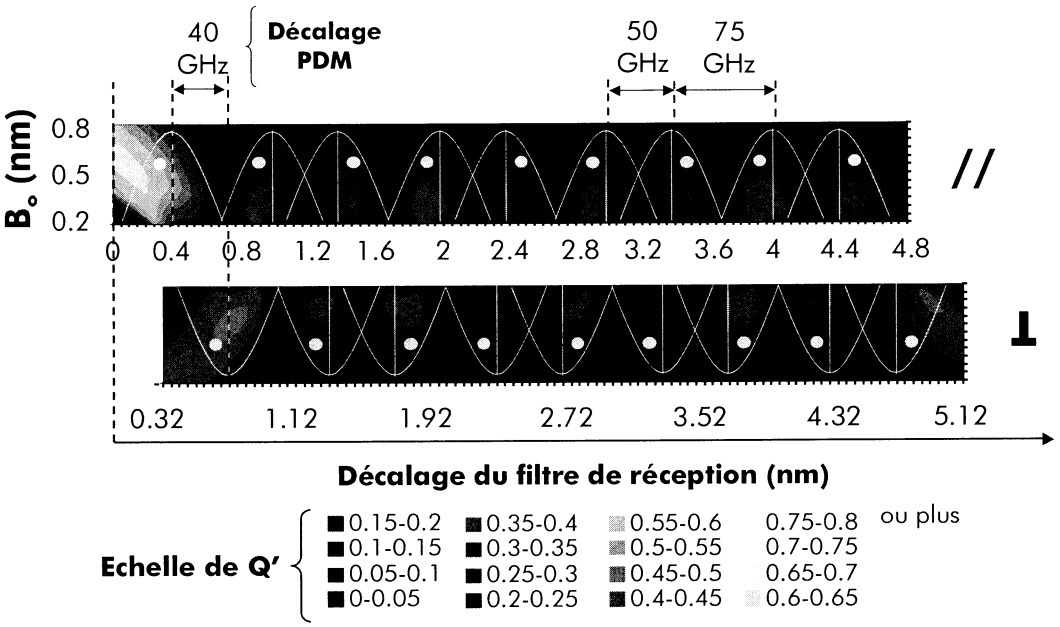


figure 2.44 : Facteurs Q' obtenus pour les 18 canaux, 9 sur l'état de polarisation noté // et 9 autres sur l'état ⊥, en fonction de la bande passante et du décalage du filtre optique gaussien utilisé en réception et pour l'exemple d'un décalage PDM global en fréquence de 40 GHz. Les schémas superposés aux graphiques indiquent la correspondance avec les spectres des canaux, les points clairs indiquant la demi-bande des spectres à filtrer par filtrage BLA à la réception.

La figure 2.45 donne les facteurs maxima de Q' extraits des résultats de la figure 2.44, pour les 9 canaux sur l'état de polarisation // et les 9 autres sur l'état orthogonal. On remarque que la qualité des canaux est assez homogène, hormis les canaux extrêmes du multiplex sur les deux états de polarisation, et que celle-ci peut être quantifiée par un facteur Q' d'environ 0.4.

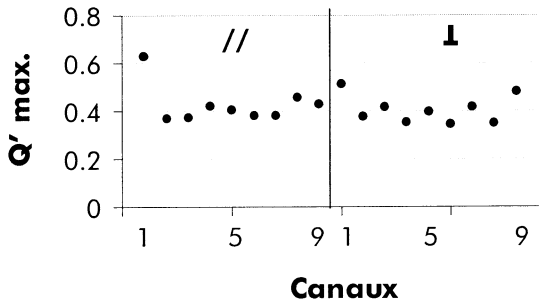


figure 2.45 :Valeurs maximales des facteurs Q' présentés à la figure 2.44, pour les 9 canaux sur l'état de polarisation // et les 9 autres sur l'état de polarisation ⊥.

Les deux dernières figures ont montré l'exemple de l'analyse de la qualité de réception des informations par une configuration de multiplexage WDM/PDM avec un décalage PDM du schéma global d'allocation des longueurs d'onde de 40 GHz. Par la même démarche d'analyse, la qualité moyenne des différents canaux est évalué pour les autres décalages PDM de 0 GHz, 15 GHz et 25 GHz. Les résultats finaux obtenus sont reportés à la figure 2.46, en termes de moyennes de facteur Q' sur l'ensemble des

canaux à l'exception des canaux extrêmes. Le décalage PDM optimal correspond à une valeur de 40 GHz vers les basses fréquences. Cette valeur correspond à une allocation des longueurs d'onde des canaux qui minimise globalement l'impact de la *diaphotie* linéaire, que ce soit une *diaphotie* liée à un rejet incomplet des composantes spectrales des canaux « voisins » en longueur d'onde ou présent sur l'autre état de polarisation.

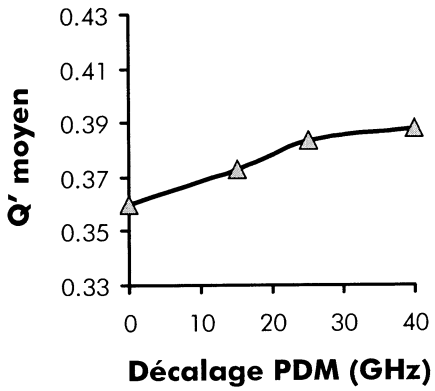


figure 2.46 : Moyennes des facteurs Q', obtenues sur l'ensemble des canaux, en fonction du décalage PDM. Cette moyenne est effectuée en ne prenant pas en compte les canaux extrêmes du multiplex en longueur d'onde.

VI.2.3. Vérifications expérimentales

Du point de vue expérimental, nous avons mesuré la pénalité sur le facteur Q pour deux canaux, correspondant chacun à un cas de filtrage BLA à la réception (notés d// et g// à la figure 2.43). Cette mesure est suffisante pour évaluer les pénalités sur l'ensemble des cas de filtrage BLA possibles compte-tenu de la périodicité du schéma de multiplexage en longueur d'onde. Le taux d'extinction de la sélection de la polarisation à la réception, réalisé par un PBS vaut pour cette évaluation expérimentale 20 dB. Les résultats de ces mesures sont fournis à la figure 2.47, avec pour référence des pénalités, le facteur Q obtenu pour un décalage PDM de 40 GHz. Sur ces courbes expérimentales, nous pouvons tout d'abord constater que les écarts de pénalité observés selon le décalage PDM sont plus forts que ceux évalués par simulation numérique, d'autant que ceux-ci avaient été obtenus en prenant une valeur d'extinction de polarisation de seulement 10 dB à la réception. Néanmoins, du point de vue comparatif, le décalage PDM menant au meilleur compromis de pénalité sur l'ensemble des canaux correspond bien à un décalage PDM de 40 GHz.

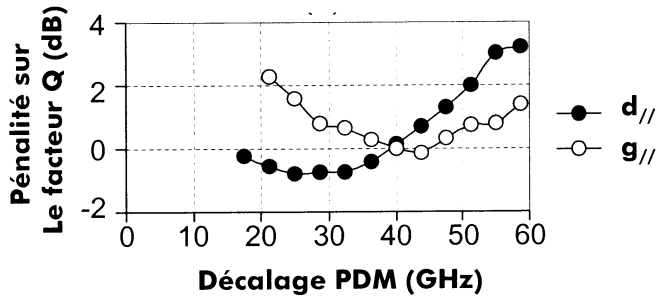


figure 2.47 : Analyse expérimentale de la variation de qualité de réception pour deux canaux notés d// et g// (Cf. figure 2.43) en fonction du décalage PDM. La qualité de réception est ici

traduite par une pénalité sur le facteur Q par référence au facteur Q obtenu pour un décalage PDM de 40 GHz vers les basses fréquences.

Cette valeur de décalage optimal a par conséquent été utilisée lors d'une démonstration d'expérience de transmission mettant en œuvre cette allocation particulière de longueurs d'onde et atteignant la capacité globale de 10.2 Tbit/s sur 300 km [184] (Cf. chapitre 4 § II.2.). La densité spectrale d'information d'une telle configuration de multiplexage en longueur d'onde et en polarisation atteint la valeur de 1.28 $bit.s^{-1}.Hz^{-1}$, soit, un facteur 2, apporté par le multiplexage en polarisation, par rapport à la configuration de multiplexage en longueur d'onde seule décrite au § III.

Discutons maintenant l'hypothèse consistant à ne pas prendre en compte la PMD dans cette évaluation de décalage PDM de cette configuration particulière de multiplexage des canaux. Dans le cas où la PMD n'est plus négligeable, une dépolarisation des différents canaux rend impossible la sélection en polarisation des canaux initialement multiplexés sur des états orthogonaux **[102]**. Dans ce cadre de transmission PDM, une dépolarisation relative des canaux qui empêche toute réception des informations a lieu pour une valeur de PMD inférieure à la valeur de PMD qui suffit à la perte des informations d'un canal transmis seul. De plus la dépolarisation relative des canaux, initialement multiplexés sur des états de polarisation orthogonaux sera, du fait de la PMD, d'autant plus importante que le décalage spectral entre ces canaux sera grand. Une étude numérique a montré**[102]** qu' à partir d'une valeur de PMD d'environ de 2 ps, le décalage PDM optimal n'est plus de 40 GHz mais doit rester inférieur à 12 GHz. Pour garder l'avantage d'un décalage PDM des canaux de 40 GHz, qui permet de limiter la *diaphotie* linéaire au mieux, il faudra employer des fibres de transmission dont la PMD cumulée n'excède pas cette valeur d'environ 2 ps.

CONCLUSIONS DU CHAPITRE 2

Aprés avoir décrit les différentes méthodes qui permettent l'augmentation de la capacité des systèmes de transmission, nous avons mis en évidence le fait que l'augmentation du débit par canal de 10 Gbit/s à 40 Gbit/s n'implique par forcément une augmentation de la capacité globale, tout simplement parce que l'étendue spectrale des canaux modulés à 40 Gbit/s est quatre fois plus importante que l'étendue spectrale des canaux modulés à 10 Gbit/s. L'axe de recherche se centre donc plus sur l'augmentation de la densité spectrale d'information.

Nous avons tout d'abord étudié, par des simulations numériques, le filtrage optique de canaux modulés à 40 Gbit/s de manière à en connaître les configurations optimales. Puis nous avons évalué quel est l'espacement spectral entre les canaux minimal que l'on peut utiliser pour le multiplexage dans les transmissions WDM Nx40 Gbit/s au format NRZ. Cet espacement spectral minimal est compris entre 75 GHz et 100 GHz lors d'un multiplexage simple et régulier des canaux. Les densités spectrales d'information correspondantes sont de 0.53 $bit.s^{-1}.Hz^{-1}$ et 0.4 $bit.s^{-1}.Hz^{-1}$. A l'occasion de l'étude du filtrage optique optimal, nous avons mis en avant un des éléments clefs qui est tout à l'avantage des transmissions au débit de 40 Gbit/s par rapport à celle fonctionnant à des débits inférieurs. Il s'agit de la disponibilité technologique de filtres optiques qui permettent d'appliquer un filtrage optique des canaux dans la bande même de modulation du signal. Cette opportunité nouvelle a inspiré un grand nombre de techniques d'augmentation de la densité spectrale présentées dans ce chapitre.

Une première technique originale (notée T_1) d'augmentation de la densité spectrale d'information consiste à associer une allocation particulière des longueurs d'onde porteuses des canaux avec la technique du filtrage optique en bande latérale atténuée (BLA) appliquée à la réception. Il s'agit d'une part de multiplexer les canaux modulés à 40 Gbit/s avec un espacement spectral alterné et d'autre part de filtrer en réception, pour chaque canal, la demi-bande du spectre de modulation la moins affectée par la *diaphotie* provenant des autres canaux. Nous avons optimisé les espacements spectraux alternés compte-tenu de la *diaphotie* linéaire entre canaux pour arriver à la conclusion que la configuration optimale correspond à un espacement spectral alterné de 50 GHz puis 75 GHz. Pour préciser les conditions de mise en oeuvre de cette technique nous avons analysé le filtrage optique en bande latérale atténuée (BLA). La configuration optimale de filtrage BLA pour un format de modulation des canaux de type NRZ consiste en l'usage d'un filtre optique de type gaussien de largeur à 3 dB valant environ 0.25 nm décalé par rapport à la longueur d'onde porteuse du canal analysé de 0.16 nm soit vers les courtes longueurs d'onde pour un filtrage BLA dit « à gauche » soit vers les grandes longueurs d'onde pour un filtrage BLA dit « à droite ». Outre ces considérations sur le filtrage BLA, la mise en oeuvre expérimentale de cette technique T_1 nécessite des conditions particulières sur les modulateurs utilisés, sur l'asymétrie des filtres employés et sur la dispersion résiduelle des canaux avant la réception des informations. Ces conditions ont été numériquement analysées pour préciser les valeurs chiffrées de ces différents paramètres. Cette technique T_1 permet alors d'atteindre une densité spectrale de 0.64 $bit.s^{-1}.Hz^{-1}$.

Une deuxième technique (T_2) repose sur un filtrage optique étroit, plus étroit que la bande spectrale de modulation des canaux, appliqué, quant à lui, à l'émission avant le multiplexage. Bien que cette technique soit déjà connue, nous avons chiffré

l'augmentation de la densité spectrale d'information correspondante. Elle permet d'atteindre des espacements spectraux proches de 66 GHz entre canaux, soit une densité spectrale d'environ 0.6 $bit.s^{-1}.Hz^{-1}$. Cette technique présente cependant l'inconvénient de nécessiter l'ajout d'un filtre optique pour chaque canal de transmission, avant le multiplexage des canaux. Nous avons alors proposé une solution basée sur l'usage de composants entrelaceurs de canaux qui permet de filtrer simultanément l'ensemble des canaux à l'émission.

L'étude du filtrage optique de formats de modulation du type E-PSBT a permis, par ailleurs, de préciser l'intérêt de l'usage de tels formats pour les transmissions à forte densité spectrale d'information et de chiffrer les conditions optimales de filtrage et de modulation pour ces formats. En ce qui concerne les formats de modulation nous avons étudié la compatibilité de formats de modulation RZ, CS-RZ et PSBT avec la technique de filtrage BLA. L'information contenue dans un canal modulé au format RZ, tout comme au format NRZ, peut être retouvée en ne filtrant qu'une seule demi-bande du spectre de modulation des canaux. Néanmoins, ceci n'est pas le cas pour les formats de modulation CS-RZ et PSBT qui font intervenir en plus d'une modulation en intensité du signal, une modulation en phase.

Enfin ce chapitre 2 s'est terminé sur l'étude de la combinaison de la technique du multiplexage en polarisation (PDM) avec la technique T_1 d'allocation en longueur d'onde de canaux WDM. Une configuration optimale d'allocation de longueurs d'onde des canaux multiplexés à la fois en longueur d'onde et en polarisation a été proposée, basée sur une réduction de la *diaphotie* linéaire entre canaux. Nous sommes venu à la conclusion que le multiplexage en polarisation des deux sous-ensembles de canaux ayant chacun la configuration correspondant à la technique T_1 doit être effectué avec un décalage global des longueurs d'onde porteuses d'un sous-ensemble de canaux à l'autre de 40 GHz. La densité spectrale d'information atteint alors la valeur de 1.28 $bit.s^{-1}.Hz^{-1}$.

Nous avons donc proposé dans ce chapitre des approches variées pour augmenter la densité spectrale d'information de 0.4 $bit.s^{-1}.Hz^{-1}$ à 1.28 $bit.s^{-1}.Hz^{-1}$ en présentant à chaque fois les conditions optimales de réalisation de ces approches. Nous avons mis en œuvre ces techniques au laboratoire lors de la réalisation de transmissions WDM Nx40 Gbit/s à très haute capacité que nous décrirons au chapitre 4.

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 2

[86] E. Desurvire, D. Bayart, B. Desthieux, S. Bigo, Erbium-doped fiber amplifiers, device and system developments, Wiley Inter-Science, 2002

[87] J. B. Stark, P. Mitra and A. Sengupta, «Information capacity of nonlinear wavelength division multiplexing fiber optic transmission line», Optical Fiber Technology, Vol. 7, pp. 275-288, Jan. 2001

[88] E.E Narimanov and P. Mitra, «The channel capacity of a fiber optics communication system : perturbation theory», IEEE J. Lightwave Technol., Vol. 20, n°3, pp. 530-537, March 2002

[89] J. B. Stark, P. Mitra and A. Sengupta, «Fundamental limits of information capacity for optical communications channels», in ECOC'99, I-28, Nice, France, Sept. 26-30

[90] E. Desurwire, "A common quantum noise model for optical amplification and nonlinearity in WDM transmission", in ECOC'02, 3.1, Copenhagen, Denmark, Sept. 8-12

[91] T. Ono and Y. Yano, «Key technologies for terabit/second WDM systems with high spectral efficiency of over 1 bit/s/Hz», J. of Quantum Electron., Vol. 34, n°11, pp. 2080-2088, Jan. 1998

[92] M. W. Chbat and D. Penninckx, «High-spectral-efficiency transmission systems», in OFC'00, 0, Baltimore, MD, March 3-10

[93] W. Idler, S. Bigo, Y. Frignac, B. Franz, G. Veith, « Vestigial side-band demultiplexing for ultra-high capacity (0.64bit/s/Hz) of 128x40Gbit/s channels », *OFC'01*, MM3, Anaheim, California, March 17-22.

[94] K.-D. Chang, G.-C. Yang and W. C. Kwong, "Determination of FWM products in unequal-spaced-channel WDM lightwave systems", IEEE J. Lightwave Technol., Vol. 18, n° 12, pp. 2113-2122, Dec. 2000

[95] S. Bigo, A. Bertaina, Y. Frignac, S. Borne, L. Lorcy, D. Hamoir, D. Bayart, J.-P. Hamaide, W. Idler, E. Lach, B. Franz, G. Veith, P. Sillard, L. Fleury, P. Guénot, P. Nouchi, « 5.12 Tbit/s (128x40 Gbit/s WDM) Transmission over 3x100 km of TeraLightTM Fibre. », ECOC'00, PD-1.2, Munich, Germany, Sept. 3-7.

[96] S. Bigo and Y. Frignac, " Multiterabit/s WDM transmissions at 40Gbit/s channel rate", invited paper at IEEE Topical Meeting on Ultra-Long-Haul DWDM Comm. & Networking, Colorado, USA, July 30-August 1 2001.

[97] T. Miyakawa, I. Morita, K. Tanaka, H. Sakata, and N. Edagawa, «2,56Tbit/s (40Gbit/sx64WDM) unrepeatered 230km transmission with 0,8bit/s/Hz spectral efficiency using low noise fiber raman amplifier and 170μm^2 Aeff fiber», in OFC'01, PD26, Anaheim, California, March 17-22

[98] W. Idler, G. Charlet, R. Dischler, Y. Frignac, S. Bigo, «0.8 bit/s/Hz of information spectral density by vestigial sideband filtering of 42.66Gb/s NRZ», in ECOC'02, 8.1.5, Copenhagen, Denmark, Sept. 8-12.

[99] D. Penninckx, "Enhanced-Phase-Shaped binary transmission, Electronics letters, vol. 36, n°5, pp. 478-479, march 2000

[100] D. Penninckx, M. Chbat, L. Pierre, and J.-P. Thiery, "The Phase-shaped Binary transmission (PSBT) : a new technique to transmit Far Beyond the Chromatic Dispersion Limit, Photon. Tech. Letters, vol. 9, n° 2, Feb. 1997

[101] G. Charlet, J.-C. Antona, S. Lanne, P. Tran, W. Idler, M. Gorlier, S. Borne, A. Klekamp, C. Simmoneau, L. Pierre, Y. Frignac, M. Molina, F. Beaumont, J.-P. Hamaide, S. Bigo, «6.4 Tb/s (159x42.7 Gb/s) capacity over 21x100km using

bandwidth-limited phase-shaped binary transmission», in ECOC'02, PD4.1, Copenhagen, Denmark, Sept. 8-12.
[102] S. Lanne, Y. Frignac, G. Charlet, W. Idler, S. Bigo, «Optimization of polarization multiplexed scheme at 1.28 bit/s/Hz information spectral density», in ECOC'02, P.3.11, Copenhagen, Denmark, Sept. 8-12.

Annexe bibliographique : Expériences de transmission en ordre de densité spectrale d'information transmise de 0.5 bit.s^{-1}.Hz^{-1} à 1.6 bit.s^{-1}.Hz^{-1}

[référence] (densité spectrale d'information en bit.s^{-1}.Hz^{-1}) ...

[103] (0.5) K. S. Cheng, U. Gliese, and J. Conradi, "170km transmission of 20GHz spaced optical duobinary signals of 2^{31}-1 PRBS length", Electron. Lett., Vol. 36, n°22, pp. 1891-1792, Oct. 2000
[104] (0.53) B. Mikkelsen, G. Raybon, B. Zhu, R. J. Essiambre, P. G. Bernasconi, K. Dreyer, L. W. Stulz, S. N. Knudsen, «High spectral efficiency (0.53 bit/s/Hz) WDM transmission of 160Gb/s per wavelength over 400km of fiber», in OFC'01, ThF2, Anaheim, California, March 17-22
[105] (0.61) Y. Yano, T. Ono, K. Fuchuchi, T. Ito, H. Yamazaki, M. Yamaguchi, and K. Emura, «2,6 Terabit/s WDM transmission experiment using optical duobinary coding», in ECOC'96, PD1-3.1, Oslo, Norway, Sept. 15-19
[106] (0.64) S. Bigo, A. Bertaina, Y. Frignac, S. Borne, L. Lorcy, D. Hamoir, D. Bayart, J.-P. Hamaide, W. Idler, E. Lach, B. Franz, G. Veith, P. Sillard, L. Fleury, P. Guénot, P. Nouchi, «5.12 Tbit/s (128x40 Gbit/s WDM) Transmission over 3x100 km of TeraLightTM Fibre.», in ECOC'00, PD-1.2, Munich, Germany, Sept. 3-7
[107] (0.64) S. Bigo, W. Idler, J.-C. Antona, G. Charlet, C. Simonneau, M. Gorlier, M. Molina, S. Borne, C. de Barros, P. Sillard, P. Tran, R. Dischler, W. Poehlmann, P. Nouchi, Y. Frignac, «Transmission of 125 WDM channels at 42,7Gbit/s (5Tbit/s capacity) over 12x100 km of TeraLightTM Ultra fibre», in ECOC'01, PD.M.1.1, Amsterdam, Netherlands, Oct. 1-4
[108] (0.8) T. Ito, K. Fukuchi, K. Sekiya, D. Ogasahara, R. Ohhira, T. Ono, «6.4Tb/s (160 x 40Gb/s) WDM Transmission experiment with 0,8bit/s/Hz spectral efficiency», in ECOC'00, PD-1.1, Munich, Germany, Sept. 3-7
[109] (0.8) A. Färbert, G. Mohs, S. Spälter, J-P. Elbers, C. Fürst, A. Shöpflin, E. Gottwald, C. Scheerer, C. Glingener, «7Tb/s (176 x 40Gb/s) Bidirectional interleaved transmission with 50GHz Channel spacing», in ECOC'00, PD-1.3, Munich, Germany, Sept. 3-7
[110] (0.8) K. Fukuchi, T. Kasamatsu, M. Morie, R. Ohhira, T. Ito, K. Sekiya, D. Ogasahara and T. Ono, «10,92 Tb/s (273x40Gb/s) triple band/ultra dense WDM optical repeatered transmission experiment», in OFC'01, PD24, Anaheim, California, March 17-22
[111] (0. 8) W. S. Lee, Y. Zhu, B. Shaw, D. Watley, C. Scahill, J. Homan, C. Fludger, M. Jones, and A. Hadjifotiou, «2.56Tbit/s capacity, 0.8 b/Hs.s DWDM transmission over 120km NDSF using polarisation-bit-interleaved 80Gb/s OTDM signal», in OFC'01, TuU1, Anaheim, California, March 17-22
[112] (0. 8) H. Bissessur, G. Charlet, C. Simonneau, S. Borne, L. Pierre, C. De Barros, P. Tran, W. Idler, R. Dischler, «3,2 Tb/s (80x40Gb/s) C-Band Transmission over 3x100 km with 0,8 bit/s/Hz efficiency», in ECOC'01, PD.M.1.11, Amsterdam, Netherlands, Oct. 1-4
[113] (0.8) A. Hodzic, B. Konrad, K. Petermann, «Novel modulation format for Nx40 Gbit/s WDM transmission with 50GHz channel spacing», in ECOC'01, Tu.L.2.4, Amsterdam, Netherlands, Oct. 1-4

[114] (0.8) G. C. Gupta, R. E. Tench, O. Mizuhara, L. L. Wang, N. N. Dang, N. Chand, B. Mason, A. Ougazzaden, and C. W. Lentz, «3.2 Tbit/s (40x80Gb/s) transmission over 1000 km with 100 km span (25 dB loss) and 0.8 bit/s/Hz of spectral efficiency», in OFC'02, TuA5, Anaheim, California, March 17-22

[115] (0.8) G. Charlet, W. Idler, R. Dischler, J.-C. Antona, P. Tran, S. Bigo, «3.2Tbit/s (80x42.7 Gb/s) C-band transmission over 9x100 km of TeraLight fiber with 50GHz channel spacing», in OAA'02, PDP1, Vancouver, Canada, July 14-17

[116] (0.8) G. Charlet, J.-C. Antona, S. Lanne, P. Tran, W. Idler, M. Gorlier, S. Borne, A. Klekamp, C. Simmoneau, L. Pierre, Y. Frignac, M. Molina, F. Beaumont, J.-P. Hamaide, S. Bigo, «6.4 Tb/s (159x42.7 Gb/s) capacity over 21x100km using bandwidth-limited phase-shaped binary transmission», in ECOC'02, PD4.1, Copenhagen, Denmark, Sept. 8-12

[117] (0.8) D. F. Grosz, A. Agarwal, S. Banerjee, A. P. Küng, D. N. Mayvar, A. Gurevich, T. H. Wood, C. R. Lima, B. Faer, J. Black, C. Hwu, «5.12 Tb/s (128x42.7 Gb/s) transmission with 0.8 bit/s/Hz spectral efficiency over 1280 km of standard single-mode fiber using all-Raman amplification and strong signal filtering», in ECOC'02, PD4.3, Copenhagen, Denmark, Sept. 8-12

[118] (0.8) S. M. Duffy, S. Verghese, S. R. Henion, B. R. Romkey, H. G. Rao, and K. R. Weldon, «3.2 Tb/s (40 x 80 Gb/s) straight-line transmission over 735 km of NDSF with 0.8 bit/s/Hz spectral efficiency», in ECOC'02, 8.1.3, Copenhagen, Denmark, Sept. 8-12

[119] (1) T. Ono and Y. Yano, «Key technologies for terabit/second WDM systems with high spectral efficiency of over 1 bit/s/Hz», J. of Quantum Electron., Vol. 34, n°11, pp. 2080-2088, Jan. 1998

[120] (1) G. Raybon, B. Mikkelsen, R.-J. Essiambre, J. E. Johnson, K. Dreyer, and L. E. Nelson, «100 Gbit/s single-channel transmission over 200km Truewave and 160km conventional fiber with EAM source and demultiplexer», in ECOC'99, Vol. II, pp. 92-93, Nice, France, Sept. 26-30

[121] (1) I. Morita , T. Tsuritani, N. Yoshikane, A. Agata, K. Imai and N. Edagawa, «100% spectral-efficient 25 x 42.7 Gbit/s transmission using asymmetrically filtered CS-RZ signal and a novel crosstalk suppressor», in ECOC'02, PD4.7, Copenhagen, Denmark, Sept. 8-12

[122] (1.28) S. Bigo, Y. Frignac, G. Charlet, W. Idler, S. Borne, H. Gross, R. Dischler, W. Poehlmann, P. Tran, C. Simonneau, D. Bayart, G. Veith, A. Jourdan and J.-P. Hamaide, «10,2 Terabit/s (256x40 Gbit/s PDM/WDM) transmission over 100 km of TeraLight fiber with 1,28 bit/s/Hz spectral efficiency», in OFC'01, PD25, Anaheim, California, March 17-22

[123] (1.28) Yann Frignac, Gabriel Charlet, Wilfried Idler, Roman Dischler, Patrice Tran, Stéphanie Lanne, Sophie Borne, Catherine Martinelli, Gustav Veith, Amaury Jourdan, Jean-Pierre Hamaide, Sébastien Bigo, «Transmission of 256 wavelength-division and polarisation multiplexed channels at 42.7Gb/s (10.2Tb/s capacity) over 3x100km of TeraLight fiber», in OFC'02, FC5-1, Anaheim, California, March 17-22

[124] (1.6) Hideyuki Sotobayashi, Wataru Chujo, and Ken-Ichi Kitayama, «1,6bit/s/Hz, 6,4Tbit/s OCDM/WDM (4 OCDM x 40 WDM x 40 Gbit/s) transmission experiment», in ECOC'01, PD.M.1.3, Amsterdam, Netherlands, Oct. 1-4.

Chapitre 3 : EFFETS NON-LINEAIRES ET GESTION DE DISPERSION CHROMATIQUE

I. CONTEXTE TECHNOLOGIQUE DE LA THESE 22

I.1. BREF HISTORIQUE DES TECHNOLOGIES DE TRANSMISSION SUR FIBRES OPTIQUES 22

I.2. ETAT DE L'ART DES EXPERIENCES DE TRANSMISSION SUR FIBRES OPTIQUES 23
I.2.1. Etat de l'art en début de thèse 23
I.2.2. Technologies et applications émergentes en cours de thèse 25

II. CONTEXTE DES TELECOMMUNICATIONS 29

III. DEFINITION ET ENJEUX DE LA THESE 31

CHAPITRE 1 : GENERALITES SUR LES SYSTEMES DE TRANSMISSION OPTIQUE TERRESTRES 39

I. PROPAGATION GUIDEE DANS LES FIBRES OPTIQUES 44

I.1. ONDE LUMINEUSE MODULEE 44

I.2. LA FIBRE OPTIQUE COMME MILIEU DE PROPAGATION 45

I.3. DEFINITION DES PUISSANCES UTILES DANS LES SYSTEMES DE TRANSMISSION 48

I.4. EFFETS DE PROPAGATION LINEAIRES 49
I.4.1. Les pertes de la fibre optique 49
I.4.2. La dispersion chromatique 51
I.4.3. La dispersion modale de polarisation 54
I.4.4. Evolution linéaire de l'enveloppe du champ électrique 57

I.5. CHAMPS ELECTRIQUES PARTIELS ET CHANGEMENTS DE VARIABLE INTERESSANTS DANS LES SYSTEMES WDM 58

I.6. EFFETS NON-LINEAIRES 60
I.6.1. Effet Kerr 60
I.6.1.1. L'automodulation de phase (SPM : Self-Phase-Modulation) 63
I.6.1.2. Modulation de phase croisée : XPM (Cross-Phase-Modulation) 65
I.6.1.3. Gain paramétrique, mélanges à quatre ondes et instabilité de modulation 68
I.6.1.4. Effets intra-canaux, i-XPM, i-FWM 70
I.6.2. Effets Raman et Brillouin 73
I.6.2.1. Effet Brillouin, electrostriction 73
I.6.2.2. Effet Raman (SI-SRS) 75

I.7. EQUATION DE PROPAGATION ET LONGUEURS CARACTERISTIQUES 78
I.7.1. Equation de propagation 78

I.8. METHODES NUMERIQUES DE SIMULATION DE LA PROPAGATION 79

II. TRANSMISSIONS NUMERIQUES SUR FIBRE OPTIQUE ET TECHNOLOGIES ASSOCIEES 81

II.1. COMPOSANTS D'EMISSION 83
II.1.1. Sources laser continues 83
II.1.2. Modulation des sources laser 84

II.1.3. Formats de modulation 86

II.2. TECHNIQUES DE MULTIPLEXAGE ET DEMULTIPLEXAGE 88
II.2.1. Multiplexage 88
II.2.2. Démultiplexage WDM et filtrage optique 90
II.2.3. Diaphotie linéaire associée au multiplexage / démultiplexage en longueur d'onde 91

II.3. COMPOSANTS DE LA LIGNE DE TRANSMISSION : COMPENSATION DES EFFETS PHYSIQUES DE LA FIBRE DE LIGNE 92
II.3.1. Amplification 92
II.3.2. Amplification discrète par des EDFAs 92
II.3.3. Amplification Raman distribuée 95
II.3.4. Contribution au bruit optique d'une chaîne d'amplificateurs produisant du bruit d'émission spontanée amplifié. 97
II.3.4.1. OSNR d'un EDFA double étage avec des pertes internes 99
II.3.4.2. OSNR d'un système de transmission à amplification optique régulière. 100
II.3.5. Compensation de dispersion chromatique 100
II.3.6. Réduction de l'impact des effets non-linéaires par la gestion de dispersion chromatique 102

II.4. DETECTION DIRECTE 103

II.5. CODES CORRECTEURS D'ERREURS 105

III. CRITERES ET METHODES D'EVALUATION DE LA QUALITE DES SYSTEMES DE TRANSMISSION OPTIQUE WDM. 105

III.1. CRITERES GLOBAUX 106
III.1.1. Taux d'erreurs binaires 106
III.1.2. Facteur Q 107
III.1.3. Courbes de taux d'erreurs, sensibilité, pénalité sur la sensibilité 110
III.1.3.1. Courbes de taux d'erreurs 110
III.1.3.2. Sensibilité et pénalité sur la sensibilité 111
III.1.4. Diagramme de l'œil 112

III.2. CRITERES LIES A DES DEGRADATIONS PARTICULIERES 114
III.2.1. Phénomènes aléatoires, bruits et rapport signal sur bruit 114
III.2.2. Phénomènes déterministes 117

III.3. MODELISATION DE LA QUALITE DES SYSTEMES DE TRANSMISSION WDM TERRESTRES ET CORRESPONDANCE DES CRITERES DE QUALITE. 120
III.3.1. Synthèse des critères de qualités dans un modèle 120
III.3.1.1. Evaluation du taux d'erreurs de chaque canal par le facteur de qualité en amplitude. 120
III.3.1.2. Calcul analytique des variances σ_1 et σ_0 des niveaux dues au bruit d'ASE 120
III.3.1.3. Intervention des différentes contributions dans la qualité globale, facteur de qualité Q'. 123
III.3.2. Correspondances des critères de qualité : 126

III.4. METHODES NUMERIQUES ET EXPERIMENTALES 129
III.4.1. Principe des simulations numériques 129
III.4.2. Principe des méthodes expérimentales 130
III.4.3. Particularités et intérêt des deux approches 132

CHAPITRE 2 : AUGMENTATION DE LA CAPACITE GLOBALE DES SYSTEMES DE TRANSMISSION 139

I. INTRODUCTION : METHODES D'AUGMENTATION DE LA CAPACITE GLOBALE ET DENSITE SPECTRALE 144

II. DENSITE SPECTRALE ET FILTRAGE OPTIQUE A LA RECEPTION 146

II.1. CONSTATATION EXPERIMENTALE 146

II.2. PRINCIPE DES SIMULATIONS 148

II.3. ETUDE DU FILTRAGE OPTIQUE A LA RECEPTION 151
II.3.1. Cas d'un seul canal filtré 151
II.3.2. Analyse du filtrage en bande latérale atténuée à la réception 153
II.3.3. Analyse du filtrage optique en réception pour une configuration WDM 154

III. FILTRAGE BLA ET ALLOCATION PARTICULIERE DE LONGUEUR D'ONDE 158

III.1. PRINCIPE ET OPTIMISATION 158
III.1.1. Principe 158
III.1.2. Dissymétrie spectrale du filtrage BLA 159
III.1.2.1. Observations expérimentales 159
III.1.2.2. Filtrage asymétrique 161
III.1.2.3. Influence de la dispersion chromatique et de la réponse en phase du filtre optique 163
III.1.2.4. Influence du chirp du modulateur 165
III.1.3. Optimisation de l'allocation en longueur d'onde 167
III.1.4. Optimisation de l'asymétrie du filtrage 169

III.2. TOLERANCES DU FILTRAGE BLA POUR UNE ALLOCATION EN LONGUEURS D'ONDE ALTERNEE . 170

IV. FILTRAGE OPTIQUE A L'EMISSION 172

IV.1. PRINCIPE ET INTERET DU FILTRAGE A L'EMISSION 172

IV.2. ETUDE DU FILTRAGE A L'EMISSION PAR SIMULATIONS NUMERIQUES 174

IV.3. USAGE DE COMPOSANTS *ENTRELACEURS* SPECIFIQUES 176

V. DENSITE SPECTRALE, FORMATS ET DEBITS DE MODULATION 179

V.1. DENSITE SPECTRALE ET FORMAT DE MODULATION 179
V.1.1. Formats de modulation à faible largeur spectrale 179
V.1.2. Formats de modulation et filtrage BLA 181

V.2. DENSITE SPECTRALE ET DEBIT DE MODULATION 182

VI. DENSITE SPECTRALE ET MULTIPLEXAGE EN POLARISATION 184

VI.1. PRINCIPE DU MULTIPLEXAGE ET DEMULTIPLEXAGE EN POLARISATION 184

VI.2. ALLOCATIONS PARTICULIERES DE LONGUEUR D'ONDE ET FILTRAGE BLA DANS UNE CONFIGURATION DE MULTIPLEXAGE EN POLARISATION DES CANAUX 188
VI.2.1. Principe 188
VI.2.2. Optimisation par simulations numériques 189
VI.2.3. Vérifications expérimentales 191

CHAPITRE 3 : EFFETS NON-LINEAIRES ET GESTION DE DISPERSION CHROMATIQUE 199

I. EFFETS NON-LINEAIRES ET GESTION DE LA DISPERSION CHROMATIQUE DE LIAISONS TERRESTRES AU DEBIT DE 40 GBIT/S 204

I.1. OPTIMISATION DE LA GESTION DE DISPERSION POUR DES TRANSMISSIONS A CANAL UNIQUE MODULE A 40GBIT/S 207
I.1.1. Principe et schéma des simulations numériques 207
I.1.2. Mode de présentation des résultats de simulation massive de transmission 210
I.1.3. Résultats bruts des simulations 212
I.1.4. Résultats concernant la dispersion résiduelle 215
I.1.4.1. Première règle de gestion de dispersion : optimisation de la dispersion résiduelle.. 215
I.1.4.2. Influence des fibres de compensation 221
I.1.4.3. Tolérances à la dispersion résiduelle en présence d'effets non-linéaires 222
I.1.5. Lien entre la pré-compensation et la compensation en ligne de dispersion 224
I.1.5.1. Règle empirique liant la pré-compensation et la compensation en ligne 224

I.1.5.2. Critère d'optimisation de la gestion de dispersion chromatique 228
I.1.5.3. Déduction de la règle empirique à partir du modèle analytique basé sur la conversion phase-intensité 239
I.1.5.4. Déduction des gestions de dispersion optimales pour le cas idéal d'une fibre sans perte ou en présence d'amplification Raman distribuée 240
I.1.5.5. Influence du chirp à l'émission 243
I.1.6. Compensation de dispersion en ligne, résonance d'effets non-linéaires et régime d'impulsions rapidement dispersées 244

I.2. SEUILS EN PUISSANCE DUS AUX EFFETS NON-LINEAIRES POUR DES TRANSMISSIONS A CANAL UNIQUE 248

I.3. SIMULATIONS NUMERIQUES DE TRANSMISSIONS WDM NX40GBIT/S 251
I.3.1. Simulations de transmissions 5x40 Gbit/s 252
I.3.1.1. Principe et résultats bruts des simulations 252
I.3.1.2. Influences des effets non-linéaires croisés sur la gestion de dispersion chromatique 255
I.3.1.3. Influence des effets non-linéaires croisés sur les seuils en puissance 258
I.3.2. Simulations de transmission 40x40 Gbit/s 259
I.3.2.1. Principe des simulations 259
I.3.2.2. Influence de la pente de dispersion chromatique et prévisions à partir des résultats de simulation de transmission à canal unique 260
I.3.2.3. Résultats des simulations de transmission 40x40 Gbit/s 265

II. INFLUENCE DU DEBIT ET DU FORMAT DE MODULATION SUR L'IMPACT DES EFFETS NON-LINEAIRES ET LA GESTION DE LA DISPERSION CHROMATIQUE DE LIAISONS TERRESTRES 268

II.1. ETUDE DE L'INFLUENCE DU DEBIT DE MODULATION 268
II.1.1. Principe des simulations 268
II.1.2. Résultats bruts 270
II.1.3. Remarques sur la validité des règles de gestion de dispersion lorsqu'on change le débit de modulation 273
II.1.4. Evolution des seuils en puissance et observation importante sur la performance des transmissions à canal unique 273

II.2. ETUDE DE L'INFLUENCE DU FORMAT DE MODULATION 276
II.2.1. Comparaison RZ/NRZ pour les transmissions à 40 Gbit/s à canal unique 276
II.2.1.1. Règle de gestion de dispersion sur la dispersion résiduelle 276
II.2.1.2. Pré-compensation et compensation en ligne 277
II.2.2. Comparaison RZ/NRZ pour les transmissions 40 x 40 Gbit/s, intérêt d'un filtrage à l'émission 279
II.2.3. Comparaison RZ/CS-RZ pour les transmissions à 160 Gbit/s à canal unique 282
II.2.3.1. Principe des simulations 282
II.2.3.2. Résultats de simulations : Influence de la largeur d'impulsions ou de sauts de phase pour la réduction des effets non-linéaires intra-canaux sur la gestion de dispersion et la performance de transmission 283
II.2.4. Etude en fonction du débit de modulation de l'impact du choix de format de modulation pour les transmissions à canal unique 285

CHAPITRE 4 : EXPERIENCES DE TRANSMISSION TERRESTRE A TRES HAUTE CAPACITE 295

I. EXPERIENCES DE TRANSMISSION A 5.1 TBIT/S SUR 300 KM PUIS 1500 KM 300

I.1. EXPERIENCE DE TRANSMISSION A 5.12 TBIT/S SUR 300 KM [174] 301
I.1.1. Principe 301
I.1.2. Résultats de transmission sur 300 km 304
I.1.3. Technologies clefs permettant d'atteindre cette performance de transmission 305
I.1.3.1. Gestion des puissances des canaux dans la ligne de transmission 305
I.1.3.2. Compensation et gestion de dispersion 307
I.1.3.3. Filtrage en bande latérale atténuée et allocation de longueurs d'onde 308

I.2. EVOLUTION EN DISTANCE JUSQU'A 1200-1500 KM [176] 310

II. EXPERIENCES DE TRANSMISSION A 10.2 TBIT/S SUR 100 KM PUIS 300 KM 315

II.1. TRANSMISSIONS A 10.2 TBIT/S SUR 100 KM [180] 315
II.1.1. Principe et description du montage expérimental 315
II.1.2. Résultats de transmission sur 100 km 318

II.2. TRANSMISSION SUR 300 KM [184] 319
II.2.1. Principe 319
II.2.2. Résultats 323

III. PETIT HISTORIQUE DES EXPERIENCES DE TRANSMISSION TERRESTRES WDM NX40 GBIT/S....324

III.1. BIBLIOGRAPHIE DES TRANSMISSIONS TERRESTRES WDM NX40 GBIT/S A HAUTE CAPACITE 324

Contrairement au chapitre précédent, qui consistait majoritairement en l'optimisation des équipements terminaux pour atteindre une densité spectrale d'information importante, sans pour autant étudier la transmission du signal, le chapitre suivant, quant à lui, traite d'une optimisation de la qualité de transmission par l'analyse des effets physiques limitant la propagation. Il est donc consacré à l'étude des effets non-linéaires dans les systèmes de transmission terrestres. La technique la plus efficace pour contrecarrer l'impact néfaste de ces effets non-linéaires est comme nous l'avons vu au chapitre 1 § II.3.6. , la gestion de dispersion chromatique, qui consiste au choix des fibres et à la répartition de la compensation de dispersion en plusieurs endroits dans le système de transmission. Elle est, par conséquent, au cœur de toutes les études présentées ici. Cette technique fait malheureusement intervenir un grand nombre de paramètres et l'influence conjointe de la dispersion et des effets non-linéaires rend son optimisation vaste et complexe. C'est cependant le défi que nous visons ici.

La première partie consiste en une analyse détaillée de la gestion de dispersion et des effets non-linéaires pour les systèmes de transmission fonctionnant au débit de 40 Gbit/s. Cette partie présente des règles simples permettant d'optimiser la gestion de dispersion et fournit les seuils en puissance dus aux effets non-linéaires obtenus par simulation numérique. La seconde partie donnera, pour sa part, les corrections à apporter aux conclusions obtenues dans la première partie lorsque le débit ou le format de modulation sont modifiés. L'intégralité des travaux présentés au cours de ce chapitre relèvent de résultats numériques.

I. Effets non-linéaires et gestion de la dispersion chromatique de liaisons terrestres au débit de 40 Gbit/s

En guise d'introduction de l'étude du comportement de la propagation de séquences binaires optiques au débit de 40 Gbit/s, nous avons calculé les longueurs caractéristiques des effets physiques présents dans la fibre pour le débit de 40 Gbit/s et des débits de modulation voisins : 10, 20 Gbit/s et 80, 160 Gbit/s. En effet, les résultats présentés au cours de ce chapitre s'inscrivent dans la prolongation d'études faites à des débits inférieurs et notamment au débit de 10 Gbit/s [54] et il est intéressant d'appréhender, par ces longueurs caractéristiques, les évolutions qui adviendront par l'augmentation du débit de modulation à 40 Gbit/s ou plus. Les longueurs calculées correspondent à la longueur de dispersion chromatique L_D, la longueur non-linéaire L_{NL}, et la longueur de *walk-off*, L_W. Les expressions de ces longueurs ont été fournies lors de l'écriture de l'équation de propagation au chapitre 1 § I.7. Les résultats des évaluations obtenues sont répertoriés dans le tableau 3.1 ci-dessous pour l'exemple d'impulsions au format RZ et de largeur à mi-hauteur valant la moitié du temps bit. La longueur de *walk-off* y est, par ailleurs, calculée sur la base deux canaux de longueurs d'onde porteuse proches de 1550 nm et différentes de 1nm.

Debit (Gbit/s)		10	20	40	80	160
Ld (km)	SMF	41,6	10,4	2,6	0,6	0,15
	TeraLight	88,4	22,1	5,5	1,4	0,3
	e-LEAF	166,4	41,6	10,4	2,6	0,6

L_{NL} (km) pour P_0=5dBm	SMF (γ=1,4 $W^{-1}km^{-1}$)	225,4	225,4	225,4	225,4	225,4
	TeraLight (γ=1,7 $W^{-1}km^{-1}$)	187,8	187,8	187,8	187,8	187,8
	e-LEAF (γ=1,5 $W^{-1}km^{-1}$)	208,0	208,0	208,0	208,0	208,0
Lw (km)	SMF	2,9	1,5	0,7	0,4	0,2
	TeraLight	6,3	3,1	1,6	0,8	0,4
	e-LEAF	11,8	5,9	2,9	1,5	0,7

tableau 3.1 : Evaluations des longueurs caractéristiques des effets physiques de propagation pour différents débits de modulation pour des impulsions d'une largeur à mi-hauteur de la moitié du temps bit. La longueur de walk-off est calculée pour deux canaux, de longueurs d'onde porteuses proches de 1550 nm et différentes de 1 nm.

Nous pouvons remarquer, en comparant les valeurs obtenues à 40 Gbit/s avec celles du débit de 10 Gbit/s que la longueur de dispersion à 40 Gbit/s est 16 fois plus faible qu'à 10 Gbit/s, pour une même longueur non-linéaire. Par conséquent, on peut s'attendre à un rôle de la dispersion chromatique amplifié à 40 Gbit/s par rapport aux précédentes études faites au débit de 10 Gbit/s. On constate aussi, que la longueur de *walk-off* est réduite d'un facteur 4 par passage du débit de 10 Gbit/s au débit de 40 Gbit/s si l'écart spectral entre canaux reste inchangé. Si au contraire, la densité spectrale d'information est maintenue constante lors du changement de débit, l'écart spectral des canaux au débit de 40 Gbit/s et 4 fois plus grand qu'au débit de 10 Gbit/s et la longueur de *walk-off* est alors réduite d'un facteur 16. On peut donc prédire que les effets non-linéaires croisés auront une importance relativement réduite par cette évolution de débit. Les dégradations du signal, causées par les effets physiques de la propagation porteront surtout sur les effets propres à chaque canal de transmission. Nous avons choisi, dans ce chapitre, d'étudier en majorité les effets non-linéaires et la gestion de dispersion chromatique pour des transmissions à un seul canal puis d'évaluer les éventuelles modifications apportées par les effets spécifiques des transmissions multiplexées en longueur d'onde. De la même façon qu'aux autres débits, la valeur de la dispersion de la fibre de transmission nuancera l'importance des différents effets. Des signaux se propageant sur des fibres à dispersion locale plus faible seront moins affectés par la dispersion chromatique, mais plus dégradés par l'impact des effets non-linéaires croisés.

Pour terminer cette introduction sur les simulations numériques, nous montrons maintenant comment nous avons choisi la longueur des séquences binaires pour modéliser au mieux la qualité de transmission afin de rendre compte de cas réalistes de propagation et de limiter la durée des simulations. Ce facteur temps de calcul est assez important, puisque l'étude de la gestion de dispersion chromatique requiert un grand nombre de variations de paramètres des systèmes. Une des manières de caractériser les effets non-linéaires de la propagation sur 5x100 km est d'évaluer les pénalités (définies au chapitre 1 § III.1.3.2.) de transmissions en fonction de la puissance d'entrée dans les tronçons, comme nous l'avons explicité au chapitre 1 § III.2.2. Nous avons donc choisi de tracer ce type d'évolution des pénalités pour différentes longueurs de séquence binaire, allant de 8 bits à 256 bits. Le fait d'augmenter ainsi la longueur des séquences permet d'augmenter le nombre de configurations d'enchaînement des symboles binaires et donc le nombre d'interactions possibles entre ces symboles. Les résultats de ces investigations sont fournis à la figure 3.1 (a). Nous pouvons constater que, pour chaque séquence, la pénalité de transmission augmente brutalement à partir d'une puissance d'entrée dans les

tronçons donnée, souvent définie comme le seuil en puissance dû aux effets non-linéaires. Or, on remarque sur la figure 3.1 (a), que la longueur de séquence influence sur cette valeur de seuil en puissance. Lorsque l'on augmente le nombre de bits, le seuil en puissance diminue. A partir d'une certaine longueur de séquence, on assiste à une stabilisation du seuil en puissance. Le choix de la longueur de séquence adéquat est alors fait par la sélection de la longueur de séquence la plus courte permettant d'approcher la valeur stable obtenue pour de grandes longueurs de séquence. Ici nous avons choisi de garder pour longueur de séquence des simulations à 40 Gbit/s, la valeur de 128 bits qui fournit un seuil en puissance, et donc une caractérisation des effets non-linéaires, proche du cas réaliste tout en restant assez courte pour ne pas nécessiter des temps de calculs trop importants.

Pour mieux comprendre l'impact de la longueur de séquence, nous avons représenté à la figure 3.1 (b) la séquence temporelle binaire du signal (ici pour un format de modulation NRZ) ainsi que le diagramme de l'œil en fin de liaison. Les séquences pseudo aléatoires d'une longueur de 2^n bits correspondent, comme nous l'avons vu au chapitre 1, à un enchaînement dans le temps de toutes les combinaisons de n symboles « 1 » ou « 0 ». Par conséquent le nombre de symboles « 1 » se succédant augmente avec la longueur de séquence choisie. Si on observe maintenant, le diagramme de l'œil et la portion séquence de figure 3.1 (b), choisie pour montrer les cas pires de symboles dégradés, on constate que les erreurs et par conséquent, la pénalité de transmission, sont essentiellement causées par l'élévation du niveau de puissance de quelques symboles « 0 » isolés au milieu de paquets de symboles « 1 » successifs. Il est donc intuitif de penser que l'augmentation de la longueur de séquence implique une aggravation de la dégradation de ces symboles « 0 » puisque le nombre de « 1 » successifs augmente. On peut ainsi expliquer la diminution du seuil en puissance observé lorsque la longueur de la séquence binaires de symboles croît.

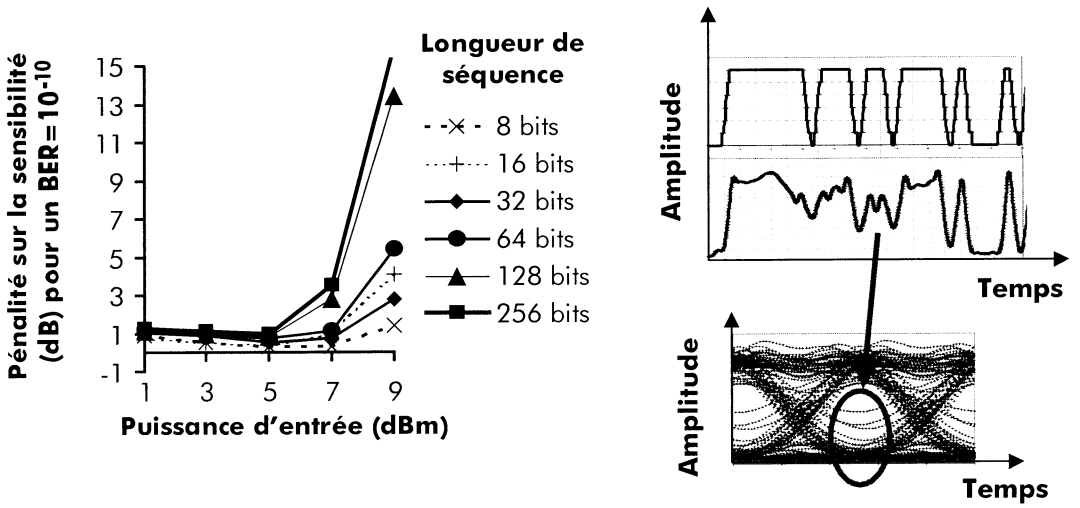


figure 3.1 : A gauche : analyse des variations de pénalités dues aux effets non-linéaires en fonction de la puissance d'entrée dans les tronçons pour plusieurs longueurs de séquence binaire. A droite : séquence temporelle en haut et diagramme de l'œil en bas, montrant le type de symboles les plus dégradés au cours de la transmission.

Par la suite, et pour le débit de 40 Gbit/s nous garderons donc cette valeur de 128 bits pour modéliser la propagation de l'information dans les fibres.

I.1. Optimisation de la gestion de dispersion pour des transmissions à canal unique modulé à 40Gbit/s

I.1.1. Principe et schéma des simulations numériques

La figure 3.2 décrit le schéma suivi pour effectuer les simulations numériques des transmissions terrestres en utilisant le programme de simulation OCEAN (Cf. chapitre 1, § I.8. et III.4.1.). L'émetteur (noté Tx) génère ici un canal unique sans *chirp*, centré sur la longueur d'onde de 1550 nm, modulé à 40 Gbit/s et modélisé par une séquence binaire de 128 bits. Le format de modulation employé est le format NRZ avec un taux d'extinction de 13 dB, une forme en cosinus surélevé comprenant des impulsions à temps de montée de 25 % du temps bit, c'est-à-dire, 6.25 ps ici (Cf. chapitre 1 § II.1.3.). C'est le format qui sera utilisé pour l'ensemble de ce § I.

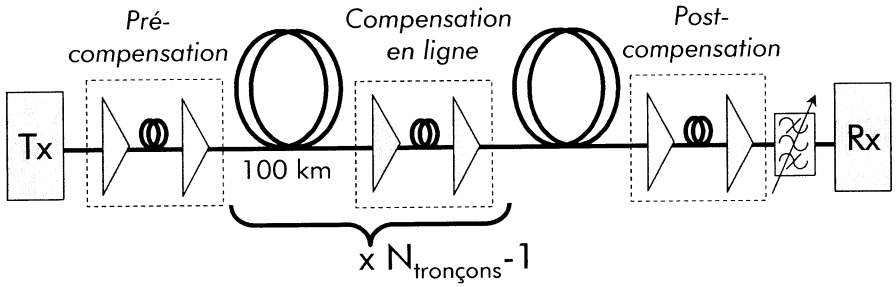


figure 3.2 : Schéma de principe des simulations numériques de liaisons terrestres.

La liaison consiste ensuite en plusieurs tronçons de fibre d'une longueur de 100 km. Le nombre de tronçons, noté N par la suite, pourra valoir 3, 5, 7 ou 10, simulant ainsi des liaisons de 300 km à 1000 km. Les types de fibre utilisées et leurs paramètres : dispersion D, pente de dispersion d', atténuation α, aire effective A_{eff}, indice non-linéaire n_2, sont répertoriés dans le tableau 3.2. Il s'agit des fibres standard (SMF), TeraLight™ (Alcatel), e-LEAF™ pour *enhanced-Large Effective Area Fiber* (Corning), TW-RS™ pour *True Wave Reduced slope* (Lucent) et LEANZDSF- pour Large *Effective Area Non Zero Dispersion Shifted Fibre*. Ces fibres ont, en particulier, une dispersion chromatique locale (D) variable, valant respectivement 17, 8, 4.25, 4.25 et -3 $ps.nm^{-1}.km^{-1}$. La dispersion chromatique n'est pas le seul paramètre variable, il y a aussi la surface effective A_{eff} qui varie d'une fibre à l'autre selon les valeurs du tableau 3.2. La simulation des transmissions sur ces fibres commerciales a donc deux finalités : l'étude physique de la propagation à dispersion et effets non-linéaires variables ainsi que la faisabilité des transmissions à 40 Gbit/s sur ces fibres existantes. A la fin de la liaison on applique un filtrage optique rectangulaire et de bande passante valant 0.8 nm. Le récepteur consiste en un pré-amplificateur optique ayant un facteur de bruit (NF) de 5.5 dB et une photodiode de 28 GHz de bande passante à 3 dB appliquant une fonction de filtrage électrique ayant une forme de type Bessel d'ordre 5. On évalue alors la performance d'un tel système par la pénalité sur la sensibilité pour un taux d'erreurs (BER) de 10^{-10} telle que décrite au chapitre 1 § III.1.3.2. . Pour compenser la dispersion chromatique de la fibre de ligne employée, on utilise des fibres de compensation dont les paramètres sont aussi répertoriés dans le tableau 3.2. On remarque à cette occasion, que la fibre standard est parfois utilisée dans les simulations pour effectuer une compensation positive de dispersion. Ces fibres de compensation sont réparties à l'émission pour ce qui concerne la pré-compensation,

entre les tronçons de fibre pour la compensation en ligne et avant la réception pour la post-compensation. Cette répartition constitue la gestion de dispersion chromatique et a, comme nous l'avons vu, pour but de limiter l'impact des effets non-linéaires. Dans la suite du mémoire, nous confondrons le concept de pré-compensation et de post-compensation de dispersion, avec les valeurs respectives de dispersion cumulée dans les fibres de compensation de l'émetteur et du récepteur. De plus, la dispersion résiduelle signifiera la valeur de dispersion cumulée en fin de ligne avant la réception du signal. Par ailleurs, nous supposons ici que la puissance injectée dans ces fibres de compensation est suffisamment faible pour qu'on puisse négliger les effets non-linéaires ayant lieu en leur sein, c'est-à-dire, que l'indice non-linéaire de ces fibres est supposé nul (Cf. tableau 3.2). En réalité, cette hypothèse n'est pas toujours vérifiée. Cependant nous verrons aux § I.1.4.2. et I.2. des éléments qui permettent de généraliser certains résultats lorsque les effets non-linéaires présents dans les fibres de compensation ne sont plus négligeables.

	Caractéristiques données à 1.55 µm					*Plages de variation à 1.55µm*	
	GVD	*GVD slope*	*α*	A_{eff}	n_2	*pré-comp.*	*Comp. en ligne*
	ps/nm/km	*ps/nm²/km*	*dB/km*	*µm²*	*10^{-20}m²/W*	*ps/nm*	*ps/nm*
Fibres de transmission							
SMF	17.0	0.057	0.20	80	2.5	[-1000, 500], 100	[-425, 425], 25
Alcatel TeraLight	8.0	0.058	0.20	65	2.7	[-900, 300], 100	[-200, 200], 25
Corning e-LEAF	4.25	0.085	0.20	72	2.7	[-500, 250], 75	[-100, 100], 25
OFS TW-RS	4.25	0.045	0.20	55	2.7	[-500, 250], 75	[-100, 100], 25
LEANZDSF-	-3.3	0.111	0.20	73	2.5	[-250, 500], 75	[-100, 100], 25
Fibres de compensation							
DCF	-80.0	-0.26	0.50	20	0		
SMF	17.0	0.057	0.20	80	0		

Comp. en ligne. = disp. résiduelle du système : (Fibre de ligne + module DCF)

tableau 3.2 : Paramètres des fibres de ligne et de compensation utilisées dans les simulations numériques. Toutes les caractéristiques sont données pour la longueur d'onde de 1550 nm. La partie droite du tableau fournit les plages de variation de la pré-compensation et la compensation en ligne, différentes selon le type de fibres employé.

Les pertes des fibres sont compensées par des amplificateurs de ligne de type EDFA à double étage encadrant les fibres de compensation. Ces amplificateurs sont, dans ces simulations, supposés idéaux, c'est-à-dire à gain indépendant de la longueur d'onde et n'introduisant pas de bruit d'émission spontanée amplifiée. L'influence du bruit d'ASE des amplificateurs peut être prise en compte par des calculs analytiques ultérieurs lors de la question sur la faisabilité finale de la transmission. Une telle hypothèse concernant le bruit d'amplification requiert de négliger l'interaction non-linéaire entre le bruit et le signal (instabilité de modulation) et repose sur des justifications développées au chapitre 1 § III.2.2. et § III.3. Les effets non-linéaires pris en compte dans la propagation sont seulement de type effets Kerr (Cf. chapitre 1 § I.6.1.), les effets Brillouin et Raman ne sont pas pris en compte ici, conformément aux analyses du chapitre 1 § III.3.1.3. En outre la propagation est scalaire et la dispersion du mode de polarisation n'est alors pas cernée par ces simulations. Les sensibilités de récepteur pour un taux d'erreurs de 10^{-10} obtenues, dans ces simulations, ne seront donc que dues aux effets d'atténuation, de dispersion, de non-linéarité de type Kerr et de filtrage.

Ces simulations ont pour but de trouver la meilleure gestion de dispersion chromatique pour les transmissions terrestres à canal unique modulé à 40 Gbit/s et ceci étant fait, de fournir les seuils en puissance dus aux effets non-linéaires, dans ces dernières

configurations de gestion de dispersion chromatique optimales. De très nombreux cas sont explorés selon les plages de variation du tableau 3.2, couvrant ainsi une grande partie des configurations présentes dans les réseaux de transmission terrestres. Le choix d'une seule longueur de tronçons fixée à 100 km n'est pas trop limitatif. En effet, les pertes de la fibre cantonnent l'influence des effets non-linéaires sur les premiers 50 km. La distance restante dans chaque tronçon est alors le siège d'une propagation linéaire. Ainsi, tout système réel avec des tronçons de longueurs différentes de 100 km vérifiera les conditions de nos simulations à condition que la dispersion chromatique des fibres de compensation soit compensée selon l'**équation 1.90** du § **II.3.5.** au chapitre 1. En plus du type de fibre utilisée, et du nombre N de tronçons, les paramètres variables sont : la puissance en entrée des tronçons, puissance du canal unique dans ces simulations, allant de 1 dBm à 9 dBm par pas de 2 dBm, la pré-compensation de dispersion et la compensation en ligne, ainsi que la dispersion cumulée résiduelle en fin de liaison. Les variations de la compensation de dispersion à l'émission et en ligne sont chiffrées dans le tableau 3.2 en fonction du type de fibres de ligne utilisée, et sont obtenues grâce à une variation des longueurs des modules de compensation. La dispersion résiduelle quant à elle correspond à la somme des dispersions cumulées dans toutes les fibres présentes dans la transmission. La tolérance à la dispersion résiduelle à 40 Gbit/s a été estimée au cours du chapitre 1 au § III.2.2. et vaut environ +/- 60 ps/nm dans le cas des transmissions linéaires. Il est donc nécessaire pour assurer en premier lieu, le fonctionnement en régime linéaire du système de transmission étudié, de régler dans chaque cas, en fonction du type de fibre de ligne utilisée, de la pré-compensation et de la compensation en ligne, la valeur de la longueur de fibre compensatrice en fin de liaison pour faire en sorte que la dispersion résiduelle demeure dans sa plage de tolérance. Pour mieux saisir les paramètres de variation de la gestion de dispersion on pourra se référer à la figure 1.38 du chapitre 1 ou à la figure 3.3 suivante montrant un exemple de carte de dispersion chromatique. La compensation de dispersion en ligne se chiffre par la dispersion résiduelle en ligne correspondant à la somme de la dispersion cumulée dans un tronçon de fibre de ligne et de la dispersion cumulée dans la fibre de compensation qui suit ce tronçon :

$$D_{\text{résiduelle en ligne}} = D_{\text{cumulée, fibre de ligne}} + D_{\text{cumulée, fibre de compensation}}\text{, sur un tronçon} \qquad \textit{équation 3.1}$$

Parfois, on quantifie aussi la compensation en ligne par le pourcentage de compensation en ligne correspondant cette fois au rapport de la dispersion cumulée dans la fibre de compensation sur la dispersion cumulée du tronçon de fibre de ligne précédent :

$$\%_{\text{compensation en ligne}} = D_{\text{cumulée, fibre de compensation}} / D_{\text{cumulée, fibre de ligne}}\text{, sur un tronçon} \qquad \textit{équation 3.2}$$

Une compensation en ligne de 100 % correspondant à une dispersion résiduelle en ligne nulle sera parfois appelée : configuration de compensation en ligne complète ou de parfaite compensation. La compensation de dispersion en ligne sera toujours régulière dans l'étude que nous menons ici. C'est elle qui donne une "inclinaison" de la carte de dispersion chromatique (définie au chapitre 1 § II.3.6.). Si la dispersion résiduelle en ligne est positive, il s'agit d'une sous-compensation de dispersion en ligne et la carte de dispersion est alors dite "montante" c'est-à-dire que la dispersion cumulée en début de chaque tronçon de fibre de ligne est croissante, comme c'est le

cas sur la figure 3.3. Dans le cas contraire la dispersion résiduelle est négative et on a alors une carte de dispersion « descendante ».

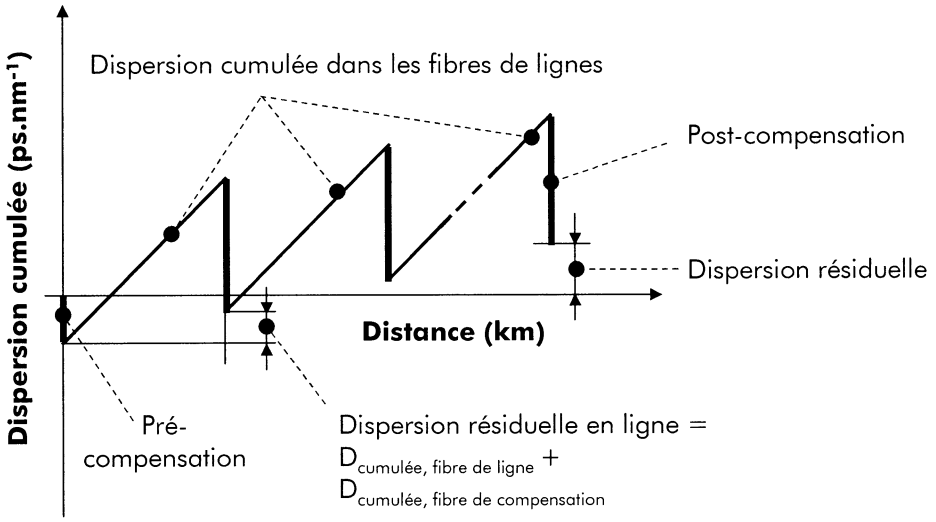


figure 3.3 : Représentation d'une carte de dispersion chromatique. La dispersion résiduelle en ligne correspond à la somme de la dispersion cumulée dans un tronçon de fibre et de la dispersion cumulée dans une fibre de compensation. La dispersion résiduelle est la dispersion cumulée non compensée en fin de liaison.

La somme du nombre de transmissions simulées par *Split Step Fourier Method* sur l'ensemble des variations de paramètres explorés atteint environ 36 000 pour cette optimisation de systèmes à canal unique modulé à 40 Gbit/s ! La masse de données brutes, obtenues, sous la forme de valeurs de pénalités sur la sensibilité (pour un BER = 10^{-10}) dans chaque cas de transmission, est alors traitée grâce à un mode de représentation décrit au paragraphe suivant.

I.1.2. Mode de présentation des résultats de simulation massive de transmission

La pénalité sur la sensibilité sera présentée suivant une échelle de gris ayant pour pas 1 dB de pénalité, et allant du blanc pour une pénalité nulle au gris foncé pour une pénalité supérieure à 7 dB. On utilisera un graphique de type : ligne de niveau, suivant cette échelle de gris, en fonction de la valeur de pré-compensation de dispersion en ordonnée et de la dispersion résiduelle en ligne en abscisse, sachant que, pour ce graphique, la dispersion résiduelle de la ligne sera fixée ainsi que la puissance d'entrée dans les tronçons de fibre. Il faut donc noter ici que la post-compensation est ajustée dans tous les points d'un même graphique de sorte que la liaison ait une dispersion résiduelle identique pour chaque qualité de transmission représentée. Un exemple de ce type de graphique est montré en figure 3.4. Sur cet exemple, les cartes de dispersion « montantes » ou encore lorsque la dispersion en ligne est sous compensée, sont présentes à droite de la ligne de dispersion résiduelle nulle (axe des ordonnées) tandis que les cartes « descendantes » sont situées à gauche de cette ligne. On remarque ici que la dispersion résiduelle en ligne va de –200 à + 200 ps/nm ce qui correspond à +/- 25 % de compensation de dispersion en ligne pour des tronçons de 100 km de fibre TeraLight de dispersion locale D=+8 $ps.nm^{-1}.km^{-1}$.

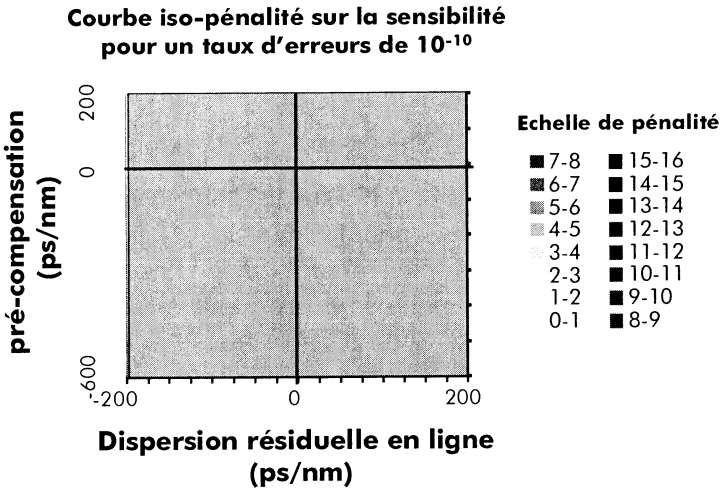


figure 3.4 : Exemple de représentation des résultats de simulation en termes de pénalité sur la sensibilité représentée par des paliers de niveaux (échelle de gris) en fonction de la pré-compensation de dispersion et la dispersion résiduelle en ligne. Le niveau blanc correspond au niveau de pénalité nulle, autrement dit, aux transmissions de bonne qualité. Pour tous les points de ce graphique, la puissance d'entrée dans les tronçons et la dispersion résiduelle en fin de liaison sont les mêmes.

Ce type de graphique est alors répété pour chaque niveau de puissance par canal étudié de 1 dBm à 9 dBm et selon toutes les dispersions résiduelles explorées c'est-à-dire, pour les simulations exposées ici, de –20 ps/nm à + 100 ps/nm, par pas de 20 ps/nm. On choisit de reporter verticalement la variation en puissance et horizontalement la variation en dispersion résiduelle. On obtient donc pour un type de fibres donné, une représentation des résultats de transmission à quatre dimensions telle que celle donnée en exemple à la figure 3.5. Chaque sous-graphique de cette représentation est un graphique du type de celui de la figure 3.4.

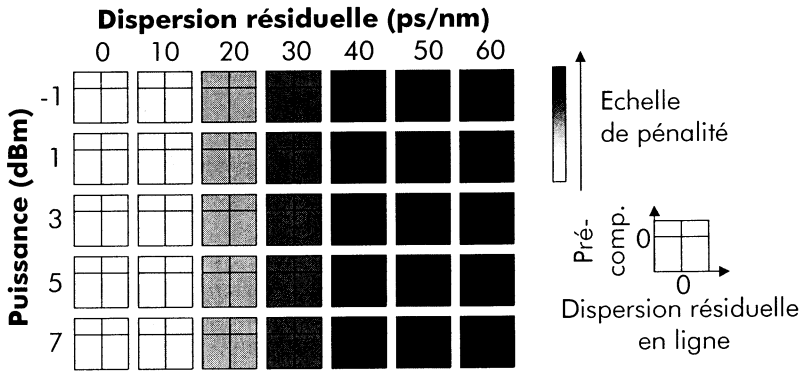


figure 3.5 : Représentation des résultats de pénalités de transmission à quatre dimensions. Chaque petit graphique est un graphique du type de celui reporté en figure 3.4. Lequel est ensuite répété verticalement en fonction de la puissance d'entrée dans les tronçons de fibre et horizontalement en fonction de la dispersion résiduelle.

Cette figure 3.5 est obtenue de façon artificielle, elle n'illustre en aucun cas des résultats de simulation. Elle donne un exemple de résultat de pénalité pour des transmissions qui ne seraient limitées que par la dispersion chromatique. Sur ces

exemples artificiels, les nombres reportés en début de ligne ou de colonne de sous-graphiques ou les niveaux de gris n'ont pas de valeur scientifique, ils sont juste donnés à titre explicatif. On remarque sur la figure 3.5 que, quelle que soit la puissance d'entrée, la pénalité ne dépend que de la dispersion chromatique non compensée en fin de liaison. Pour les cas où la dispersion résiduelle est nulle, on retrouve, dans cet exemple particulier, parfaitement la séquence initiale des « 1 » et des « 0 » même si celle-ci a subi des dispersions cumulées variables le long du système. On a donc pour cette dispersion résiduelle nulle, une pénalité sur la sensibilité nulle et les sous-graphiques correspondant sont complètement blancs. Ensuite les sous-graphiques ayant une dispersion résiduelle non nulle sont progressivement de plus en plus noirs puisque la pénalité de transmission y est de plus en plus élevée. Sur la figure 3.5, nous n'avons représenté que les cas de dispersion résiduelle positive. Les cas à dispersion résiduelle négative ont des pénalités symétriques par rapport à la ligne de dispersion résiduelle nulle, dans la configuration d'une transmission linéaire.

Regardons maintenant d'autres cas hypothétiques de résultats, présentés sous cette forme, auxquels on pourrait a priori s'attendre. Ceux ci sont schématisés en figure 3.6, pour deux cas : A et B. Si les transmissions étaient limitées, non plus par la dispersion chromatique seule comme à la figure 3.5, mais par les effets non-linéaires uniquement, les sous-graphiques à pénalité nulle seraient donc situés vers les faibles puissances d'entrée dans les tronçons comme sur le cas A (figure 3.6). A l'inverse, des transmissions affectées simplement par le bruit auraient des pénalités importantes pour les puissances d'entrée faibles (cas B).

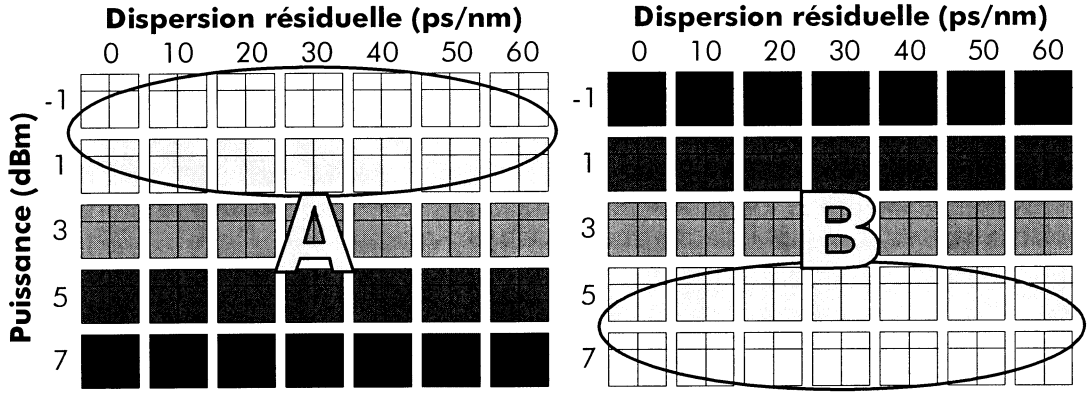


figure 3.6 : Exemples de prévision des résultats de pénalité sur la sensibilité comme décrits à la figure 3.5 pour deux cas particuliers. A : transmissions limitées par les effets non-linéaires seuls, B : transmissions limitées par le bruit optique seul. Les zones de bon fonctionnement des systèmes sont cerclées.

Dans les résultats de simulation que nous présenterons au paragraphe suivant, nous verrons le comportement des résultats de pénalité de transmission pour des systèmes où la dispersion chromatique et les effets non-linéaires agissent de manière conjointe. Les dégradations dues à l'accumulation du bruit d'émission spontanée en ligne ne rentrerons par contre, pas en compte dans les simulations.

I.1.3. Résultats bruts des simulations

Les résultats numériques suivants correspondent à la configuration des simulations détaillée au I.1.1. en utilisant le mode de présentation du paragraphe I.1.2. précédent. Ils sont présentés de manière brute pour des transmissions de 5 tronçons de

100 km, pour la SMF en figure 3.7, pour la fibre TeraLight en figure 3.8, la e-LEAF en figure 3.9, la TW-RS en figure 3.10, et la LEANZDSF- en figure 3.11.

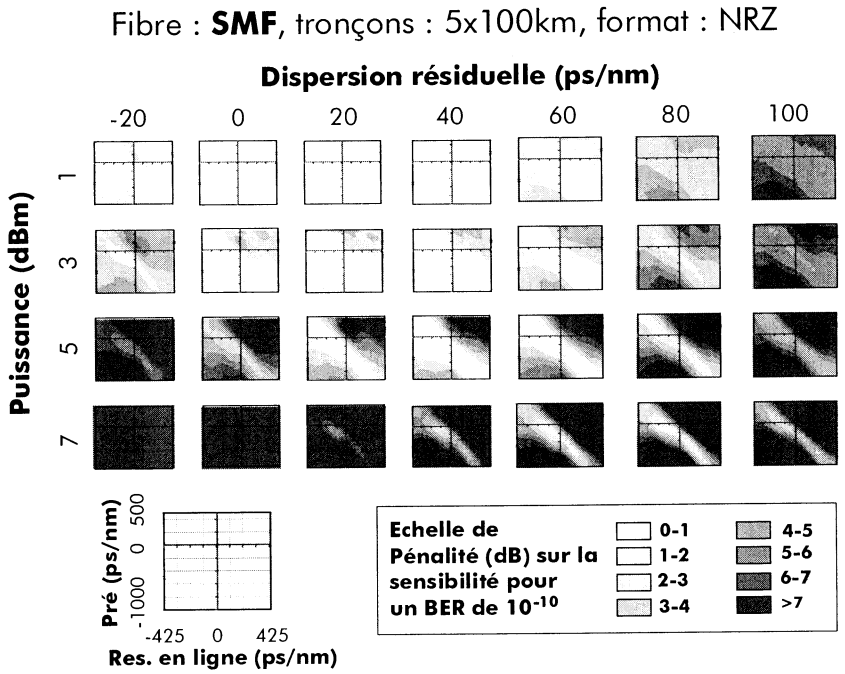


figure 3.7 : Résultats numériques de transmission à canal unique modulé à 40 Gbit/s sur 5 x 100 km de fibre SMF. Les résultats sont fournis en termes de pénalité sur la sensibilité ('échelle de gris en bas à droite) et pour les plages de variation de pré-compensation et de dispersion résiduelle en ligne, fixées pour chaque sous graphique, et dont la grille est détaillée en bas à gauche.

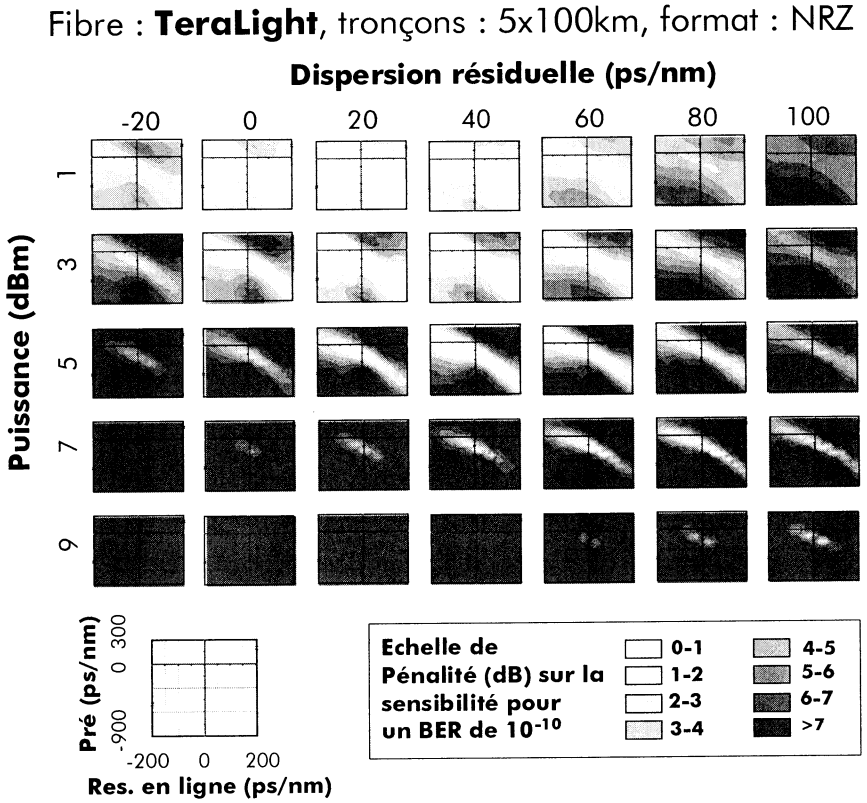


figure 3.8 : Résultats de transmission similaires à ceux de la figure 3.7 mais pour la fibre TeraLight. Attention, les échelles en bas à gauche ne sont pas les mêmes que celles employées pour la SMF.

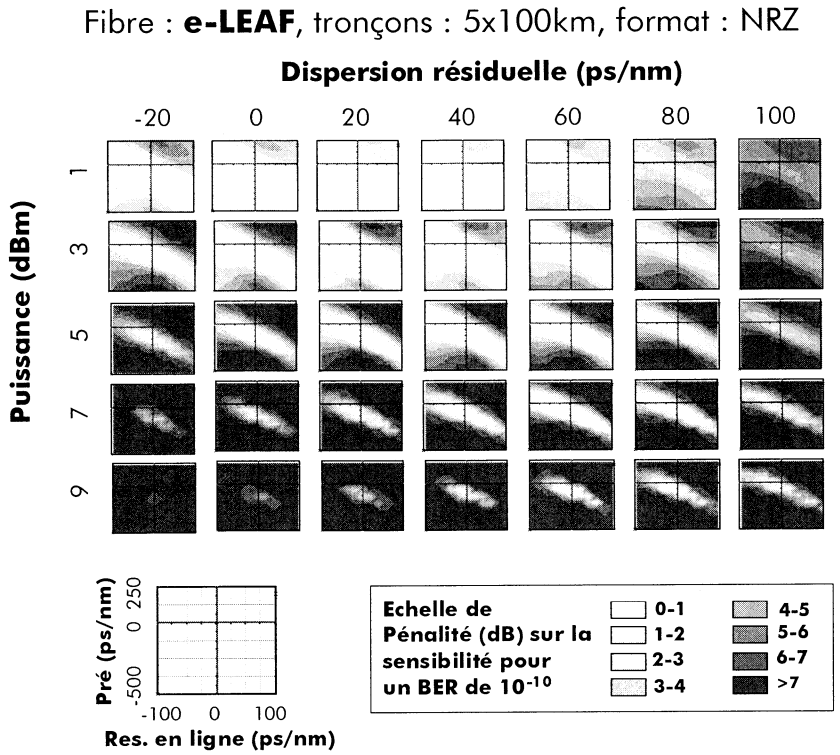


figure 3.9 : Résultats de transmission similaires à ceux de la figure 3.7 mais pour la fibre e-LEAF.

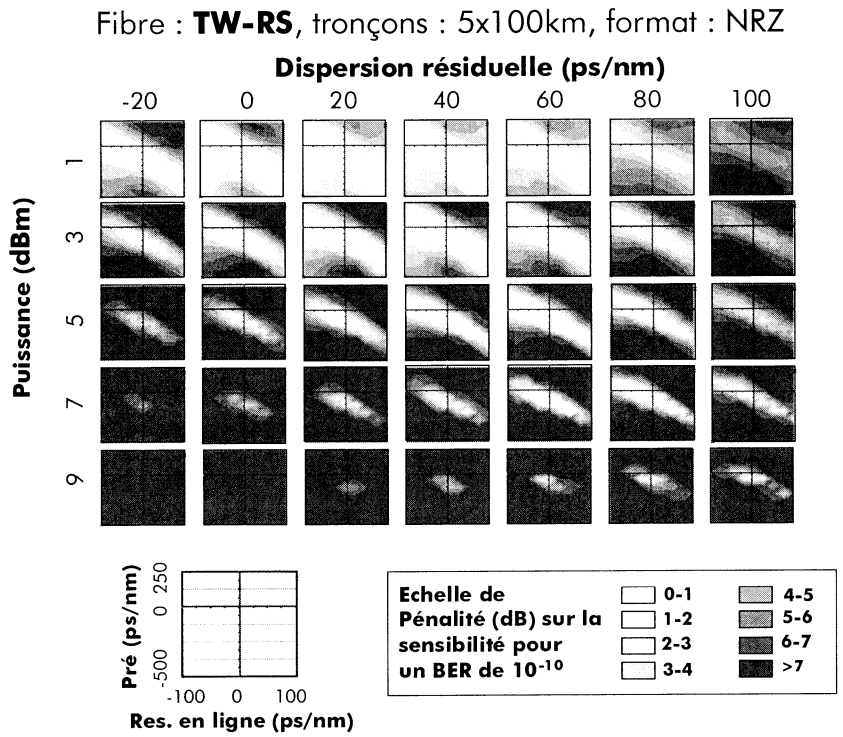


figure 3.10 : Résultats de transmission similaires à ceux de la figure 3.7 mais pour la fibre TW-RS.

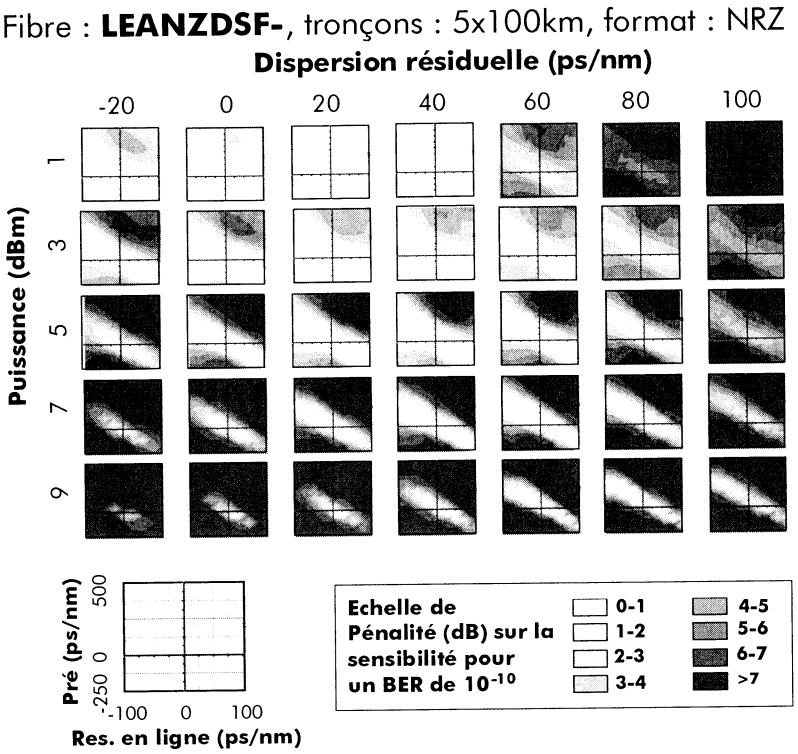


figure 3.11 : Résultats de transmission similaires à ceux de la figure 3.7 mais pour la fibre LEANZDSF-.

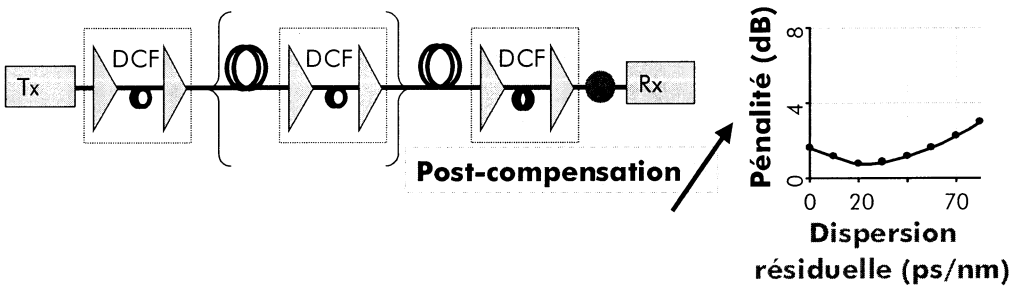
Ces résultats bruts permettent de donner une vision d'ensemble de la qualité des transmissions sur chaque fibre. Nous n'avons pas présenté ici le même type de graphique, lorsque le nombre de tronçons varie, pour ne pas surcharger outre mesure le manuscrit. On remarque, sur ces graphiques de pénalité, que la pénalité est grande pour les fortes puissances et les fortes dispersions résiduelles (les graphiques dans ces configurations sont sombres). Néanmoins deux comportements supplémentaires des résultats de transmission sont visibles. Prenons par exemple la figure 3.8, dans le cas de la fibre TeraLight, le sous-graphique correspondant à la puissance d'entrée de 5 dBm et la dispersion résiduelle de 40 ps/nm. Celui-ci présente globalement des pénalités de transmission plus faible que les sous-graphique à la même puissance d'entrée, mais avec une dispersion résiduelle de 0 ou 20 ps/nm. C'est-à-dire que la dispersion résiduelle optimale en présence d'effets non-linéaires n'est plus nulle comme dans le cas linéaire. Ces aspects sur la dispersion résiduelle optimale seront traités au § I.1.4.1. en détail. Par ailleurs, on constate, sur chacun des sous-graphiques des figures précédentes, qu'ils ne sont pas homogènes comme dans les cas artificiels de la figure 3.6, mais présentent une zone claire de faible pénalité de transmission en diagonale dans le plan : (pré-compensation ; dispersion résiduelle en ligne). Cette observation sur le comportement de la transmission à 40 Gbit/s en présence de dispersion et d'effets non-linéaires sera quant à elle traitée au § I.1.5.

I.1.4. Résultats concernant la dispersion résiduelle

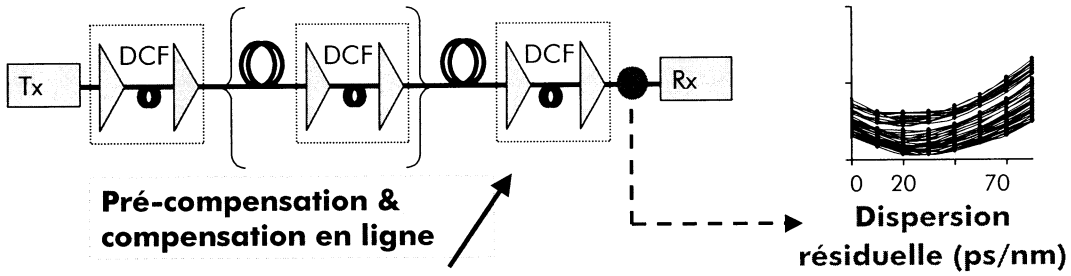
I.1.4.1. *Première règle de gestion de dispersion : optimisation de la dispersion résiduelle*

En présence d'effets non-linéaires, c'est-à-dire ici, d'automodulation de phase (SPM) et d'interactions entre les impulsions (i-XPM, i-FWM), il ne faut pas compenser totalement la dispersion en fin de liaison comme dans le cas linéaire. Cette constatation n'est pas nouvelle. En effet, on trouve dans l'article [126] datant de 1995, la nécessité de garder une dispersion résiduelle positive en présence d'effets non-linéaires pour une transmission où il n'y a pas de gestion de dispersion mais uniquement une compensation de dispersion. Par ailleurs les articles [127],[129], concluent aussi en mettant en valeur ce constat pour des systèmes de transmission gérés en dispersion. Néanmoins ces travaux étaient réalisés pour le débit de modulation de 10 Gbit/s et comme nous l'avons remarqué au chapitre 1, la tolérance à la dispersion résiduelle à ce débit est 16 fois plus grande qu'au débit de 40 Gbit/s où elle n'est que de +/- 60 ps/nm en régime linéaire. Compte-tenu de cette faible tolérance à la dispersion résiduelle, il est nécessaire, pour les transmissions à 40 Gbit/s, de connaître plus précisément la valeur optimale de cette dispersion résiduelle et les paramètres avec lesquels elle varie.

Les résultats suivants, concernant la dispersion résiduelle, sont obtenus en effectuant des coupes parmi les résultats bruts présentés au § I.1.3. pour obtenir des courbes de variation de la pénalité sur la sensibilité en fonction de la dispersion résiduelle. La figure 3.12, pour le cas (a), montre un exemple de ce type de courbe. Celui-ci est obtenu en faisant varier la dispersion résiduelle grâce à une variation de longueur de la fibre de post-compensation de dispersion tout en gardant les autres fibres de compensation à longueur fixe. On constate sur la courbe résultante, à droite du schéma de la ligne, que la pénalité de la transmission commence par diminuer lorsque la dispersion résiduelle augmente jusqu'à une valeur minimale obtenue pour une dispersion résiduelle d'environ 20 ps/nm puis, croît à nouveau, lorsque la dispersion résiduelle est supérieure à cette valeur optimale. Ensuite sur la figure 3.12, cas (b), on reproduit cette courbe, obtenue en changeant la longueur de la fibre de post-compensation, pour d'autres valeurs de compensation de dispersion en pré-compensation et en compensation en ligne. L'ensemble des courbes mène au graphique reproduit à droite du schéma de la ligne de transmission en figure 3.12 (cas b). Le point remarquable sur ce graphique est que la valeur de la dispersion résiduelle, pour laquelle la pénalité de transmission est minimale, reste pratiquement inchangée pour toutes les courbes, c'est-à-dire que la valeur de la dispersion résiduelle optimale ne dépend aucunement de la manière dont la compensation de dispersion a été répartie tout au long de la ligne. Autrement dit, la dispersion résiduelle optimale est indépendante de la gestion de dispersion !



(a)



(b)

figure 3.12 : Variation de la pénalité en fonction de la dispersion résiduelle. En (a) la courbe est tracée en faisant varier la dispersion résiduelle par l'intermédiaire de la fibre de post-compensation tout en gardant la pré-compensation de dispersion et la compensation en ligne fixes ; en (b), la courbe obtenue en (a) est répétée pour d'autres valeurs de pré-compensation et de compensation en ligne.

L'exemple de la figure 3.12 est donné pour une seule puissance d'entrée dans les tronçons de fibre (3 dBm) et pour une ligne comprenant 5 tronçons. Regardons maintenant ce que devient le réseau de courbes de la figure 3.12 (cas b) si l'on change la puissance d'entrée et le nombre des tronçons de la ligne. Les graphiques montrant les variations de pénalité en fonction de la dispersion résiduelle pour 3 cas de puissance d'entrée : 1, 3, et 5 dBm et pour une ligne comprenant 3, 5 ou 7 tronçons de fibre standard (SMF) sont montrés en figure 3.13. La première remarque à faire sur cette figure est que la conclusion de la figure 3.12 reste valable, c'est-à-dire que, pour les neuf graphiques montrés ici, la valeur de dispersion résiduelle menant au minimum des courbes de pénalité reste inchangée selon la gestion de dispersion employée. Néanmoins, pour certaines transmissions à 7 tronçons et 5 dBm de puissance d'entrée, et pour des valeurs de pré-compensation et compensation en ligne non optimales (Cf. figure 3.13, en bas à droite), la valeur de dispersion résiduelle menant au minimum de pénalité diffère d'un écart d'environ 10 ps/nm des autres cas de gestion de dispersion. Mais ces faibles écarts correspondent à des transmissions présentant déjà de trop fortes pénalités (supérieures à 6 dB) et nous ne les prendrons par conséquent, pas en considérations dans nos conclusions.

Ces courbes montrent par ailleurs que la valeur de dispersion résiduelle menant aux pénalités de transmission minimales varie avec la puissance d'entrée dans les tronçons et le nombre de ces tronçons. Les courbes de la figure 3.13 (à droite), indiquent ces tendances. On remarque, par exemple pour une transmission à 5 tronçons, que la dispersion résiduelle optimale pour une puissance d'entrée de 1 dBm vaut environ 20 ps/nm tandis que cette valeur est proche de 40 ps/nm pour une puissance d'entrée de 5 dBm. De même pour une puissance d'entrée fixée à 3 dBm, on retrouve une croissance de la dispersion résiduelle optimale avec le nombre de tronçons de la ligne de transmission.

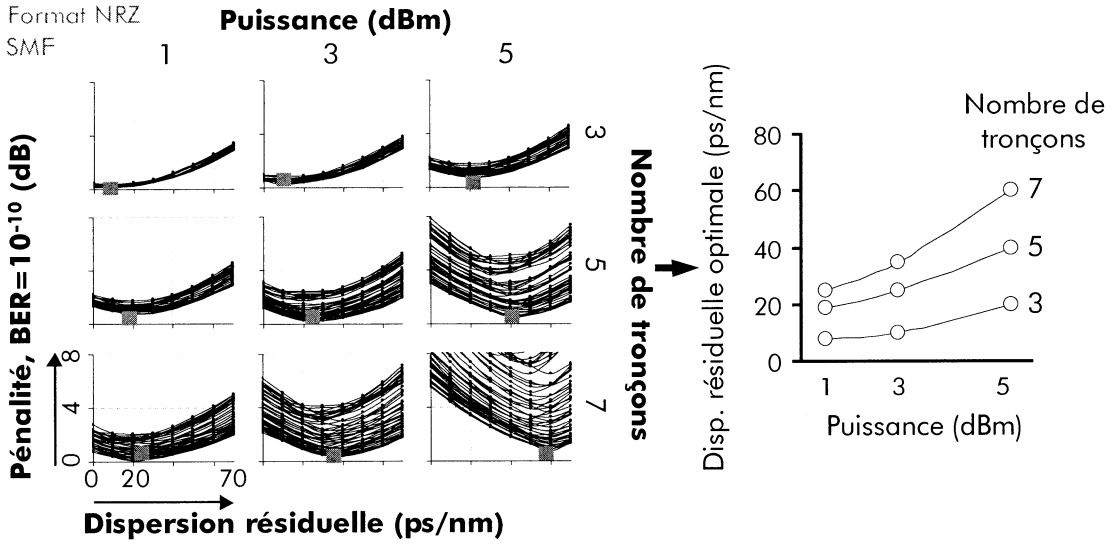


figure 3.13 : Courbes de variation de la pénalité de transmission en fonction de la dispersion résiduelle pour une ligne de 3, 5 ou 7 tronçons de 100 km de SMF ayant pour puissance d'entrée 1, 3 ou 5 dBm. Les courbes situées à droite donne les tendances de variation de la dispersion résiduelle optimale en fonction de la puissance d'entrée et du nombre de tronçons.

Les résultats précédents provenant de la figure 3.13 et concernant la dispersion résiduelle ne sont pas les seules déductions que l'on peut faire des réseaux de courbes obtenus. En effet, pour des transmission sur 3 tronçons et avec 1 dBm de puissance d'entrée, les valeurs de pénalités différent peu selon les gestions de dispersion employées. Mais ceci n'est plus le cas pour des configurations de systèmes à 7 tronçons et 5 dBm de puissance d'entrée, où l'impact des effets non-linéaires est plus fort. Dans ces derniers cas il faut choisir précisément les paramètres de gestion de dispersion pour atteindre des valeurs de pénalité minimales. Autrement dit, la tolérance sur le choix des valeurs des paramètres de gestion de dispersion diminue en fonction du nombre de tronçons et de la puissance d'entrée. A ce titre, la tolérance sur la dispersion résiduelle et sur la compensation de dispersion en ligne, qui ne sont pas dans l'axe de démonstration de ce paragraphe qui concerne la dispersion résiduelle optimale, seront développés respectivement aux § I.1.4.3. et I.1.6.

Nous n'avons, pour l'instant, montré que des résultats concernant la fibre standard (SMF). Qu'en est-il maintenant de la dépendance de la dispersion résiduelle optimale avec le type de fibres utilisée dans la transmission ? La figure 3.14, donne la réponse à cette question. En haut de cette figure nous avons reporté les mêmes types de réseaux de courbes que précédemment en fixant, cette fois, la puissance d'entrée et le nombre des tronçons mais en changeant le type de fibre (SMF, e-LEAF, TeraLight et TW-RS). Même première constatation : la dispersion résiduelle optimale ne varie pas avec la répartition de la compensation de dispersion. Ensuite, le graphique, en bas de la figure 3.14, montre par une courbe la variation de la dispersion résiduelle optimale avec le type de fibre, et par un histogramme en regard, le rapport de l'indice non-linéaire n_2 sur l'aire effective A_{eff} pour chaque fibre. Ce rapport est caractéristique de l'impact des effets non-linéaires dans une fibre optique et est proche du coefficient γ introduit au chapitre 1.

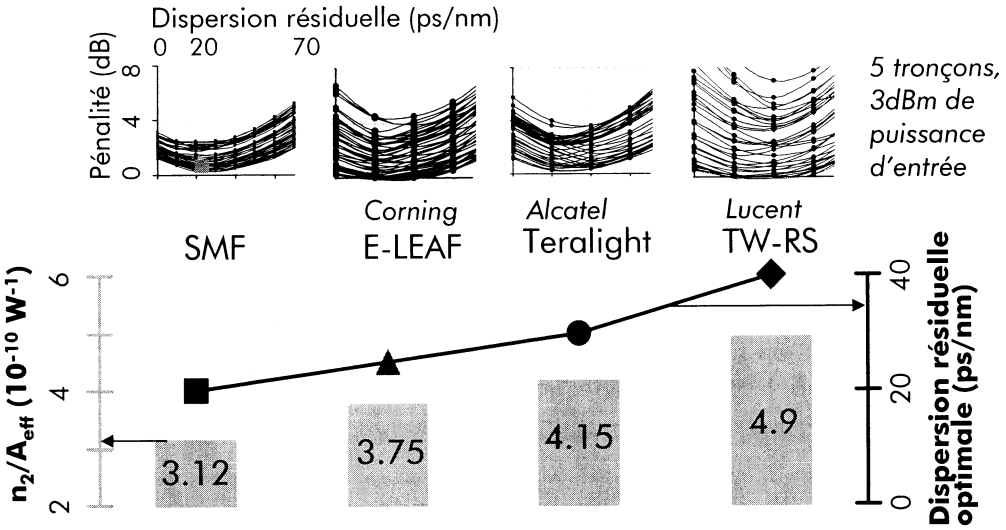


figure 3.14 : Variations de la pénalité de transmission en fonction de la dispersion résiduelle, obtenues pour des transmissions sur des fibres de ligne différentes : SMF, e-LEAF, TeraLight, TW-RS. Les transmissions comprennent ici 5 tronçons de fibre ayant une puissance d'entrée de 3dBm.

Comme le montre cette figure figure 3.14, la dispersion résiduelle optimale en fonction du type de fibres croît proportionnellement au rapport n_2/A_{eff}.

Résumons donc, maintenant les paramètres influant sur la valeur de cette dispersion résiduelle optimale : la puissance moyenne d'entrée P_0 dans les tronçons de fibre, le nombre de tronçons N, et le rapport n_2/A_{eff}. Le fait que la dispersion résiduelle optimale soit non nulle provient de l'effet Kerr agissant sur le canal de transmission. Il est donc naturel de faire le rapprochement entre la phase non-linéaire due à l'automodulation de phase (SPM) accumulée tout au long de la ligne et ces paramètres agissant sur la dispersion résiduelle optimale. En effet, la phase non-linéaire, due à la SPM peut s'exprimer à partir de l'équation 1.49 du chapitre 1, en prenant la moyenne de la phase non-linéaire suivant T et pour un élément de fibre de longueur L :

$$\Phi_{NL,SPM}(L) = \frac{2\pi}{\lambda}.\int_0^L \frac{n_2}{A_{eff.}} P_0 \exp(-\alpha Z)dZ\,, \qquad \textit{équation 3.3}$$

Soit pour un système complet comprenant plusieurs éléments de fibre :

$$\Phi_{NL,SPM} = \sum_{fibres:i} \frac{2\pi}{\lambda}.\int_0^{L_i} \frac{n_{2,i}}{A_{eff.,i}} P_{0,i} \exp(-\alpha_i Z)dZ \qquad \textit{équation 3.4}$$

Or, si la puissance d'entrée P_0 dans chaque tronçon de fibre ainsi que la longueur des tronçons sont identiques, si le coefficient non-linéaire des fibres de compensation est supposé nul, et si l'évolution de la puissance moyenne dans les fibres est le seul fait des pertes linéiques, l'équation 3.4 peut s'exprimer plus aisément par une phase non-linéaire moyenne et cumulée sur toute la ligne valant :

$$\Phi_{NL,SPM} = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{n_2}{A_{eff.}} P_0.N.L_{eff} \qquad \textit{équation 3.5}$$

où N est le nombre de tronçons, λ la longueur d'onde, L_{eff} la longueur effective supposée identique à chaque tronçon (Cf. équation 1.50 du chapitre 1), mais liée au type de fibres, et le rapport n_2/A_{eff}, dépendant lui aussi de la fibre choisie pour la transmission.

Reportons alors toutes les dispersions résiduelles optimales trouvées dans les simulations en fonction de la phase non-linéaire notée, dans ce qui suit, Φ_{NL} pour simplifier, et calculée en fonction des paramètres N, P_0, n_2/A_{eff}, L_{eff}, des systèmes ayant mené à ces dispersions résiduelles optimales. La courbe résultante est montrée en figure 3.15. Chaque symbole correspond à une fibre donnée. Ce qui est alors remarquable, c'est que l'ensemble des points de dispersion résiduelle optimale forment quasiment une droite en fonction de la phase non-linéaire cumulée sur chaque type de liaisons. D'ailleurs, à phase non-linéaire cumulée nulle, l'extrapolation de la droite montre que l'on retrouve bien le cas d'une transmission linéaire, ayant un minimum de pénalité pour une compensation parfaite de la dispersion. La conclusion très importante que l'on tire de cette observation, est alors que la dispersion résiduelle doit avoir une valeur non nulle et positive en présence d'effets non-linéaires, mais en plus, qu'elle n'est fonction que de la phase non-linéaire accumulée dans la liaison. C'est-à-dire que la gestion de dispersion n'intervient pas dans la valeur de la dispersion résiduelle optimale, « gestion de dispersion » voulant à la fois dire : « répartition des fibres de compensation dans la ligne » et « dispersion locale de la fibre de ligne utilisée ». Par ailleurs, cette règle permet de prédire la valeur de la dispersion résiduelle optimale en fonction des paramètres simples de la conception des systèmes à savoir : la puissance d'entrée, le nombre de tronçons et le type de fibres. En effet, il faut faire attention de ne pas déduire de la figure 3.15, que la dispersion résiduelle optimale est indépendante du type de fibre. La dépendance avec la fibre provient de son rapport n_2/A_{eff} mais pas de la valeur de sa dispersion locale.

Nous avons synthétisé ces résultats ainsi que cette première « règle » sur la gestion de dispersion dans l'article [130].

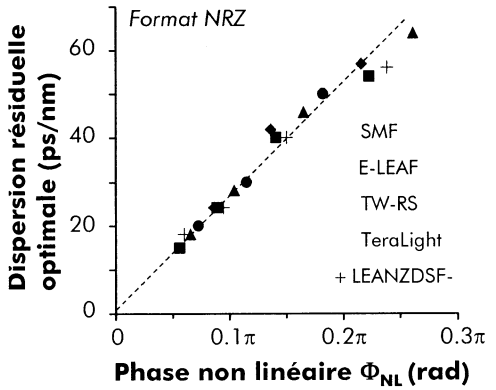


figure 3.15 : Dépendance de la dispersion résiduelle optimale en fonction de la phase non-linéaire. Les points répertoriés correspondent à la valeur de dispersion résiduelle optimale des réseaux de courbe de la figure 3.13 et de la figure 3.14 et ont des symboles différents avec le type de fibre employée. Pour chaque symbole, il existe donc plusieurs points correspondant aux différents cas de puissance d'entrée et nombre de tronçons.

La figure 3.15 a été obtenue pour des transmissions à canal unique modulé au format NRZ, généré par des modulateurs sans *chirp* et sur une ligne dont les effets non-

linéaires des fibres de compensation ont été négligés. L'influence sur cette règle du format de modulation sera présentée au § II.2.1.1. , du *chirp* du modulateur au § I.1.5.5. , des effets non-linéaires croisés dans le cadre des transmissions WDM au § I.3.1.2. , et des effets non-linéaires présents dans les fibres de compensation au § I.1.4.2.

I.1.4.2. *Influence des fibres de compensation*

Nous nous intéressons ici, à l'impact de la présence d'effets non-linéaires dans les fibres de compensation sur la valeur de la dispersion résiduelle optimale. Pour cela, l'indice non-linéaire des DCF est fixé à $2.7.10^{-20}$ m^2/W et leur aire effective, ici, à 35 μm^2 (cette valeur est différente de celle fournie au tableau 3.2 ; elle correspond à une valeur utilisée dans des simulations antérieures). Les simulations prennent l'exemple d'une transmission sur 5x100 km de fibre TeraLight ayant une puissance d'entrée dans les tronçons de fibre de 3 dBm. Par ailleurs, l'étude est réalisée sur un ensemble de transmissions gérées en dispersion et dont les plages de variations des paramètres de gestion de dispersion sont celles indiquées au tableau 3.2 pour la fibre TeraLight. Pour étudier l'influence des effets non-linéaires dans les fibres de compensation, on fait varier la puissance en leur entrée de 1, 3 puis 5 dBm. La figure 3.16 montre tout d'abord, les valeurs de pénalité obtenues pour ces transmissions, en fonction de la dispersion résiduelle, sachant que, les autres paramètres de gestion de dispersion ont été optimisés. Ensuite les valeurs optimales de dispersion résiduelle sont extraites puis reportées en fonction de la phase non-linéaire cumulée à la fois dans la fibre de ligne et dans les fibres de compensation. Les trois nouveaux points obtenus, pour les trois puissances d'entrée différentes dans les DCF, sont superposés avec les résultats du § I.1.4.1. pour lesquels les effets non-linéaires dans les DCF avaient été négligés. On remarque que ces nouveaux points demeurent dans la droite de variation de la dispersion résiduelle optimale en fonction de la phase non-linéaire cumulée. La conclusion est alors simple : la dispersion résiduelle optimale augmente avec la « quantité » d'effets non-linéaires dans les fibres de compensation mais la valeur de la dispersion résiduelle optimale suit toujours la règle du paragraphe I.1.4.1. précédent, à condition de prendre en compte dans le calcul de la phase non-linéaire, la phase accumulée dans les fibres de compensation.

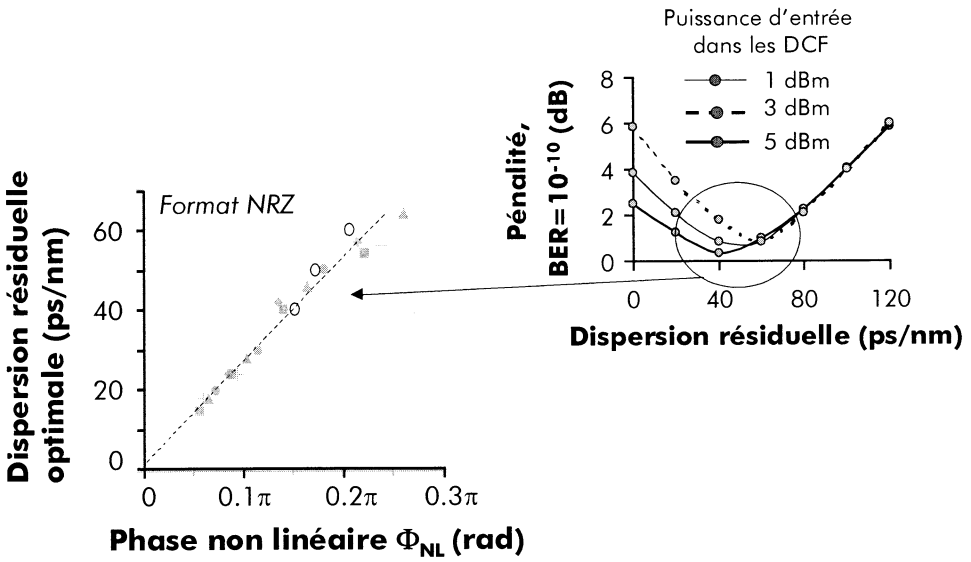


figure 3.16 : En haut à droite : pénalité de transmission en fonction de la dispersion résiduelle pour les trois puissances d'entrée dans les DCF, les autres paramètres de gestion de dispersion ayant été optimisés. En bas à gauche : report des valeurs de dispersion résiduelle optimale en fonction de la phase non-linéaire cumulée dans les fibres de ligne et les DCF. Pour ce graphique nous avons rappelé, en grisé, les résultats du § I.1.4.1.

I.1.4.3. *Tolérances à la dispersion résiduelle en présence d'effets non-linéaires*

Cette partie brève a pour but de chiffrer la tolérance à la dispersion résiduelle en présence d'effets non-linéaires. Cette tolérance est définie comme l'étendue de variation des valeurs de dispersion résiduelle à l'intérieur de laquelle l'écart de pénalité par rapport à la pénalité minimale reste en deçà de 1 dB. La tolérance sur la dispersion résiduelle est généralement donnée pour une transmission linéaire. Au cours du chapitre 1 nous avons vu que cette tolérance était liée au débit au carré, et qu'un écart de +/- 60 ps/nm par rapport à une dispersion résiduelle nulle, entraînait 1 dB de pénalité sur la transmission. En présence d'effets non-linéaires, la valeur de tolérance à la dispersion résiduelle est reduite. Par exemple, sur la figure 3.13, pour le cas de 1 dBm de puissance d'entrée et seulement 3 tronçons de fibres, la transmission est affectée d'1 dB de pénalité si la dispersion résiduelle diffère de sa valeur optimale de seulement +/- 40 ps/nm. Pour mieux cerner cette réduction de tolérance avec l'importance des effets non-linéaires, nous avons superposé, sur le même graphique, des courbes de pénalité, en fonction de la dispersion résiduelle obtenue, par variation de la post-compensation autour d'un point de qualité de transmission optimale, atteint pour certaines valeurs de pré-compensation et de compensation en ligne. Le résultat est présenté à la figure 3.17, dans l'exemple d'une transmission de 5 tronçons de 100 km de SMF. Les différentes courbes y sont tracées, pour des puissances d'entrée de 1, 3, 5 et 7 dBm. On remarque que, d'une puissance donnée à une puissance supérieure, la tolérance à la dispersion est de plus en plus faible.

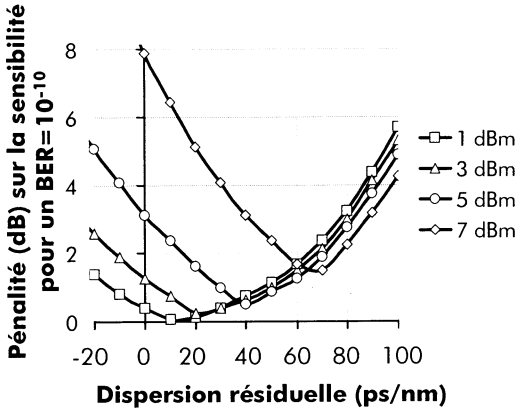


figure 3.17 : Exemple de variation de la pénalité de transmission en fonction de la dispersion résiduelle pour des transmissions sur 5x100 km de fibre SMF aux conditions optimales de pré-compensation et de compensation en ligne. Quatre courbes sont présentées ici en fonction de la puissance d'entrée dans les tronçons de 1 dBm à 7 dBm.

La tolérance à la dispersion résiduelle diminue en fonction de « la quantité » d'effets non-linéaires, ce qui peut être quantifié par la phase non-linéaire comme au § I.1.4.1.

La figure 3.18, donne, à titre indicatif, la valeur de la tolérance à la dispersion résiduelle pour différentes puissances d'entrée et différents types de fibres, pour des transmissions de 5x100 km. On y remarque que cette tolérance est loin des 120 ps/nm (+/-60 ps/nm) prévus dans le cas linéaire puisqu'elle vaut environ 70 ps/nm pour des transmissions à 1 dBm, puis environ 45 ps/nm, lorsque la puissance d'entrée dans les tronçons atteint 5 dBm !

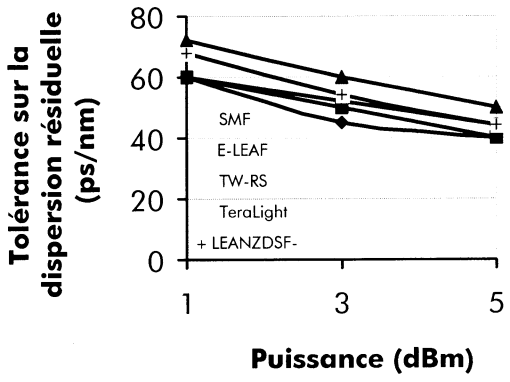


figure 3.18 : dépendance de la tolérance à la dispersion résiduelle en fonction de la puissance pour des transmissions de 5x100 km sur différents types de fibres.

Il faut noter ici, que pour les transmissions au débit de 40 Gbit/s, la dispersion résiduelle est un élément clef à contrôler coûte que coûte. Les autres considérations sur les effets physiques déterministes de la ligne, ne seront à prendre en compte que si la dispersion résiduelle a elle-même été contrôlée. La faible tolérance à cette dispersion cumulée forcera, sans doute, les équipementiers à prévoir des éléments de compensation réglables et dynamiques pour ces transmissions haut débit, d'autant que la dispersion cumulée sur de longues distances varie avec la température justement de

l'ordre de grandeur de la tolérance à la dispersion résiduelle (Cf. chapitre 1 § **II.3.5.**). L'article [144] donne une première piste pour la mise en place technologique de telles fonctions optiques.

I.1.5. Lien entre la pré-compensation et la compensation en ligne de dispersion

Les paragraphes précédents étudiaient l'optimisation de la dispersion résiduelle en fin de liaison. Ce paramètre étant alors fixé, il reste encore deux paramètres libres quant à la répartition des longueurs des fibres de compensation dans la ligne. Il s'agit de la pré-compensation et de la compensation en ligne de dispersion, sachant que cette dernière est supposée régulière au cours de la transmission.

I.1.5.1. *Règle empirique liant la pré-compensation et la compensation en ligne*

Nous avons remarqué, lors de l'exposé des résultats bruts de simulation sur les graphiques des figures du § I.1.3. , qu'une des particularités de ces résultats était une distribution hétérogène des pénalités de transmission, en fonction de la pré-compensation et de la compensation en ligne. Prenons un exemple de ce type de graphiques en figure 3.19, pour une transmission sur 5 tronçons de fibre TeraLight ayant une puissance d'entrée de 5 dBm et dans le cas de la dispersion résiduelle optimale correspondante, de 40 ps/nm. Les surfaces de niveau grisées de pénalité de transmission de cette figure 3.19 montrent une zone blanche de bon fonctionnement où la pré-compensation de dispersion semble liée à la valeur de la compensation en ligne choisie. En effet, si la dispersion résiduelle en ligne vaut –200 ps/nm, la pré-compensation donnant la pénalité de transmission minimale, appelée ensuite pré-compensation optimale, sera de +100 ps/nm, tandis qu'une dispersion résiduelle en ligne valant +200 ps/nm mènera à une pré-compensation optimale de –600 ps/nm ! Il existe donc une liaison entre ces deux paramètres pour atteindre le minimum de pénalité de transmission. Nous avons, par conséquent, reporté par des points, parmi les valeurs discrètes explorées, les valeurs de pré-compensation optimales en fonction des valeurs de dispersion résiduelle en ligne sur la figure 3.19.

Outre la valeur de pré-compensation optimale pour une dispersion en ligne donnée, le graphique de la figure 3.19 fournit aussi des indications à propos de la tolérance à la pré-compensation. Celle-ci peut être définie, pour une valeur de dispersion résiduelle en ligne donnée, comme la plage de variation de la pré-compensation pour laquelle la différence de pénalité de transmission n'excède pas 1dB par rapport à la pénalité minimale obtenue à cette dispersion résiduelle en ligne. On constate, sur cette figure 3.19, que la tolérance sur la pré-compensation semble plus importante pour les cas de sur-compensation en ligne, c'est-à-dire pour la partie gauche du graphique de la figure 3.19 correspondant à des dispersions résiduelles en ligne négatives. En effet les surfaces de niveaux de pénalité s'évasent pour les cas de gestion de dispersion ayant une carte de dispersion « descendante ». Nous reparlerons de ces aspects sur la tolérance des réglages de pré-compensation et de compensation en ligne au § I.1.6. Nous nous concentrons ici sur les paramètres optimaux de gestion de dispersion, et plus particulièrement sur cette liaison entre la pré-compensation optimale et la dispersion résiduelle en ligne.

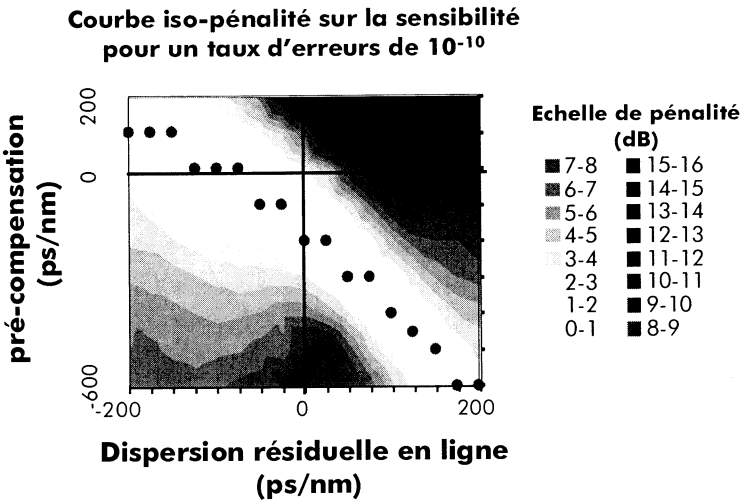


figure 3.19 :Exemple de graphique en courbes de niveaux de pénalité de transmission en fonction de la pré-compensation et la compensation en ligne. Sur ce graphique, les points correspondent à la pré-compensation optimale pour une valeur de compensation en ligne donnée, parmi les valeurs discrètes des plages de variations du tableau 3.2.

Pour étudier les variations ou stabilité de cette relation avec d'autres paramètres de conception de la ligne de transmission, nous avons reporté sur un même graphique les points de pré-compensation optimale en fonction de la dispersion résiduelle en ligne, tels qu'ils ont été donnés en exemple à la figure 3.19 dans un cas particulier, mais, cette fois pour l'ensemble des cas de puissance d'entrée et de dispersion résiduelle explorés dans les résultats bruts de la figure 3.8. Le graphique ainsi construit, est fourni en figure 3.20. On remarque, en observant ce graphique, que la distribution des points de pré-compensation optimale montre que la liaison entre la pré-compensation et la dispersion résiduelle en ligne pour obtenir des pénalités de transmission minimales, reste globalement inchangée si l'on fait varier la puissance où la dispersion résiduelle. Bien entendu cela reste dans les limites des plages de variation de ces paramètres de simulation, mais en dehors de ces plages, les transmissions présentent des pénalités plus fortes et elles sont peu intéressantes à étudier. Compte-tenu de la grille d'échantillonnage de la pré-compensation et de la dispersion résiduelle en ligne (Cf. tableau 3.2), « globalement inchangée » signifie ici : « une variation inférieure à 100 ps/nm sur la pré-compensation optimale et inférieure à 50 ps/nm sur la dispersion résiduelle en ligne ». Cependant ces « incertitudes » restent faibles, par rapport au nombre de cas possibles de conception, que l'on peut faire pour la gestion de dispersion. Une première conclusion est donc une invariance de la liaison entre pré-compensation et dispersion résiduelle en ligne en fonction de la puissance d'entrée et de la dispersion résiduelle employées. Pour la suite, nous prendrons donc, pour caractériser cette liaison, la courbe de pré-compensation optimale moyenne, que nous avons représentée, sur la figure 3.20, par un trait en pointillés épais.

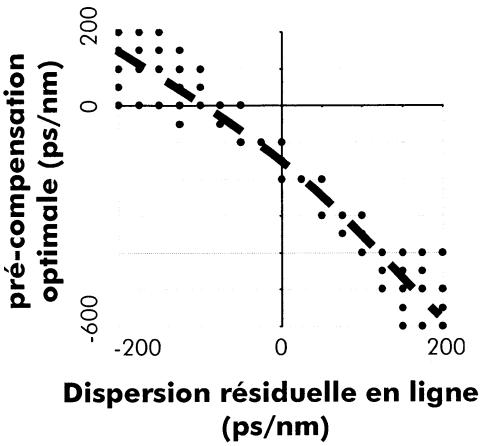


figure 3.20 : Points de pré-compensation optimale en fonction de la dispersion résiduelle en ligne pour une transmission sur 5x100 km de fibre TeraLight. La multiplicité des points provient de la superposition des valeurs de pré-compensation optimale de tous les cas de puissance d'entrée et de dispersion résiduelle explorés dans les simulations (Cf. figure 3.8 et tableau 3.2). La ligne en pointillés épais correspond à la pré-compensation optimale moyenne.

Etudions à présent, l'éventuelle variation de cette relation entre pré-compensation et compensation en ligne, en fonction d'une part du type de fibre utilisée et d'autre part, du nombre de tronçons. Ces variations sont représentées sur la figure 3.21 respectivement en partie (a) et (b). Les courbes montrées sur ces deux graphiques correspondent aux courbes moyennes de pré-compensation optimale en fonction de la dispersion résiduelle en ligne sur plusieurs cas de puissance d'entrée et de dispersion résiduelle. Une de ces courbes a été construite en exemple par la ligne pointillée de la figure 3.20. Pour la partie (a) de la figure 3.21, les transmissions étudiées comprennent 5 tronçons de 100 km de fibre et nous avons montré les cas de transmission sur fibre SMF, TeraLight, e-LEAF, TW-RS et LEANZDSF- dont les caractéristiques sont données au tableau 3.2. Sur ce graphique, il est visible, que la liaison entre pré-compensation optimale et dispersion résiduelle en ligne dépend du type de fibre utilisée. Si tant est que ces courbes puissent être assimilées à des droites, celles ci restent parallèles en changeant le type de fibre, c'est-à-dire que la pente de variation de la pré-compensation optimale avec la dispersion résiduelle en ligne ne varie pas d'une fibre à l'autre. Par contre, leurs ordonnées à l'origine est clairement fonction du type de fibre puisque la pré-compensation optimale pour les cas de parfaite compensation en ligne (dispersion résiduelle en ligne = 0) vaut environ – 250 ps/nm (en effectuant une régression linéaire) pour la fibre standard, -150 ps/nm pour la fibre TeraLight, -100 ps pour la e-LEAF et la TW-RS et enfin +50 ps/nm pour la LEANZDSF-. On note, en énumérant ces valeurs, qu'elles sont proportionnelles à la dispersion locale des fibres citées. Nous reviendrons sur ce point plus tard.

Voyons maintenant la variation de cette liaison avec le nombre de tronçons sur la partie (b) de la figure 3.21. Les résultats bruts de ces transmissions sur fibre TeraLight n'ont pas été montrés au I.1.3. pour ne pas surcharger le manuscrit. Les résultats sont synthétisés sur cette figure 3.21 (partie b). On observe que la pente de la liaison entre la pré-compensation optimale et la dispersion résiduelle en ligne varie avec le nombre de tronçons tandis que la valeur de la pré-compensation optimale pour une dispersion résiduelle en ligne nulle ne varie pas d'un nombre de tronçons à l'autre.

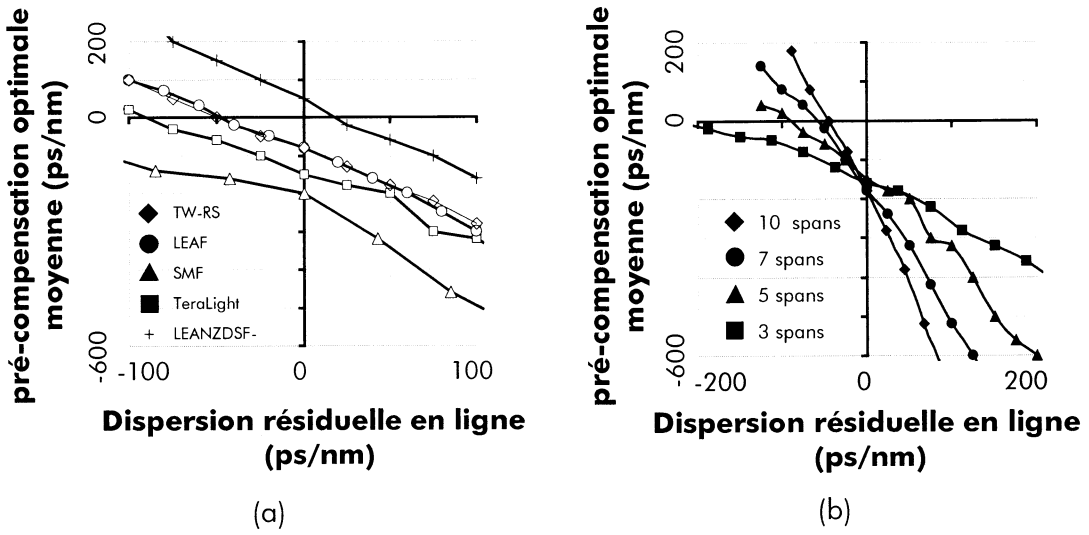


figure 3.21 : Variations de la relation entre pré-compensation optimale et dispersion résiduelle en ligne avec le type de fibres, pour une transmission de 5x100 km en (a) ou avec le nombre de tronçons de 100 km employés dans une transmission sur fibre TeraLight en (b). Les courbes correspondent ici à des moyennes de pré-compensation optimale telle que celle représentée en pointillés à la figure 3.20.

Pour donner des valeurs chiffrées aux constats faits à la figure 3.21, nous avons reporté, à titre indicatif, en figure 3.22 (a), la variation des ordonnées à l'origine des courbes de la figure 3.21 (a) et en figure 3.22 (b), la variation des pentes des courbes de la figure 3.21 (b) .

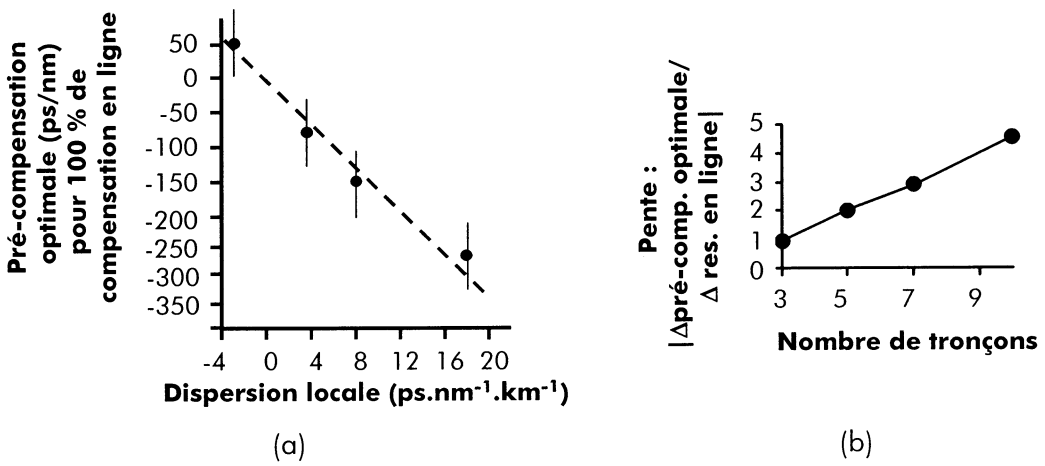


figure 3.22 : Report à partir de la figure 3.21 des pré-compensation optimales pour 100 % de compensation en ligne en fonction de la dispersion locale de la fibre de ligne employée en (a) et de la pente de variation de la pré-compensation optimale avec la dispersion résiduelle en ligne en fonction du nombre de tronçons en (b).

Compte-tenu des résultats précédents, on peut d'ores et déjà donner une règle empirique liant la pré-compensation optimale à la compensation en ligne utilisée. Cette règle est exprimée par la formule suivante :

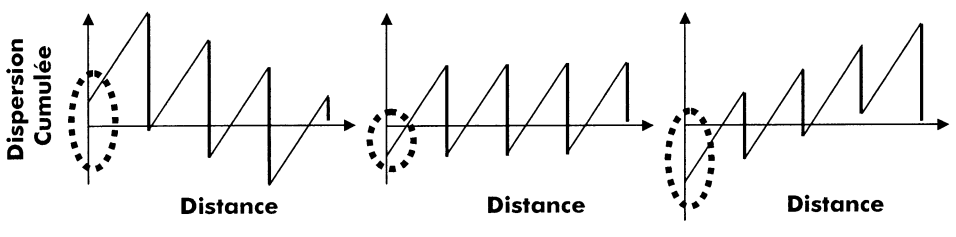
$$D_{\text{pre-comp. optimale}} = -\frac{(N-1)}{2}.D_{\text{dispersion résiduelle en ligne}} + K \qquad \text{équation 3.6}$$

où N est le nombre de tronçons et K la pré-compensation optimale pour le cas de 100% de compensation en ligne. L'ordonnée à l'origine, K, ainsi que la pente de ces droites (N-1)/2, de cette relation affine, sont déduites de façon empirique respectivement des parties (a) et (b) de la figure 3.22. Cette petite règle est très pratique, puisqu'elle permet, par un calcul extrêmement simple de prédire comment optimiser la longueur de la fibre de pré-compensation pour un système de transmission ayant une compensation en ligne figée dans l'infrastructure du réseau terrestre. Bien entendu, elle n'est vérifiée ici que pour les plages de variation de la compensation en ligne, valant +/- 25% de compensation d'un tronçon autour d'une compensation en ligne parfaite.

Nous avons synthétisé les résultats présentés dans ce paragraphe, ainsi que la règle simple liant la valeur de pré-compensation optimale à la compensation en ligne, dans la publication [140]. Dans le paragraphe suivant nous allons voir un critère plus général d'optimisation de ces paramètres de gestion de dispersion chromatique.

I.1.5.2. *Critère d'optimisation de la gestion de dispersion chromatique*

Pour expliquer l'origine de notre critère d'optimisation de la gestion de dispersion chromatique, nous allons analyser les résultats obtenus au § I.1.5.1. précédent en les confrontant aux cartes de dispersion chromatique elles-mêmes(Cf. chapitre 1 : § II.3.6.). Considérons tout d'abord les conclusions de la figure 3.20. Pour cela, la figure 3.23 donne l'exemple de trois cartes de dispersion optimisées pour une compensation en ligne donnée et déduites de la figure 3.20, avec en (b) : une carte de dispersion d'un système ayant une dispersion résiduelle en ligne nulle pour laquelle la pré-compensation optimale a une valeur donnée, en (a) : une carte de dispersion « descendante », c'est-à-dire à dispersion résiduelle en ligne négative dont la pré-compensation optimale est supérieure à celle du cas (b) et enfin dans le cas (c) : une carte de dispersion montante dont la pré-compensation optimale est supérieure en valeur absolue à celle du cas (b). On remarque, en regardant ces trois cas qui conduisent, à partir d'une compensation en ligne fixée, à une pénalité de transmission minimale, que l'excursion de dispersion cumulée le long de la carte de dispersion doit rester en moyenne autour d'une certaine valeur de dispersion cumulée. Autrement dit, si, au cours de la liaison, la dispersion cumulée des premiers tronçons reste positive et relativement forte (cas a de la figure 3.23), il faudra qu'en fin de liaison, la dispersion cumulée des derniers tronçons soit négative. Ces graphiques suggèrent donc que l'intégrale de la dispersion cumulée doive garder une valeur constante pour mener à une pénalité de dispersion minimale.



(a) (b) (c)

figure 3.23 :Trois cartes de dispersion vérifiant les conclusions de la figure 3.20 avec en (a) le cas d'une carte de dispersion « descendante », nécessitant une pré-compensation positive, en (b) une carte ayant une compensation de dispersion en ligne de 100% et une pré-compensation optimale donnée et en (c) une carte de dispersion « montante » nécessitant une pré-compensation en valeur absolue plus forte qu'au (b) pour obtenir des pénalités de transmission minimales.

Etudions maintenant si cette tendance s'applique au résultats de la figure 3.21 (a). Sur la figure 3.24, nous avons représenté des cartes de dispersion optimisées, dans trois cas de fibre de lignes : SMF, TeraLight et e-LEAF pour une transmission de 4x100 km. La dispersion cumulée, dans un des tronçons de 100 km du système vaut, pour la fibre SMF, 1700 ps/nm, puis 800 ps/nm pour la fibre TeraLight et 400 ps/nm pour la e-LEAF. Par conséquent, du cas (a) au cas (c) de la figure 3.24, cette dispersion cumulée est, tout au long du système, de moins en moins élevée. Or, la pré-compensation optimale correspondant à chaque cas est négative et, d'autant plus forte en valeur absolue, que la dispersion de la fibre est élevée. Comme précédemment, ces résultats suggèrent que l'intégrale de la dispersion cumulée sur le système doive préférentiellement garder une valeur constante.

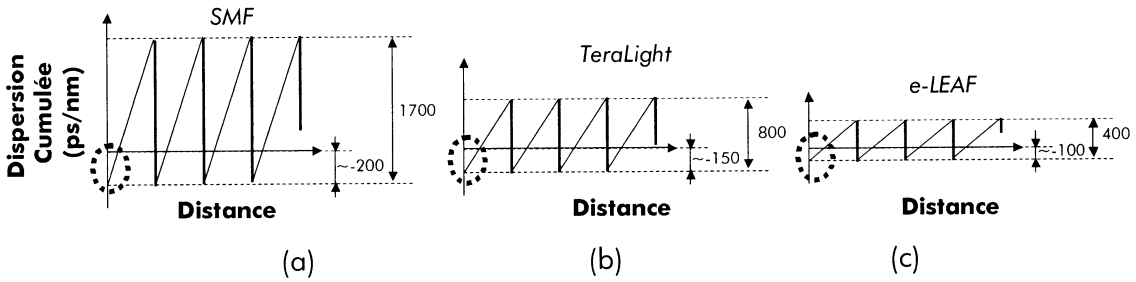


figure 3.24 : Illustration de trois cartes de dispersion vérifiant des résultats de la figure 3.21 (a).

Considérons maintenant les résultats de la figure 3.21 pour le cas (b) cette fois : ces résultats montrent que la pente de variation de la pré-compensation optimale, en fonction de la dispersion résiduelle en ligne, augmente avec le nombre de tronçons. Partons d'une configuration de départ où le système aurait une carte de dispersion telle que celle représentée à la figure 3.24 (b) correspondant à une pré-compensation optimale et une dispersion résiduelle en ligne nulle. Augmentons, à partir de cette configuration de départ, la valeur de la dispersion résiduelle en ligne d'une valeur $\Delta_{\text{comp. en ligne}}$. La carte de dispersion devient alors de type : carte « montante » comme pour les deux cas de la figure 3.25. Seulement, pour le cas (a), de la figure 3.25 le nombre de tronçons est de 4 tandis qu'il est de 9 pour le cas (b). Sachant que les deux cartes de dispersion illustrées correspondent à des configurations menant à des minima de pénalité, on constate sur la figure 3.25, que la pré-compensation optimale est beaucoup plus grande en valeur absolue dans le cas (b) de 9 tronçons que dans le cas (a) ; c'est-à-dire que pour une même variation $\Delta_{\text{comp. en ligne}}$ de dispersion résiduelle en ligne, la variation de pré-compensation optimale sera d'autant plus importante que le nombre de tronçons l'est. Encore une fois, la figure 3.25 semble indiquer que l'intégrale de la dispersion cumulée semble doive garder une valeur donnée.

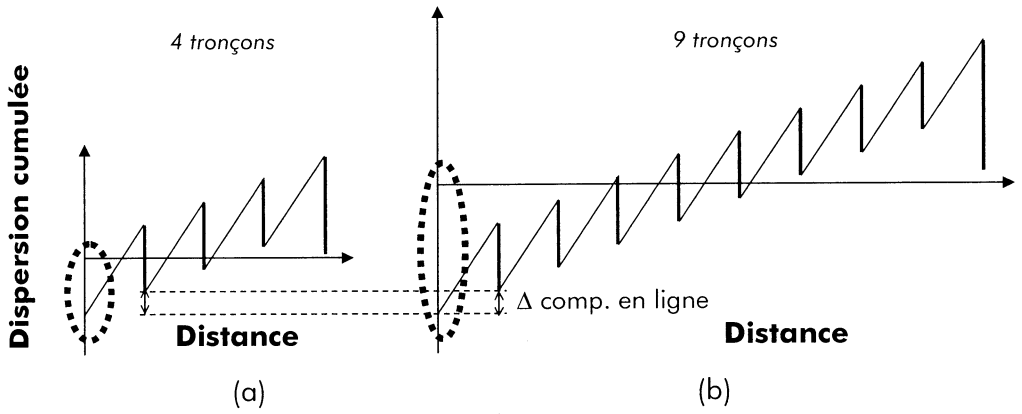


figure 3.25 : Exemples de deux cartes de dispersion vérifiant les résultats de la figure 3.21 (b) : variation de la pré-compensation optimale en fonction de la variation de compensation en ligne et du nombre de tronçons.

Ainsi, nous avons remarqué que si on choisit une carte de dispersion de telle sorte que l'intégrale sur toute la distance de propagation de la dispersion cumulée garde une valeur donnée, on est à même de prédire les résultats de simulation du paragraphe I.1.5.1. .

Cependant il reste à expliquer pourquoi cette intégrale de dispersion cumulée n'est pas nulle pour les meilleures cartes de dispersion trouvées. En effet, sur la figure 3.24, on note bien que la dispersion cumulée sur la liaison connaît, globalement, des valeurs plutôt positives que négatives pour les fibres de transmission SMF, TeraLight et e-LEAF, à valeurs de dispersion locale positives, pour des canaux centrés sur une longueur d'onde de 1550 nm. Ceci suggère que, dans l'intégrale de la dispersion cumulée, cette dispersion cumulée doit être pondérée par la « quantité » d'effets non-linéaires. Cette « quantité » d'effets non-linéaires peut être représentée par la phase non-linéaire qui comprend la puissance, décroissant avec la distance à cause des pertes linéiques, et le rapport de l'indice non-linéaire sur l'aire effective et de la fibre considérée. La figure 3.26 représente conjointement, la dispersion cumulée sur un seul tronçon de fibre, précédé et suivi par des fibres de compensation et l'allure du profil de puissance du signal optique. Pour cette figure, la pré-compensation de ce tronçon a été optimisée (« optimisée » voulant toujours dire : « menant à la pénalité de transmission minimale »). Or, que constate-t-on sur cette figure ? La dispersion cumulée est tout d'abord négative sur une petite partie du tronçon, située en début de propagation, puis positive pour la plus grande partie du tronçon, partie au cours de laquelle la puissance du signal est la plus faible. Le point commun entre toutes les cartes de dispersion optimales présentées dans les figures précédentes (figure 3.23, figure 3.24, figure 3.25), serait donc non pas lié à une intégrale de la dispersion cumulée sur toute la propagation mais bien à une intégrale faisant à la fois intervenir la dispersion cumulée et la phase non-linéaire, fonctions toutes deux de la distance de propagation.

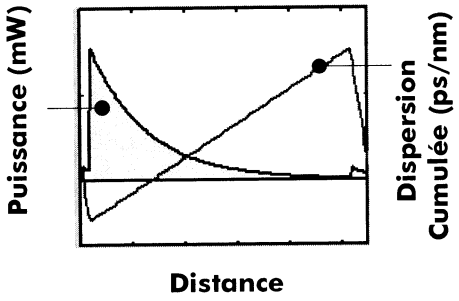


figure 3.26 : Allures du profil de puissance (en surface grisée) et de la dispersion cumulée sur la distance d'un tronçon de fibre de ligne pour la répartition optimale des compensations de dispersion avant et après ce tronçon.

Dans ce qui suit, nous développons deux modèles analytiques pour préciser pourquoi une carte de dispersion optimisée, c'est- à-dire permettant une transmission particulièrement peu pénalisée par les effets de propagation, semble devoir vérifier la propriété détaillée ci-dessus. Le premier vise à limiter de la conversion de la modulation de phase non-linéaire en modulation d'intensité et le deuxième s'attache à limiter de l'impact des effets non-linéaires intra-canaux (présentés au chapitre 1 § I.6.1.4.). Nous nous proposons dans ce qui suit de présenter brièvement le principe de ces approches physiques.

Conversion modulation de phase non-linéaire - modulation d'intensité

Le premier modèle s'inspire d'une théorie développée par **[141]**, pour évaluer l'impact du RIN des sources laser sur la performance de transmission en présence d'effets non-linéaires dans le cas d'un système rudimentaire non compensé en dispersion. Cette dernière théorie fournit des expressions analytiques de la puissance du champ électrique et de sa phase après propagation dans une fibre, de longueur L, et seulement dispersive, en fonction de la puissance du champ et de sa phase en entrée de fibre, pour des signaux tels que leurs fluctuations de puissance restent bien inférieures à leur puissance moyenne. Dans cet article, le champ électrique à l'entrée de la fibre est écrit formellement [141]:

$$E_{in}(t) = \sqrt{P_{in}(t)}.e^{j\omega_{th}t+j\phi_{in}(t)} \qquad \text{équation 3.7}$$

où P_{in} et ϕ_{in} sont respectivement la puissance et la phase d'entrée du signal tandis que ω_{th} correspond à sa fréquence centrale. L'expression du champ électrique dans l'espace de Fourier y vaut :

$$E_{in}(j\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} E_{in}(t)\exp(-j\omega t)dt \qquad \text{équation 3.8}$$

soit, après une propagation dans une fibre seulement dispersive de longueur L :

$$E_{out}(j\omega) = E_{in}(j\omega)e^{-j\beta(\omega)L} \qquad \text{équation 3.9}$$

Par ailleurs :

$$P_{in}(t) = \langle P \rangle + \Delta P_{in}(t) \text{ avec : } \langle P \rangle >> \Delta P_{in}(t) \qquad \text{équation 3.10}$$

où <P> est la puissance moyenne et ΔP_{in} la fluctuation de puissance en entrée de fibre supposée très inférieure à la puissance moyenne, ce qui implique :

$$\sqrt{P_{in}(t)} \approx \sqrt{\langle P \rangle}\left(1 + \frac{\Delta P_{in}(t)}{2\langle P \rangle}\right) \qquad \text{équation 3.11}$$

Partant de cette approximation « petit signaux » puis développant l'expression de la variation de la constante de propagation avec la pulsation : $\beta(\omega)$ de l'équation 3.9 (comme au chapitre 1 § I.4.2.), l'article **[141]** donne une expression de la phase et des fluctuations d'amplitude en sortie de fibre dispersive en fonction de la phase et les fluctuations d'amplitude en entrée, en négligeant les retards de phase et de groupe dus à β_0 et β_1, par l'expression :

$$\begin{pmatrix} \Delta P_{out}(j\omega) \\ \phi_{out}(j\omega) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\omega^2 F) & -\sin(\omega^2 F) \\ \sin(\omega^2 F) & \cos(\omega^2 F) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \Delta P_{in}(j\omega) \\ \phi_{in}(j\omega) \end{pmatrix} \qquad \text{équation 3.12}$$

où F est lié à la dispersion D de la fibre et sa longueur L par :

$$F = \frac{DL\lambda^2}{4\pi c} \qquad \text{équation 3.13}$$

Nous étendons maintenant la théorie de **[141]** au cas des systèmes de transmission terrestres gérés en dispersion suivant en cela une démarche que G. Bellotti et al. ont appliquée à l'évaluation de l'impact de la XPM [40]. Pour expliquer comment cette analyse peut être adaptée à notre application pour la gestion de la dispersion, nous avons illustré le principe de cette approche pour un système géré en dispersion à la figure 3.27. A une distance z de propagation, les effets non-linéaires induisent, sur un élément δz de fibre, une modulation de phase infinitésimale $\delta\Phi_{NL}(z)$. Cette modulation de phase est ensuite traduite en fluctuations d'intensité par la dispersion, jusqu'à la fin de la liaison où la dispersion cumulée vaut la dispersion résiduelle du système, notée $D_{res.}$. On fait donc l'hypothèse, ici, que les dégradations dues à la propagation et se traduisant, comme schématisé sur le diagramme de l'œil de la figure 3.27, par des fluctuations des niveaux des symboles, peuvent se décomposer en ces deux étapes indépendantes : modulation de phase non-linéaire seule à une distance z de la propagation puis conversion par la seule dispersion chromatique des fibres de la distance z jusqu'à la fin de la transmission.

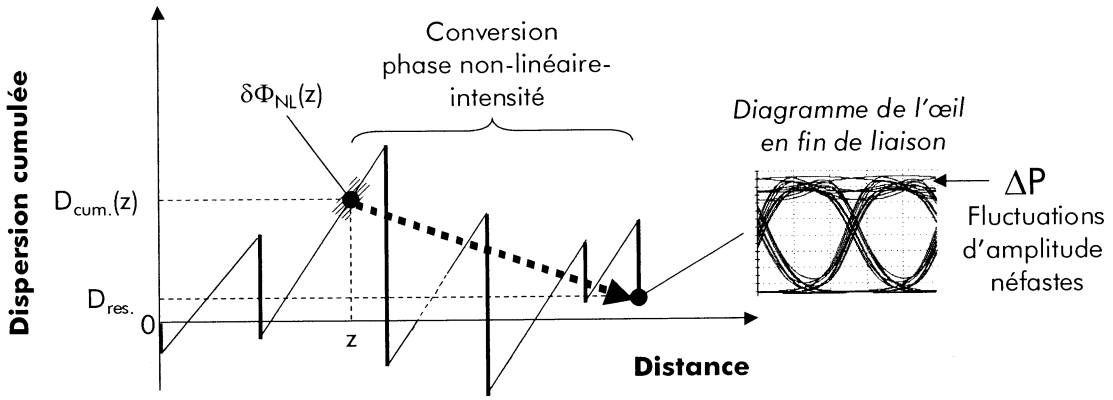


figure 3.27 :Principe de la conversion par la dispersion chromatique d'une phase non-linéaire infinitésimale accumulée à une distance z de propagation résultant en des fluctuations d'amplitude néfastes, visibles sur le diagramme de l'œil en fin de liaison.

On considère donc, que les fluctuations d'amplitude dues à la phase non-linéaire infinitésimale $\delta\Phi_{NL}(z)$ peuvent être calculées à partir du développement de l'article [141], en prenant comme phase d'entrée $\delta\phi_{in}(z)=\delta\Phi_{NL}(z)$, et des fluctuations d'amplitude ΔP_{sin} d'entrée nulles. Les fluctuations d'amplitude ΔP_{out} en fin de liaison valent donc, en se servant de l'équation 3.12 :

$$\left[\Delta P_{out}(j\omega)\right]_z = -2\langle P\rangle \sin(\omega^2 F)\delta\phi_{in}(j\omega,z) \qquad \textit{Equation 3.14}$$

avec ici, une modulation de phase non-linéaire due à l'automodulation de phase (Cf. chapitre 1 § I.6.1.1.) valant :

$$\delta\phi_{in}(j\omega,z) = \frac{2\pi}{\lambda}\frac{n_2}{A_{eff.}}P(z,\omega)\delta z, \qquad \textit{équation 3.15}$$

et F correspondant à une fibre purement dispersive (et donc fictive) qui modélise toute l'évolution de la dispersion cumulée dans le reste de la propagation par :

$$F = \frac{(D_{res.} - D_{cum}(z)).\lambda^2}{4\pi c}, \qquad \textit{Equation 3.16}$$

c'est-à-dire que la dispersion cumulée DL de l'équation 3.13 y est remplacée par l'écart entre la dispersion résiduelle du système : $D_{res.}$ et la dispersion cumulée : $D_{cum.}(z)$, présente lors de la modulation de phase non-linéaire, à une distance z de propagation . Il reste maintenant à sommer les contributions de conversion phase-intensité de toutes les phases non-linéaires infinitésimales appliquées au signal le long de la transmission. Par conséquent, les fluctuations néfastes d'amplitude en fin de liaison auront donc l'expression :

$$\left(\frac{\Delta P}{\langle P\rangle}\right)(\lambda,\omega) = \left|\sigma^{PIC}_{transmission}\right| \qquad \textit{équation 3.17}$$

où σ^{pic} est un paramètre traduisant l'importance de la conversion phase-intensité (PIC : *Phase-Intensity Conversion*) et valant, en partant de l'Equation 3.14 puis en intégrant toutes les contributions des phases non-linéaires infinitésimales de l'équation 3.15 :

$$\sigma^{PIC}_{fibre\,k} = -2.\int_0^{z_k} \frac{2\pi.n_{2,k}}{\lambda.Aeff_k}.P_k(z,\lambda).\sin\left(\frac{\omega^2.\lambda^2}{4\pi c}.(D_{res.} - D_{cum.,k}(z,\lambda))\right).dz \qquad (a)$$

$$\sigma^{PIC}_{transmission} = \sum_k \left(\sigma^{PIC}_{fibre\,k}\right). \qquad (b)$$

équation 3.18

L'équation 3.18 (a) correspond à la contribution d'une fibre seulement, tandis que L'équation 3.18 (b) correspond à la somme les contributions de toutes les fibres du système, c'est-à-dire des fibres de ligne et de compensation.

Bien entendu, le but à atteindre pour obtenir des pénalités de transmission minimales est de minimiser les fluctuations d'amplitude ΔP en fin de liaison ou encore minimiser la valeur absolue de l'intégrale de l'équation 3.18, en jouant sur le profil d'évolution de la dispersion cumulée de la transmission, c'est-à-dire sur la carte de dispersion ! La carte de dispersion étant dépendante d'un très grand nombre de paramètres : dispersion et longueur de toutes les fibres du système, il est préférable de figer tous ces paramètres sauf un, et c'est celui-là que l'on pourra optimiser en minimisant la valeur absolue de l'intégrale de l'équation 3.18. Par exemple, les fibres étant choisies, la compensation en ligne fixée, la dispersion résiduelle optimisée par la règle de gestion de dispersion du § I.1.4.1. , on pourra optimiser la valeur de la pré-compensation.

Dans ce qui suit, nous allons vérifier la concordance entre une optimisation analytique, donnée par la démarche précédente, et les résultats de simulations numériques du § I.1.5.1. Pour les évaluations analytiques du paramètre σ suivantes, la dispersion résiduelle sera prise nulle. Par ailleurs, on ne prendra pas en compte la forme spectrale complète du canal de transmission mais une valeur typique prise à 40 GHz, pour la valeur de la pulsation ω de l'équation 3.18, compte-tenu qu'il s'agit de transmission à 40 Gbit/s. La figure 3.28, montre un exemple de calcul du paramètre σ de l'équation 3.18, en fonction de la distance de propagation, pour une transmission d'un seul tronçon de 100 km de fibre TeraLight et pour trois valeurs de pré-compensation différentes : 0, -180 et –300 ps/nm. Dans chaque cas, le graphique supérieur montre la carte de dispersion associée à l'évolution de puissance (surface grisée), tandis que le graphique inférieur illustre l'évolution de σ en fonction de la distance. On constate, sur les graphiques inférieurs, qu'un seul permet d'obtenir un paramètre σ nul en fin de liaison, c'est le cas du milieu qui correspond à la pré-compensation optimale pour la fibre TeraLight puisque l'on trouve ici une valeur de –180 ps/nm proche de l'estimation trouvée en simulation (de –150 ps/nm à la figure 3.22 a) d'autant que le pas entre les valeurs de pré-compensation était de 100 ps/nm pour les simulations.

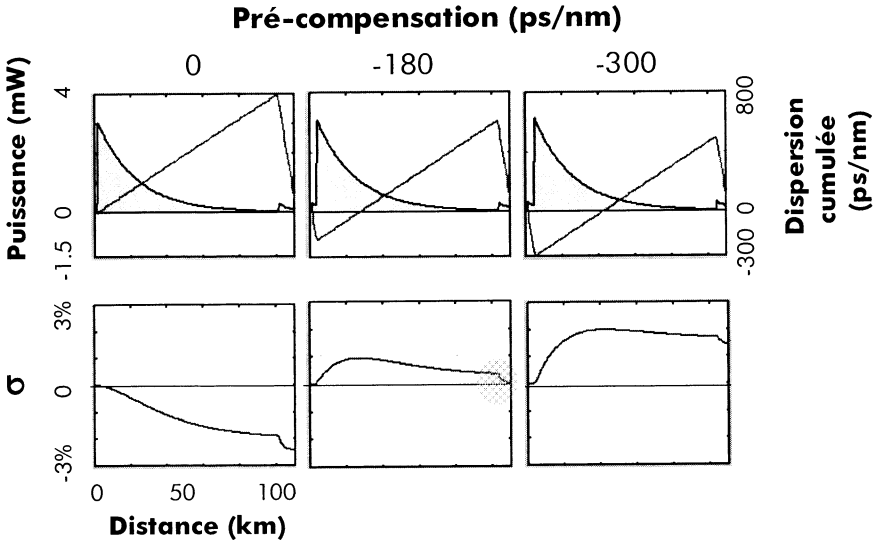


figure 3.28 : Evaluation numérique du paramètre $\sigma_{transmission}$ (noté σ) en fonction de la distance de propagation dans le cas d'un système comportant un seul tronçon de 100 km de fibre TeraLight et pour trois valeurs de pré-compensation : 0, -180 et –300 ps/nm. La partie supérieure montre la carte de dispersion et l'évolution de la puissance du signal dans chaque cas.

Regardons maintenant en figure 3.29, le même type de graphique mais, cette fois, en changeant la fibre utilisée, sachant que pour chacune d'elles, nous avons choisi de représenter le cas optimal pour la valeur de pré-compensation de dispersion. On vérifie bien, sur les trois graphiques inférieurs que le paramètre σ est annulé pour ces trois cas de gestion de dispersion optimisée et on retrouve la conclusion de la figure 3.21 (a) selon laquelle la pré-compensation optimale est, en valeur absolue, plus grande pour la SMF puis pour la fibre TeraLight et en fin pour la e-LEAF.

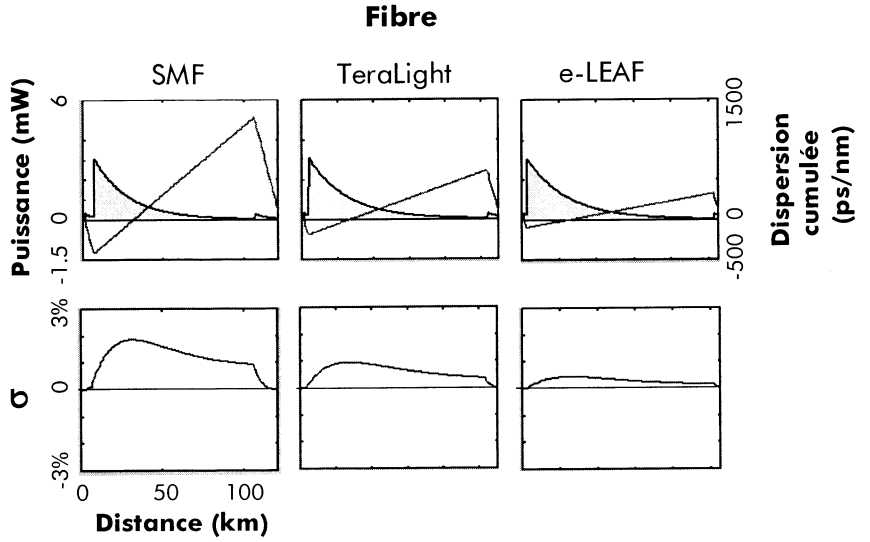


figure 3.29 : Optimisation en annulant le paramètre σ en fin de liaison dans trois cas de transmission sur un tronçon selon la fibre utilisée : SMF, TeraLight ou e-LEAF.

Enfin les conclusions de la figure 3.20 sont, en effet, en adéquation avec la démarche qui consiste à minimiser le paramètre σ en fin de liaison, en ce qui concerne la variation de la valeur de la pré-compensation optimale en fonction de la compensation en ligne, comme le prouve la figure 3.30 pour des transmissions de 5 tronçons de 100 km de fibre TeraLight. Sur cette figure le premier cas (à gauche) montre un système ayant une compensation en ligne de 100 % et une valeur de pré-compensation optimisée donnée. Les graphiques suivants décrivent l'influence d'un changement de pourcentage de compensation en ligne de –6% puis de +6%. Pour obtenir de nouveau, un paramètre σ nul en fin de liaison, il faut augmenter la longueur de fibre de compensation (à dispersion négative) dans le cas où le pourcentage de compensation en ligne ne vaut plus que 94%, et diminuer cette même longueur pour le cas d'une compensation en ligne de 106%. Ceci est en effet en accord avec les conclusions du § I.1.5.1.

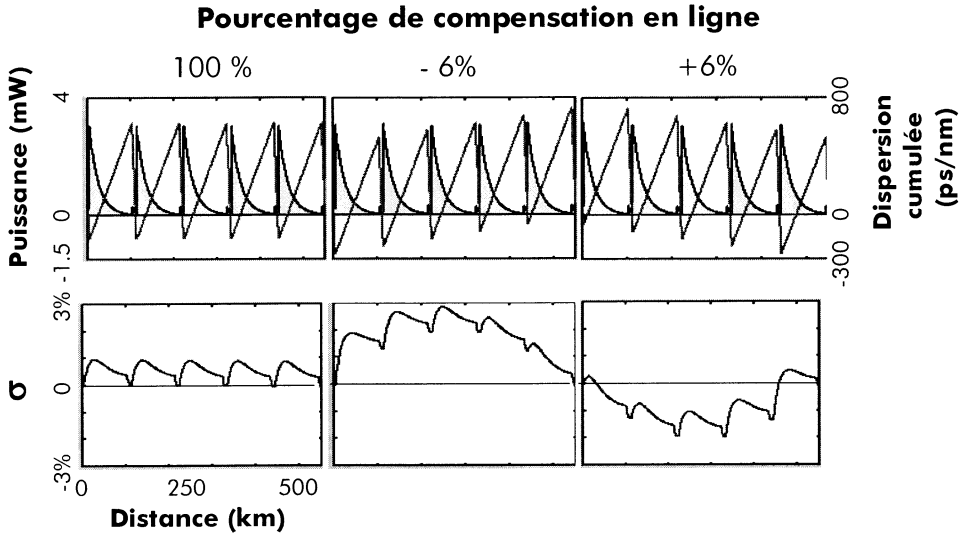


figure 3.30 : Optimisation de la pré-compensation par annulation du paramètre σ pour une transmission de 5x100 km sur fibre TeraLight dans trois cas de pourcentage de compensation en ligne : 100%, 100%-6% et 100%+6%.

Outre ces vérifications succinctes des tendances vues au paragraphe précédent par ces trois dernières illustrations provenant des calculs analytiques à l'aide du paramètre σ, nous avons représenté en figure 3.31, les résultats d'optimisation de la valeur de pré-compensation de dispersion par des calculs analytiques et des simulations numériques pour les trois cas de fibre : SMF, TeraLight, e-LEAF et tous les cas de compensation en ligne explorés dans les simulations. Les résultats des optimisations de la pré-compensation par les calculs analytiques (représentés par des courbes sur la figure 3.31) ont une excellente concordance avec les résultats provenant des simulations numériques (représentés quant à eux par des symboles).

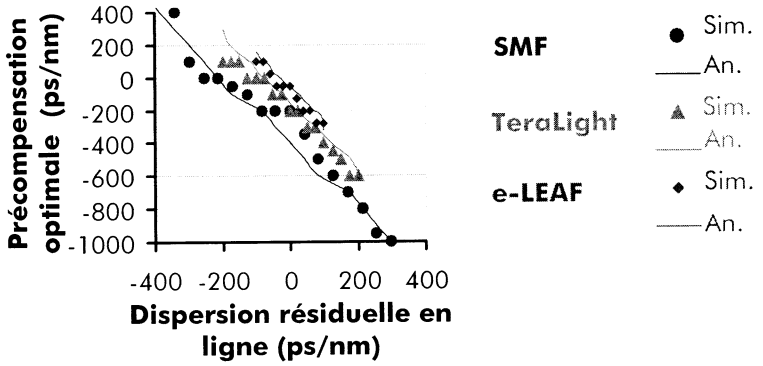


figure 3.31 : Valeurs de pré-compensation de dispersion optimales en fonction de la dispersion résiduelle en ligne obtenues par les simulations numériques (symboles) ou par les calculs analytiques consistant à annuler σ^{PIC} (courbes) pour des transmissions de 5x100 km sur fibre SMF, TeraLight et e-LEAF.

Cette méthode d'optimisation s'avère donc fiable est extrêmement utile puisqu'elle permet d'aboutir aux mêmes résultats que des simulations numériques basées sur SSFM (Cf. Chapitre 1 § I.8.) qui font intervenir un grand nombre de transformées de Fourier coûteuses en temps, par un calcul analytique beaucoup plus rapide !

Dans la suite de ce paragraphe, nous allons décrire une autre explication physique, permettant d'aboutir à une méthode analytique similaire.

Explication par la limitation des dégradations dues aux effets non-linéaires intra-canaux

Nous développons maintenant un deuxième modèle susceptible de rendre compte des résultats de simulation du § I.1.5.1. . Il s'inspire de la suggestion de la publication **[139]** selon laquelle, la valeur de pré-compensation optimale est liée à la réduction de l'impact des effets non-linéaires intra-canaux. Le principe de ces effets a été présenté au § I.6.1.4. du chapitre 1. L'idée consiste à faire en sorte que le recouvrement entre impulsions voisines, en présence de forte puissance (i.e. d'effets non-linéaires), soit minimisé globalement sur la transmission. Cette idée est illustrée par la figure 3.32 pour l'exemple simple d'une transmission sur un tronçon et pour lequel on a représenté la carte de dispersion (trait plein) et l'évolution de la puissance (trait pointillé). En début de tronçon, les impulsions ont été élargies lors de la propagation dans la fibre de pré-compensation, puis elles se contractent jusqu'à un point pour s'élargir à nouveau en fin de tronçon. Pour minimiser le recouvrement des impulsions en présence d'effets non-linéaires, et ce, de façon globale sur le tronçon, l'idée est alors de placer ce point de contraction maximale des impulsions sur le barycentre de la distribution de phase non-linéaire, lié à la distribution de puissance. Ce barycentre est défini comme la distance z_b de propagation pour laquelle la phase non-linéaire cumulée auparavant est égale à la phase non-linéaire cumulée dans la suite de la propagation. Pour les transmissions à 40 Gbit/s sur des distances typiques des transmissions terrestres, la largeur des impulsions est principalement dictée par la dispersion chromatique et l'influence des effets non-linéaires sur cette largeur d'impulsion est donc, en première approximation, négligeable. C'est pourquoi la dispersion cumulée correspondant au point de contraction maximale a une valeur nulle (dans notre cas d'impulsions ne présentant pas de *chirp* à l'émission). Ainsi, en plaçant le point de dispersion cumulée nulle à la distance z_b, barycentre de la phase non-

linéaire cumulée, on réduit le recouvrement des impulsions en présence d'effets non-linéaires, de manière globale sur le tronçon de fibre. Ensuite, connaissant la valeur de dispersion locale D, de la fibre de ligne employée et la distance z_b où la dispersion cumulée doit être nulle, il est aisé de connaître la valeur de pré-compensation de dispersion optimale à appliquer. Celle-ci correspond simplement à l'opposé du produit de D par z_b.

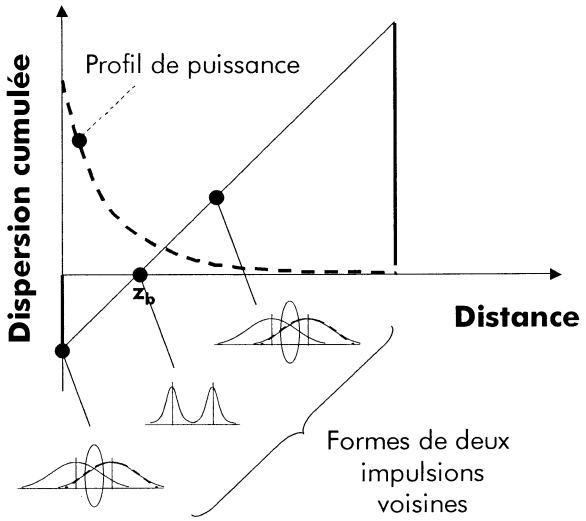


figure 3.32 : Principe de la limitation des dégradations dues aux effets non-linéaires intra-canaux en minimisant globalement sur un tronçon, le recouvrement des impulsions en présence de forte puissance.

Cette seconde démarche mène à l'équation suivante pour une transmission à un seul tronçon [139]:

$$D_{\text{pré-comp.optimale}} = \frac{-D}{\alpha} \ln\left(\frac{2}{1+e^{-\alpha L}}\right) \qquad \textit{équation 3.19}$$

liant la valeur optimale de pré-compensation ($D_{\text{pré-optimale}}$) en fonction de la dispersion locale de la fibre employée (D), de son coéfficient d'atténuation a et de la longueur du tronçon L. L'équation précédente donne une première estimation de la constante K de l'équation 3.6.

Puis par extension du raisonnement pour une transmission à N tronçons les auteurs de l'article **[139]** donnent :

$$D_{\text{pré-comp.optimale}} = \frac{-D}{\alpha} \ln\left(\frac{2}{1+e^{-\alpha L}}\right) - \frac{N}{2}.D_{\text{résiduelle en ligne}} \qquad \textit{équation 3.20}$$

où N est le nombre de tronçons et $D_{\text{résiduelle en ligne}}$ la dispersion résiduelle en ligne. On remarque ici que le facteur devant la dispersion résiduelle en ligne, valant –N/2 diffère légèrement de celui trouvé à partir du traitement des simulations numériques qui valait –(N-1)/2.

Dans le paragraphe suivant nous allons développer le premier modèle analytique, concernant la conversion de la phase non-linéaire par la dispersion chromatique, pour retrouver une règle simple comme celle fournie en équation 3.6.

I.1.5.3. *Déduction de la règle empirique à partir du modèle analytique basé sur la conversion phase-intensité*

Nous allons retrouver ici, à partir du modèle analytique synthétisé dans l'équation 3.18 du § I.1.5.2. , la règle empirique de l'équation 3.6. Considérons la transmission d'un canal à une longueur d'onde porteuse donnée notée λ_0 et valant par exemple 1550 nm. Nous faisons de plus les hypothèses suivantes. La dispersion locale des fibres est suffisamment faible pour que l'expression sinusoïdale de l'équation 3.18 soit simplifiable en son argument. La dispersion résiduelle en fin de liaison vaut 0 ps/nm. La transmission a lieu sur N tronçons identiques de fibre de ligne et l'amplification est exclusivement réalisée par des amplificateurs discrets de type EDFA fournissant la même puissance d'entrée à chaque tronçon. Les modules de compensation de dispersion en ligne sont les mêmes tout au cours de la liaison. Nous cherchons alors, pour cette configuration de transmission typique des systèmes terrestres, à annuler le paramètre σ de l'équation 3.18, comme indiqué au § I.1.5.2. pour obtenir une relation entre la pré-compensation de dispersion et la dispersion résiduelle en ligne. En sortant les paramètres constants on obtient alors la relation :

$$\sum_{\text{fibres k}} \int_0^{Z_k} \frac{n_{2,k}}{A_{eff,k}} . P_{0,k} . \exp(-\alpha_k . z) . \left(D_{\text{cum., début de fibre k}} + D_k . z\right) dz = 0 \qquad \textit{équation 3.21}$$

où $P_{0,k}$ est la puissance d'entrée dans les fibres k, α_k, D_k et Z_k, respectivement le coefficient d'atténuation, la dispersion locale et la longueur de la fibre k. $D_{\text{cum., début de fibre k}}$ correspond à la dispersion cumulée à l'entrée de la fibre k. Lors de l'intégration du premier membre de cette équation nous utilisons les relations suivantes :

$$\int_0^{Z_k} \exp(-\alpha_k . z) dz = \frac{(1 - \exp(-\alpha_k Z_k))}{\alpha_k} = L_{eff,k} \qquad \textit{équation 3.22}$$

$$\int_0^{Z_k} z . \exp(-\alpha_k . z) dz = -\frac{Z_k}{\alpha_k} \exp(-\alpha_k Z_k) + \frac{L_{eff,k}}{\alpha_k} \approx \frac{L_{eff,k}}{\alpha_k} \text{, pour } Z_k \qquad \textit{équation 3.23}$$

$= 100$ km et $\alpha_k = 0.046$ km^{-1}.

où $L_{eff,k}$ est la longueur effective de la fibre k. L'intégration de l'équation 3.21 conduit alors à :

$$\sum_{\text{fibres k}} \frac{n_{2,k}}{A_{eff,k}} . P_{0,k} . L_{eff,k} \left(D_{\text{cum., début de fibre k}} + \frac{D_k}{\alpha_k} \right) = 0 \qquad \textit{équation 3.24}$$

Si nous ajoutons maintenant l'hypothèse selon laquelle la contribution à cette somme des fibres de compensation est négligeable devant la contribution des fibres de ligne il vient, en faisant alors la somme sur les fibres de ligne uniquement (indicées l et allant de 1 à N) :

$$\sum_{\text{fibre de ligne l=1}}^{N} \left(D_{\text{cum., début de fibre l}} + \frac{D_l}{\alpha_l} \right) = 0 \qquad \textit{équation 3.25}$$

La dispersion cumulée à l'entrée du premier tronçon de fibre de ligne est égale à la dispersion cumulée en pré-compensation soit $D_{pré\text{-}comp}$. La dispersion cumulée à l'entrée du deuxième tronçon de fibre de ligne vaut la somme de $D_{pré\text{-}comp}$ et de la dispersion résiduelle en ligne ($D_{dispersion\ résiduelle\ en\ ligne}$)... Pour le $n^{ième}$ tronçon la dispersion cumulée à son entrée vaut : $D_{pré\text{-}comp} + n.\ D_{dispersion\ résiduelle\ en\ ligne}$. L'équation 3.25 se ramène donc à :

$$N.\frac{D_{fibre\ de\ ligne}}{\alpha_{fibre\ de\ ligne}} + N.D_{pré-comp.optimale} + \frac{N(N-1)}{2}D_{dispersion\ résiduelle\ en\ ligne} = 0 \qquad \textit{équation 3.26}$$

Ce qui permet, en simplifiant par le nombre de tronçons N, de retrouver l'équation 3.6 qui correspondait à une relation empirique entre la pré-compensation optimale de dispersion et la dispersion résiduelle en ligne. De plus nous précisons le paramètre K de l'équation 3.6 par une évaluation analytique correspond à l'opposé du ratio de la dispersion locale de la fibre de ligne sur son coefficient d'atténuation. On remarque que cette évaluation de la constante K diffère d'un facteur ln2 par rapport à celle provenant du modèle analytique basé sur la réduction des effets non-linéaires intra-canaux et donnée en équation 3.19. Les deux évaluations analytiques restent cependant dans l'incertitude des estimations provenant des résultats numériques. Néanmoins le facteur devant la dispersion résiduelle en ligne de l'équation 3.26, en –(N-1)/2, correspond à celui estimé à partir des simulations numériques.

I.1.5.4. *Déduction des gestions de dispersion optimales pour le cas idéal d'une fibre sans perte ou en présence d'amplification Raman distribuée*

Une des principales conclusions du paragraphe précédent est que l'évolution de la puissance du signal intervient pour le choix de la gestion de dispersion. Nous allons donc étudier ici ce que devient la gestion de dispersion chromatique optimale pour le cas idéal d'une fibre sans perte et le cas de l'amplification Raman tout d'abord selon le critère du paragraphe I.1.5.2. précédent, puis par simulation numérique utilisant la *Split Step Fourier Method*.

Prenons tout d'abord le cas d'une fibre sans perte. La puissance dans la ligne est alors tout simplement une constante. Selon le raisonnement du paragraphe précédent, il suffit alors de faire en sorte que les valeurs de dispersion cumulée oscillent de part et d'autre d'une valeur proche de la dispersion cumulée nulle. Ainsi l'intégration de la dispersion cumulée sur toute la liaison sera minimale en valeur absolue. Prenons, par exemple, le cas d'une transmission sur fibre TeraLight avec une compensation de dispersion en ligne complète. Dans un tel cas, pour équilibrer la dispersion cumulée sur toute la ligne, de part et d'autre de la dispersion cumulée nulle, la pré-compensation doit avoir une valeur proche de la moitié de la dispersion cumulée dans un tronçon de fibre de ligne (soit environ –400 ps/nm pour le cas de la fibre TeraLight pour des tronçons de 100 km).

Nous avons alors effectué des simulations numériques pour vérifier cette prévision rapide du changement de la valeur de pré-compensation optimale pour un cas de transmission sans perte. La figure 3.33 donne les résultats obtenus par une comparaison entre une transmission de 5x100 km sur fibre TeraLight, avec des pertes linéiques de 0.2 dB/km à gauche, puis dans un cas où les pertes de la fibre seraient nulles. En outre, on a choisi pour ces deux transmissions, de faire en sorte que l'intégrale de la puissance moyenne sur la propagation soit la même dans les deux

cas, d'où une puissance d'entrée dans les tronçons de 5 dBm pour le cas avec pertes et de –1.6 dBm pour le cas sans perte. La comparaison est faite sur une évaluation des valeurs de pénalité de transmission toujours en fonction de la pré-compensation et de la dispersion résiduelle en ligne, pour les deux cas. Or, on constate que, dans le cas sans perte, la « zone blanche » de faible pénalité de transmission croise l'axe des ordonnées (i.e. la configuration à 100 % de compensation en ligne) pour une valeur de pré-compensation de dispersion environ 250 ps/nm en deçà de la valeur correspondante dans le cas sans perte. Ceci vient donc confirmer l'évolution prédite par le calcul simple consistant à minimiser la valeur absolue du paramètre σ du § I.1.5.2.

L'observation de la figure 3.33, fournit des résultats supplémentaires concernant la performance de transmission, qui eux, ne sont pas prédits par le paramètre d'optimisation de la gestion de dispersion. On remarque en effet, que le cas sans perte, comparé au cas avec pertes, présente une zone de transmission optimale plus large (en termes de valeur de pré-compensation et compensation en ligne) et des valeurs de pénalités légèrement plus élevées. On peut donc en déduire qu'une puissance distribuée, mais plus faible à l'entrée des tronçons de fibre, offre une tolérance plus importante sur les paramètres de gestion de dispersion et accuse une qualité de transmission moins bonne, qu'une puissance forte plus localisée en entrée des tronçons.

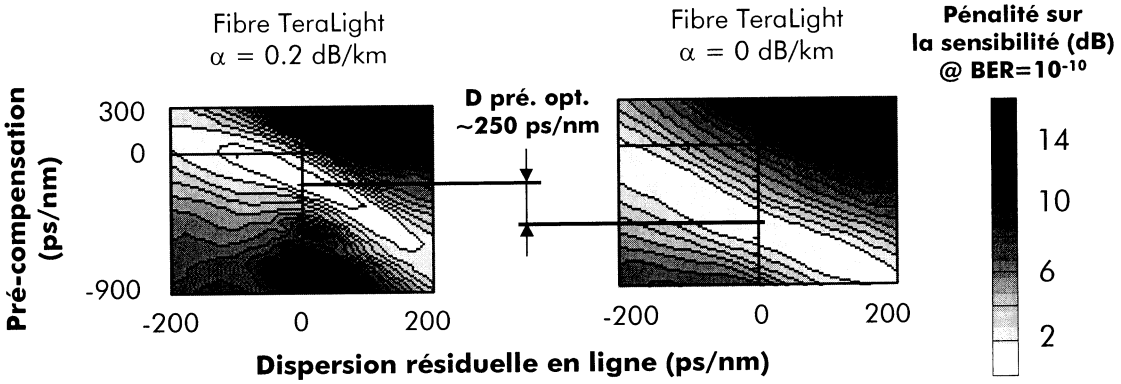


figure 3.33 : Comparaison du lien entre la pré-compensation de dispersion et la dispersion résiduelle en ligne pour une transmission sur fibre TeraLight comprenant des pertes linéiques de 0.2 dB/km à gauche et aucune perte à droite.

Regardons maintenant le cas de l'amplification Raman, qui va dans le sens d'une distribution plus homogène de la puissance dans les tronçons, comme dans le cas idéal précédent, mais avec la possibilité d'une réalisation concrète. L'influence de l'amplification Raman distribuée est modélisée ici, simplement par le profil d'évolution adéquat de la puissance le long des tronçons de fibre. On se place dans le cas d'un pompage par une seule longueur d'onde de pompe qui se propage dans le sens inverse du signal optique du canal de transmission, et dans l'hypothèse que la déplétion de la pompe est négligeable (Le principe de l'amplification Raman distribuée a été exposé lors du chapitre 1 au § II.3.3.). Dans un tel cas, l'évolution de la puissance dans la fibre ne correspond plus à une simple décroissance exponentielle en fonction de la distance, mais plutôt à un profil d'évolution plus complexe faisant intervenir une remontée de la puissance du signal en fin de tronçon de fibre. Plus formellement, on considère que le gain net, $g_{net}(z)$ dépend de la distance de telle sorte que :

$$\frac{dP(z)}{P(z)} = +g_{net}(z).dz \qquad \text{équation 3.27}$$

C'est-à-dire que $g_{net}(z)$ remplace le coefficient de perte linéique correspondant au cas sans amplification, pour prendre en compte à la fois les pertes et le gain apporté au signal par la pompe, dans un élément dz de fibre. Le gain net dépendant de la distance de propagation dans notre étude a pour expression :

$$g_{net}(z) = \frac{G_{ON/OFF}(dB)}{L_{eff.,pompe}} . \frac{Ln(10)}{10} . \exp(-\varsigma(L-z)) - \alpha , \qquad \text{équation 3.28}$$

où $G_{on/off}$ est le gain de l'amplificateur Raman défini au chapitre 1 § II.3.3. , L, la longueur d'un tronçon, ζ, le coefficient d'atténuation à la longueur d'onde de la pompe (valant 0.25 dB/km ici), α, le coefficient d'atténuation de la fibre et $L_{eff.,pompe}$, la longueur effective de la pompe définie comme celle concernant le signal au chapitre 1 § I.6.1.1. mais avec le coefficient d'atténuation ζ, à la longueur d'onde de pompe.

Par intégration de l'équation 3.27, l'évolution de la puissance dans un tronçon peut s'écrire :

$$P(z) = P(0).\exp\left[\frac{G_{ON/OFF}(dB)}{L_{eff.,pompe}} . \frac{Ln(10)}{10} . \frac{1}{\varsigma}\left(1 - e^{+\varsigma z}\right)e^{-\varsigma L} - \alpha.z \right] \qquad \text{équation 3.29}$$

Nous avons donc utilisé cette expression de la puissance en fonction de la distance de propagation pour évaluer le paramètre σ présenté au § I.1.5.2. La figure 3.34 montre les résultats de cette évaluation dans deux configurations de systèmes : l'une avec des puissances d'entrée dans les tronçons de fibre de ligne et les fibres de compensation respectivement de 5 dBm et –5 dBm, avec un gain on/off d'amplification Raman de 10 dB ; l'autre avec, pour différence, une puissance d'entrée dans les fibres de ligne valant 0 dBm et un gain on/off de 20 dB. Dans les deux exemples, il s'agit d'une transmission de 5x100 km sur fibre TeraLight et nous avons indiqué, par les graphiques supérieurs, l'évolution de la puissance (surface grisée), et de la dispersion cumulée dans la ligne de transmission. On peut vérifier ici, que la puissance croît en fin de tronçon jusqu'à la puissance d'entrée dans la seconde configuration où le gain on/off Raman compense parfaitement les pertes. Les graphiques inférieurs montrent quant à eux l'évolution du paramètre σ^{PIC} au cours de la transmission. Les cas montrés sont ceux correspondant à la valeur absolue minimale de σ en fin de liaison. La valeur de pré-compensation de dispersion optimale vaut –210 ps/nm dans le cas du gain Raman de 10 dB et –320 ps/nm, dans le cas où le gain Raman compense les pertes, à comparer à –400 ps/nm dans le cas idéal d'une fibre sans pertes ni amplification Raman.

Nous avons, par ailleurs vérifié le premier des deux cas par simulation numérique, en utilisant le logiciel OCEAN et en se limitant à la gestion de dispersion correspondant à la configuration de compensation en ligne parfaite. La pré-compensation optimale à bien été trouvée avec un décalage d'environ -30 ps/nm par rapport au cas sans amplification Raman (Cf. figure 3.28) où la pré-compensation optimale valait environ –180 ps/nm.

On peut donc retenir de ces résultats qu'un pompage contra-directionnel dans un tronçon de fibre où la dispersion cumulée est positive aura pour conséquence une diminution de la valeur de pré-compensation. Si, en revanche, l'amplification Raman

distribuée a lieu, en fin de fibre de compensation lorsque la dispersion cumulée est négative, la pré-compensation devrait, de la même manière, être augmentée pour minimiser les pénalités de transmission.

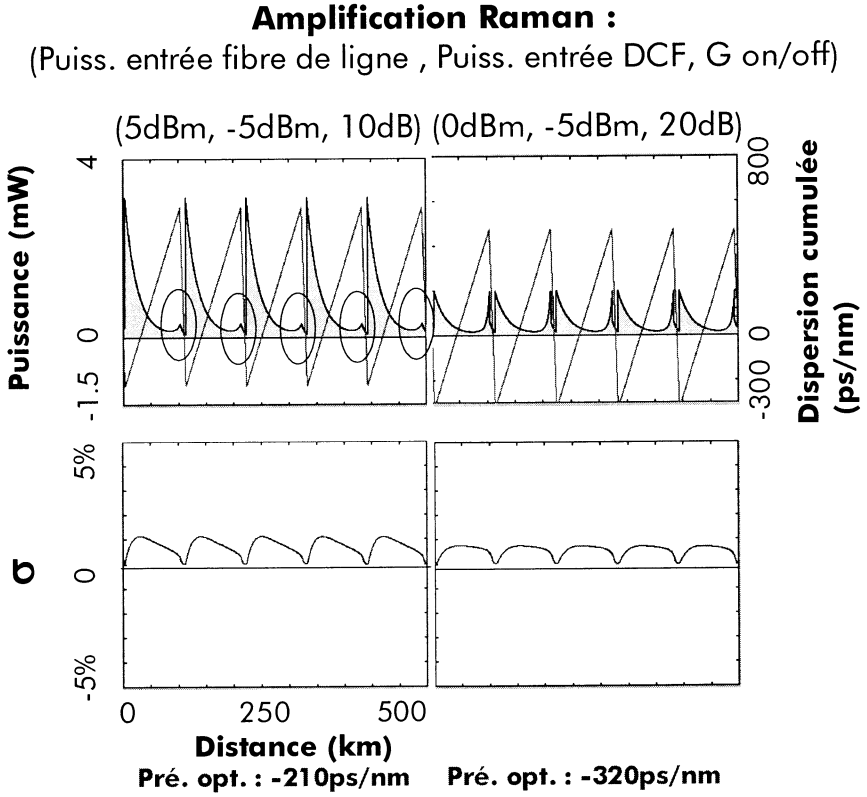


figure 3.34 : Calcul du paramètre σ^{PIC} pour des cas de transmission sur fibre TeraLight avec amplification Raman. Pour les deux exemples de gain Raman dans la fibre de ligne, les graphiques correspondent au cas de pré-compensation de dispersion optimale pour lequel le paramètre σ est nul en fin de liaison.

I.1.5.5. *Influence du chirp à l'émission*

Durant ce paragraphe, nous allons étudier l'influence d'un *chirp* à l'émission lié au modulateur employé sur les paramètres optimaux de gestion de dispersion. La présence d'un tel *chirp* a été détaillée au chapitre 1 § II.1.2. lors de la description des composants d'émission. La transmission servant pour le test est une transmission sur 5x100 km de fibre TeraLight. Le *chirp* du modulateur est supposé constant et égal à 0.7 ce qui correspond approximativement à la valeur de *chirp* de modulateur que nous utilisons au laboratoire, pour une tension de biais fournissant la meilleure qualité de transmission. La figure 3.35, montre les résultats obtenus en comparant les cas avec émetteur présentant ou non un *chirp*. Le premier graphique (figure 3.35 a) présente les différences entre les valeurs de pré-compensation optimale en fonction de la dispersion résiduelle en ligne pour les deux cas. On déduit de ces premiers résultats qu'un chirp de 0.7 induit un décalage de pré-compensation optimale de –50 ps/nm. Or et c'est le résultat confirmé par la figure 3.35 (b), montrant les pénalités de transmission en fonction de la dispersion résiduelle, ce décalage de –50 ps/nm se retrouve naturellement sur la valeur de la dispersion résiduelle optimale. Tout, du point de vue

de la gestion de dispersion, se comporte comme si le chirp du modulateur était équivalent à un morceau de fibre de dispersion cumulée +50 ps/nm qui n'interviendrait pas dans le décompte de la dispersion cumulée au cours de la propagation. Ainsi pour « effacer » la contribution du *chirp*, il faut appliquer une pré-compensation supplémentaire de –50 ps/nm et la dispersion résiduelle doit avoir une valeur de 50 ps/nm en deçà de la valeur sans *chirp*, puisqu'on n'a pas comptabilisé ces 50 ps/nm dans la valeur de dispersion cumulée.

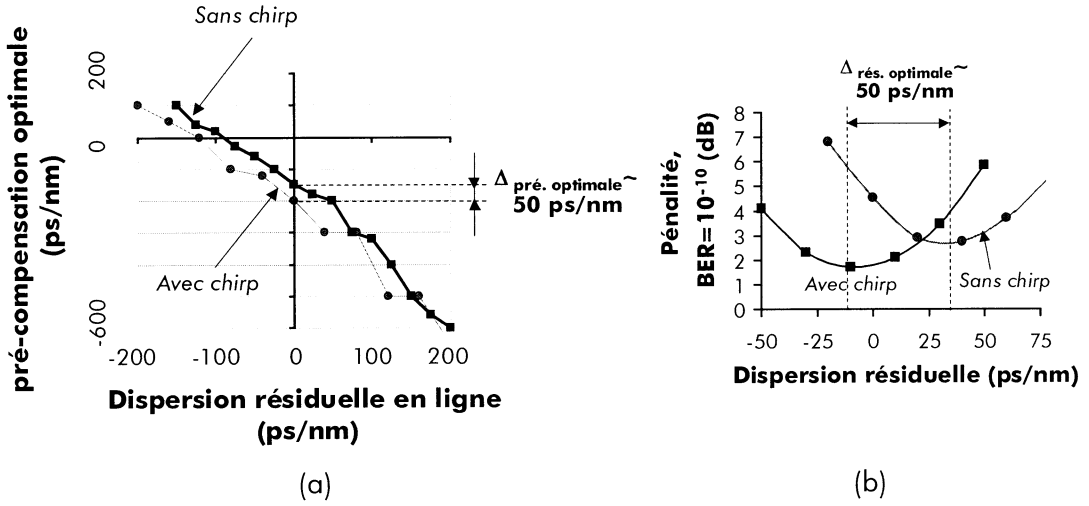


figure 3.35 : Influence du chirp du modulateur à l'émission, à gauche, sur la liaison entre pré-compensation de dispersion optimale et dispersion résiduelle en ligne (a) et à droite sur la dispersion résiduelle optimale (b). Ces exemples sont montrés dans le cas de transmissions sur fibre TeraLight.

I.1.6. Compensation de dispersion en ligne, résonance d'effets non-linéaires et régime d'impulsions rapidement dispersées

Nous avons montré deux règles de gestion de dispersion, l'une concernant la dispersion résiduelle, l'autre liant la valeur de pré-compensation et de compensation en ligne. Or, la répartition de la longueur des fibres de compensation dans le système est un problème que nous avons limité à trois paramètres : la valeur de pré-compensation de dispersion, de compensation en ligne et enfin de post-compensation. Ces deux précédentes règles n'autorisent plus qu'un degré de liberté. Il s'agit par exemple de l'optimisation de la compensation de dispersion en ligne. Pour ce paramètre l'ensemble des observations et études de la gestion de dispersion ne donne pas de règle catégorique et généralisable. On trouve dans les publications, tantôt des gestion de dispersion à cartes de dispersion « montantes » c'est-à-dire sous-compensées en ligne, ou « descendantes », c'est-à-dire sur-compensées en ligne. Nous nous contenterons ici de décrire plus finement les résultats de simulation et, en particulier, des variations de pénalité de transmission, en fonction des valeurs de pré-compensation et de dispersion résiduelle en ligne. Prenons par exemple le cas de transmissions sur 5x100 km de fibre TeraLight pour lesquels la puissance d'entrée dans les tronçons est fixée à 5 dBm et la dispersion résiduelle également fixée et optimale, valant 40 ps/nm. On n'observe alors plus que les variations à deux dimensions des pénalités. La figure 3.36 présente les résultats de pénalité obtenus, pour lesquels les plages de variations des valeurs de pré-compensation et de dispersion résiduelle en

ligne ont été étendues respectivement de –4000 à +1000 ps/nm et de –400 à +800 ps/nm. Ces dernières valeurs pour la dispersion résiduelle en ligne correspondent respectivement à une sur-compensation en ligne de 50 % de la dispersion cumulée dans un tronçon de 100 km de fibre TeraLight jusqu'à une configuration où il n'y a aucune compensation de dispersion en ligne. Dans cette dernière configuration la compensation de dispersion n'a lieu qu'à l'émission en pré-compensation, ou à la réception en post-compensation.

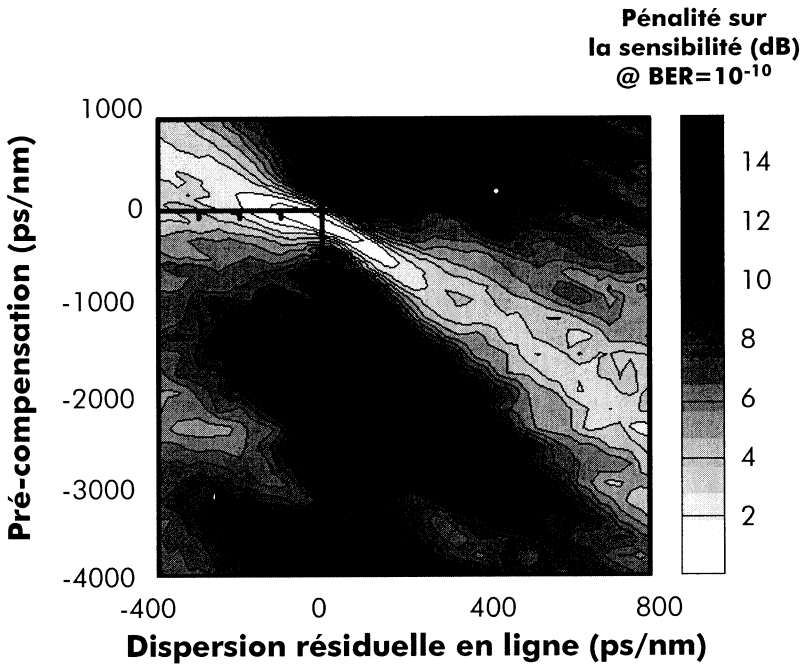
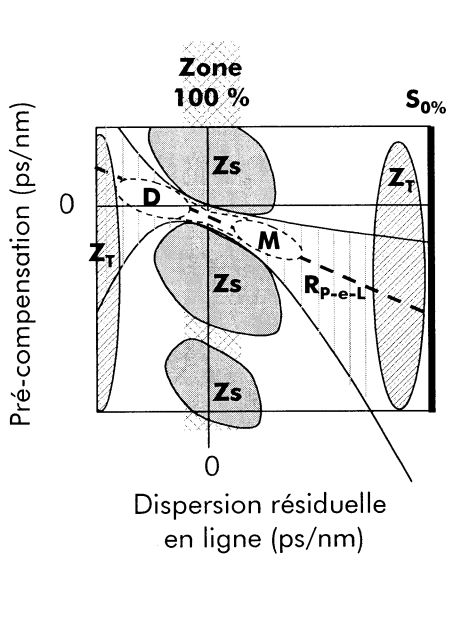


figure 3.36 : Etude des pénalités de transmission sur 5x100 km de fibre TeraLight (puissance d'entrée : 5 dBm, dispersion résiduelle : 40 ps/nm) en fonction de la pré-compensation de dispersion et la dispersion résiduelle en ligne comme à la figure 3.19, mais sur de plus amples plages de variation : de –4000 à 1000 ps/nm pour la pré-compensation et de –400 à 800 ps/nm pour la dispersion résiduelle en ligne (le cas d'une dispersion résiduelle en ligne de 800 ps/nm correspondant, ici, à aucune compensation en ligne).

Pour commenter, les variations de la qualité de transmission en fonction des valeurs de la pré-compensation et de la dispersion résiduelle en ligne de la figure 3.36, nous avons schématisé différentes régions de pénalités de transmission remarquables sur la figure 3.37 suivante.



Zone 100 % : *valeurs de pourcentage de compensation en ligne de 95% à 105 %*

Zs : *Zones de fortes pénalités dues aux résonances d'effets non-linéaires*

Z_T : *Zones de fortes tolérances aux paramètres de gestion de dispersion associées au régime dit d'impulsions rapidement dispersées*

D : *Zones optimales correspondant à des cartes de dispersion descendantes*

M : *Zones optimales correspondant à des cartes de dispersion montantes*

$R_{P\text{-}e\text{-}L}$: *Régle liant la pré-compensation optimale à la dispersion résiduelle en ligne*

$S_{0\%}$: *Systèmes sans compensation en ligne*

figure 3.37 : Schéma des variations de la qualité de transmission dans le plan : (pré-compensation ; dispersion résiduelle en ligne).

Rappelons en premier lieu la diagonale « blanche » de faible pénalité de transmission correspondant à la règle du § I.1.5.2. liant pré-compensation et compensation en ligne (ligne en pointillé notée **$R_{P\text{-}e\text{-}l}$** sur la figure 3.37). Par ailleurs, le fait d'avoir étendu les plages de variation des paramètres met en évidence des « zones sombres de mauvais fonctionnement » lorsque la compensation en ligne est proche de 100 % (notées **Zs** en figure 3.37). Elles correspondent à une redondance des dégradations dues aux effets non-linéaires produites dans chaque tronçon de fibre et sont conditionnées par une compensation en ligne régulière et proche de 100 %. Autrement dit, dans ces cas, la dispersion accumulée dans un tronçon de fibre de ligne est compensée ou quasiment compensée et on restitue une forme d'enveloppe du signal similaire, à l'entrée de chaque tronçon. Les effets non-linéaires dégradent alors le signal de façon répétitive, produisant alors une résonance néfaste quant à la qualité de réception des informations. Une telle résonance des effets non-linéaires a été étudiée dans des publications concernant les effets non-linéaires croisés présents dans les systèmes WDM [166],[164], puis pour le cas des effets intra-canaux [165]. Il arrive parfois, que la « zone diagonale de bon fonctionnement (**$R_{P\text{-}e\text{-}l}$**) » soit séparée en deux parties à cause des résonances des effets non-linéaires proche d'une compensation en ligne de 100 % (Zone 100 % hachurée en croix à la figure 3.37). Ceci, n'est pas observable sur la figure 3.36 mais l'est à la figure 3.54 du § II.1.2. pour le format de modulation RZ. Dans un tel cas, il reste alors deux zones de qualité de transmission optimale de part et d'autre de la ligne de 100 % de compensation en ligne (notées **M** et **D** sur la figure 3.37) l'une correspondant à la configuration des cartes de dispersion montantes (cas c figure 3.23) et l'autre correspondant à des cartes de dispersion descendantes (cas a figure 3.23).

Lorsque, maintenant, on s'éloigne de l'axe des ordonnées, par exemple de +/- 10 % de pourcentage de compensation en ligne (+/- 80 ps/nm de dispersion résiduelle en ligne dans le cas de la figure 3.36), on constate un élargissement des zones blanches

de faible pénalité qui offrent alors une tolérance meilleure sur les valeurs de pré-compensation et compensation en ligne (notées $\mathbf{Z_T}$ en figure 3.37). Ces zones correspondent, pour des dispersions résiduelles en ligne positives, à des transmissions, souvent appelées dans les publications : « transmission à impulsions dispersées ou rapidement dispersées » [162],[163],[161] puisque la compensation de dispersion en ligne n'y est que peu ou pas effectuée. Dans ces zones, même si la qualité de transmission n'est pas aussi bonne que pour les zones M et D, la tolérance sur les valeurs de pré-compensation y est environ 10 fois plus importante que dans les zones proches d'une compensation en ligne de 100%, et la tolérance sur la dispersion résiduelle en ligne environ 4 fois plus importante entre ces deux mêmes configurations. Or, le fait que la tolérance sur les paramètres de dispersion diminue lorsque la puissance d'entrée dans les tronçons augmente et que les fibres installées dans les infrastructures de réseaux terrestres n'ont pas forcément des caractéristiques précises, rend ces zones parfois plus intéressantes pour la conception d'un système que les cas proches d'une compensation de dispersion en ligne complète. De plus, et nous le verrons au § I.3.2.2. , une compensation imparfaite de pente de dispersion chromatique des fibres de ligne par les fibres de compensation, induit une variation de la valeur de compensation de dispersion en ligne pour les différents canaux d'un système WDM. Il en résulte que certains canaux ont une évolution de leur dispersion cumulée le long de la transmission qui sort des tolérances sur la gestion de dispersion. Néanmoins, la configuration d'un système où la dispersion est parfaitement compensée après chaque tronçon, offre une plus grande flexibilité lorsqu'il s'agit d'extraire ou d'injecter le signal après une fibre de compensation en ligne (lequel ne présente alors pas de dispersion cumulée), à des fins utiles dans le cadre des réseaux de communication. En outre, une compensation régulière de la dispersion permet de répartir la compensation de dispersion de façon homogène le long de la transmission et par conséquent les pertes optiques associées à ces fibres de compensation. Ceci permet d'éviter d'avoir à employer des fibres de compensation extrêmement longues à l'émission et à la réception dont les fortes pertes cumulées nécessiteraient un système d'amplification particulier. Ce dernier aspect contraignant, relatif à l'accumulation du bruit des amplificateurs n'est pas étudié ici, lors des simulations numériques. L'ensemble de ces considérations amène à des compromis et on ne peut orienter qu'au cas par cas la meilleure configuration de gestion de dispersion à choisir.

Pour compléter l'étude de ces zones de tolérances, nous avons choisi de présenter ici l'évolution des pénalités de transmission, telle que représentée à la figure 3.36, en faisant varier la dispersion locale de la fibre de ligne de 1 $ps.nm^{-1}.km^{-1}$ jusqu'à 100 $ps.nm^{-1}.km^{-1}$, toujours sans considération du bruit d'ASE. Les résultats obtenus sont montrés sur la figure 3.38. Les limites de variations des valeurs de pré-compensation et compensation en ligne ont été prises proportionnelles à la dispersion cumulée dans un tronçon de fibre. Cela revient, en quelque sorte, en plus des variations induites par le changement de dispersion de la fibre, à observer des plages de plus en plus étendues. On constate sur ces résultats, qu'une augmentation de la dispersion locale de la fibre permet tout simplement de réduire l'impact des résonances des effets non-linéaires, lorsqu'on est proche des cas de compensation en ligne de 100% et par conséquent d'accroître la tolérance aux paramètres de gestion de dispersion.

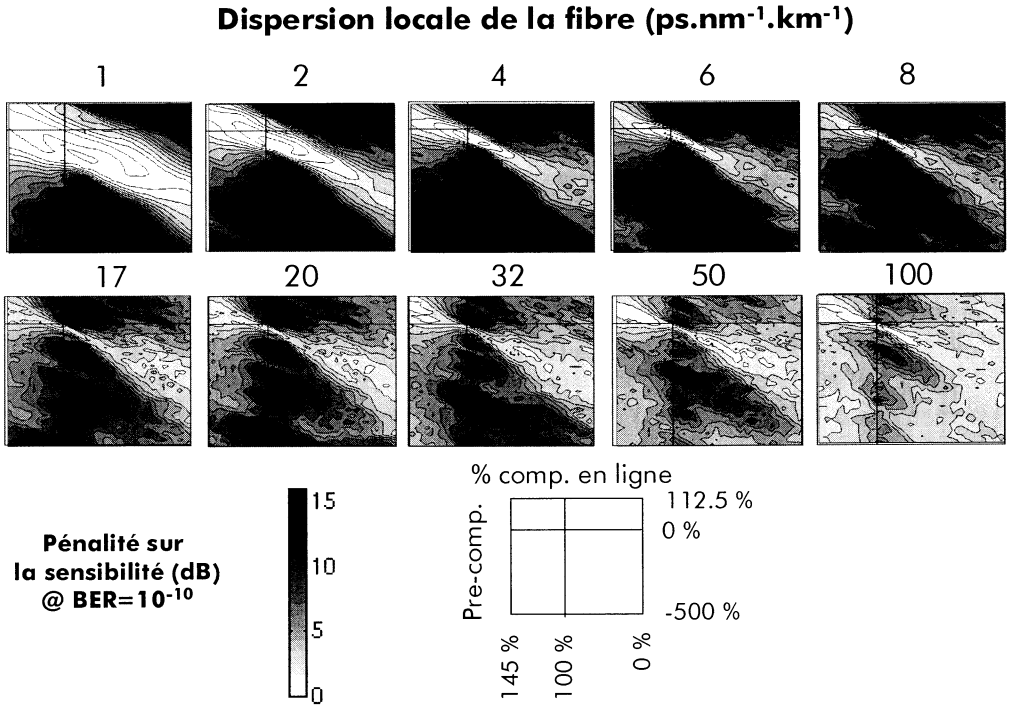


figure 3.38 : Observations du comportement des pénalités de transmission lorsqu'on fait varier artificiellement la dispersion locale de la fibre de ligne de 1 ps.nm^{-1}.km^{-1} jusqu'à 100 ps.nm^{-1}.km^{-1}. Les échelles de valeurs de pré-compensation et compensation en ligne sont proportionnelles à la dispersion de la fibre. La puissance d'entrée dans les tronçons vaut 5 dBm et la dispersion résiduelle en fin de liaison, 40 ps/nm.

On remarque aussi, sur cette figure 3.38, que les pénalités de transmission pour les gestions de dispersion optimales augmentent du cas concernant une fibre à 1 ps.nm^{-1}.km^{-1} jusqu'aux cas à 17 ou 20 ps.nm^{-1}.km^{-1} puis diminuent à nouveau par la suite. Ce type d'observation, qui n'est pas très marquée ici, sera commenté plus pleinement lors de la variation du débit de modulation au § II.1.

I.2. Seuils en puissance dus aux effets non-linéaires pour des transmissions à canal unique

Nous avons détaillé au paragraphe I.1. les résultats de simulation et les règles de gestion de dispersion chromatique, c'est-à-dire, comment ajuster la répartition des fibres de compensation pour obtenir les meilleures performances de transmission. Ici, nous allons simplement donner les valeurs de ces performances optimales sur toutes les gestions de dispersion testées en simulation, pour des transmissions à un seul canal modulé à 40 Gbit/s au format NRZ sur 5x100 km de fibre SMF, TeraLight, e-LEAF, TW-RS et LEANZDSF-. Les conditions de simulations sont celles décrites au § I.1.1. Les performances optimales de transmission correspondent, ici, aux pénalités minimales de transmission présentant uniquement, comme sources de dégradation, les pertes, la dispersion chromatique et les effets non-linéaires de type Kerr. Il est donc intéressant de tracer la qualité de transmission en fonction de la puissance d'entrée dans chaque tronçon pour quantifier les seuils en puissance induits par les effets non-linéaires comme indiqué au chapitre 1 § III.2.2. La figure 3.39 donne ces courbes de pénalités minimales obtenues sur toutes les gestions de dispersion testées (Cf. tableau 3.2) en

fonction de la puissance d'entrée dans les tronçons de fibre. Chaque courbe est donnée pour un type de fibres et chaque point d'une courbe correspond donc à la pénalité de transmission minimale d'une ligne de graphique des figures du § I.1.3. , ligne correspondant à une puissance fixée. A cause des dégradations dues aux effets non-linéaires, il existe une puissance telle que l'on ne peut plus retrouver l'information en fin de liaison, même si la meilleure gestion de dispersion a été employée. On remarque sur cette figure 3.39, que pour les transmissions à canal unique modulé à 40 Gbit/s, la fibre de ligne donnant les meilleures performances est la fibre LEANZDSF-, puis la e-LEAF, la TW-RS, la fibre TeraLight et enfin la fibre standard SMF. Les caractéristiques de ces fibres sont données au tableau 3.2. On déduit de ces caractéristiques que les fibres les plus affectées par les effets non-linéaires sont les fibres à forte dispersion chromatique. La dispersion chromatique n'est pas la seule explication indiquant l'ordre des seuils en puissance des différentes fibres. En effet, la fibre TW-RS et la e-LEAF ont la même dispersion chromatique, cependant la e-LEAF fournit des pénalités de transmission moindres. L'explication vient alors simplement du fait que la e-LEAF a une aire effective de 72 μm^2 contre 55 μm^2 pour la fibre TW-RS.

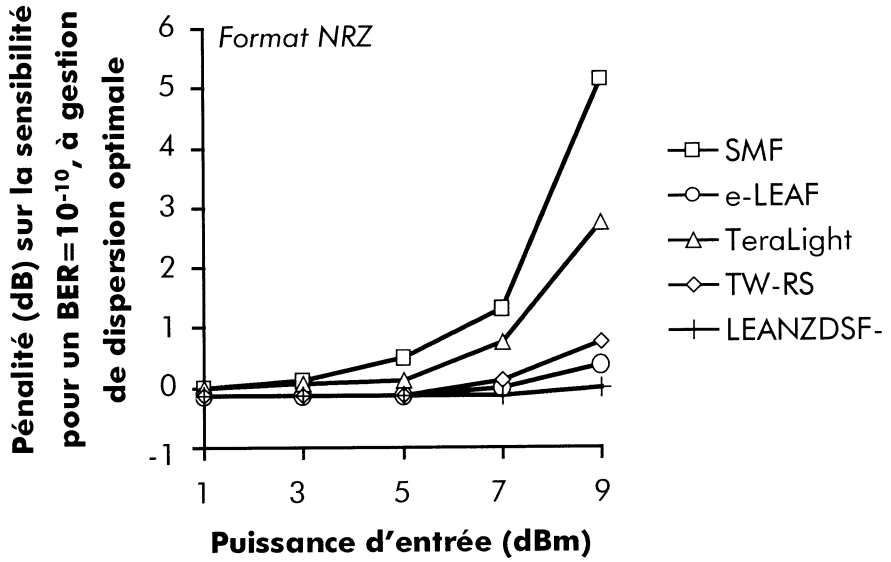


figure 3.39 : Pénalités de transmission minimales sur toutes les gestions de dispersion testées en fonction de la puissance d'entrée dans les tronçons de fibres. Il s'agit ici de transmission de 5x100 km à canal unique modulé à 40 Gbit/s. Les aggravations des pénalités dues aux effets non-linéaires sont tracées pour cinq fibres différentes.

Cette limitation en puissance, a déjà été mise en évidence par une règle dite de « puissance maximale » ou « P_{max} *law* » dans les articles **[145]** et **[146]** qui ne s'applique que dans les configurations de compensation en ligne en complète. Comme il a brièvement été introduit au chapitre 1 § III.2.2. , une façon très utile d'appréhender l'impact des effets non-linéaires lorsque la gestion de dispersion est optimale, est démontrée dans l'article [85]. Il s'agit de tracer les courbes de pénalité de la figure 3.39, non plus en fonction de la puissance d'entrée, mais en fonction de la phase non-linéaire cumulée. Cette phase non-linéaire cumulée peut être calculée à partir de l'équation 3.4. Par cette méthode, pour un format de modulation, une dispersion locale de fibre de transmission et un débit de modulation donnés, la pénalité minimale, obtenue pour des systèmes gérés en dispersion de façon optimale, n'est

fonction que de la valeur de phase non-linéaire cumulée quelle que soit la manière dont celle-ci est obtenue (en changeant le nombre de tronçons, la puissance par canal ou le rapport de l'indice non-linéaire sur l'aire effective de la fibre). A titre de remarque, cette méthode reste valable si les effets non linéaires dans les DCF ne sont plus négligeable. Comme il montré dans l'article [85], la pénalité de transmission d'un système suit la même courbe en fonction de la phase non linéaire, à condition de prendre en compte dans le calcul de cette dernière, la contribution venant de la propagation dans les DCF.

Nous avons utilisé cette approche pour retracer les courbes de la figure 3.39 en figure 3.40, où l'axe des abscisses correspond, cette fois, justement, à la phase non-linéaire cumulée. On remarque sur cette nouvelle figure que les résultats obtenus pour les fibres TW-RS et e-LEAF se trouvent sur la même courbe, ce qui illustre que la propriété développée dans [85] est vérifiée. On « efface » ainsi l'influence du rapport de l'indice non-linéaire sur l'aire effective : $n_2/A_{eff.}$. Il reste alors l'impact de la dispersion locale de la fibre de ligne allant ici de 17 $ps.nm^{-1}.km^{-1}$ pour la SMF jusqu'à environ –3 $ps.nm^{-1}.km^{-1}$ pour la LEANZDSF-. Nous verrons au paragraphe II.1. , une approche plus complète, permettant de mettre en évidence l'étalement de ces seuils en puissance en fonction de la dispersion locale de la fibre et du débit de modulation, pour des transmissions à canal unique.

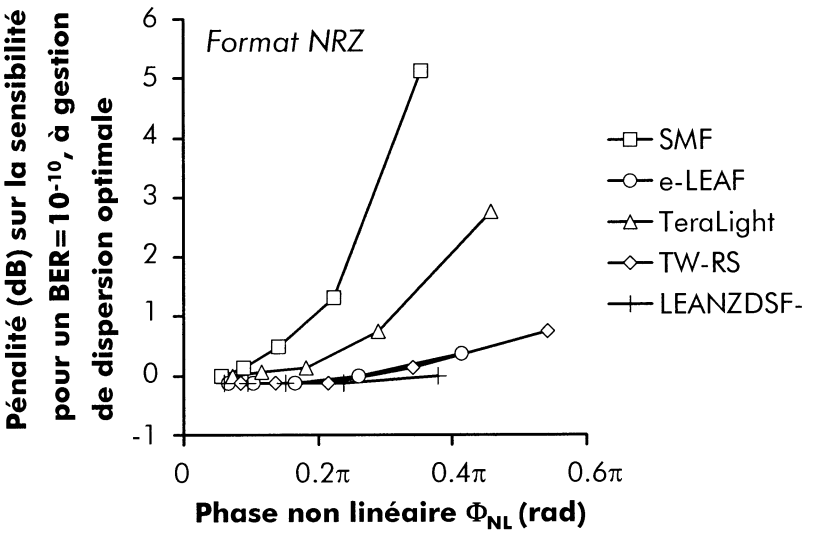


figure 3.40 : Courbes identiques à la figure 3.39, mais en fonction de la phase non-linéaire.

Pour donner, par ailleurs, une idée de l'influence que pourrait avoir l'accumulation du bruit d'émission spontanée amplifiée (ASE) des amplificateurs dans de tels systèmes de transmission comprenant 5 tronçons de 100 km, nous avons superposé sur la figure 3.41, les seuils en puissance de la figure 3.39 avec des droites indiquant l'OSNR qui serait atteint en fin de ces liaisons, si le facteur de bruit des amplificateurs (de type EDFA) de la ligne était de 6 dB et les pertes cumulées dans un tronçon étaient de 20 à 26 dB. Ces droites de référence ont été obtenues par application de l'équation 1.104. En fonction d'un OSNR requis en fin de liaison, on peut donc retrouver quelle doit être la puissance d'entrée minimale dans chaque tronçon. Les seuils en puissance, dus aux effets non-linéaires et provenant des simulations numériques, permettent alors d'apporter une première réponse sur la faisabilité de ces systèmes de transmission.

Cette réponse est relative aux pénalités de transmission seules. La qualité absolue, et donc la faisabilité finale d'un système doit aussi prendre en compte la valeur de sensibilité sans la propagation, émetteur et récepteur accolés. Cette dernière valeur de sensibilité renseignera sur la qualité des équipements terminaux ainsi que sur les potentialités du format de modulation choisi. Revenons à l'étude des pénalités de transmission seules et prenons, par exemple, un OSNR requis en fin de liaison de 28 dB et des pertes par tronçon de 22 dB. Les droites inclinées de la figure 3.41, indiquent que la puissance d'entrée dans les tronçons requises sera d'environ 5 dBm ! Si nous nous fixons comme seuil, la puissance pour laquelle les effets non-linéaires induisent 1 dB de pénalité à la transmission, on peut remarquer sur cette figure 3.41, que cette valeur de puissance de 5 dBm n'est qu'à 1 dB du seuil pour la fibre standard ! Pour ces systèmes de 5x100 km il faudra donc utiliser des codes correcteurs d'erreurs ou un système d'amplification faisant intervenir en plus des EDFA, une amplification Raman distribuée, pour augmenter leurs marges de fonctionnement.

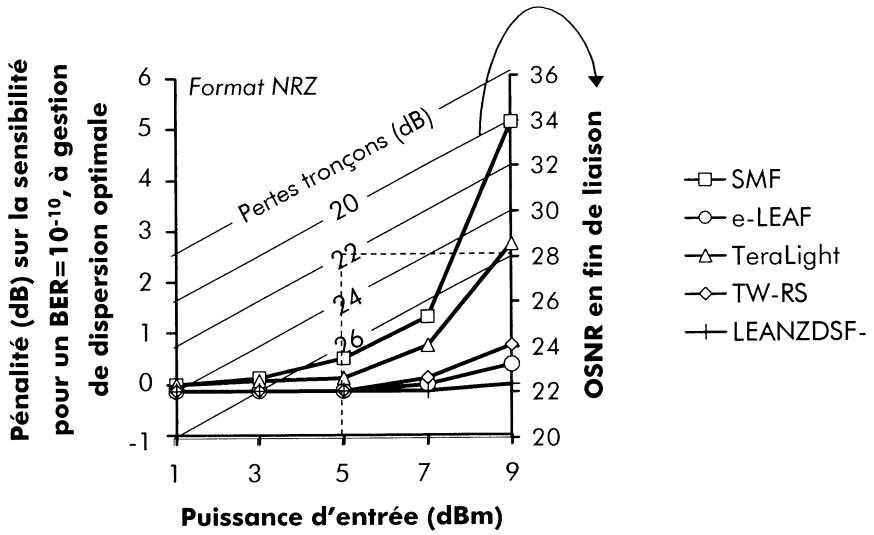


figure 3.41 : Courbes identiques à celles de la figure 3.39, pour lesquelles des droites de référence ont été ajoutées. Celles-ci indiquent, pour une puissance d'entrée donnée, l'OSNR atteint en fin de liaison (avec 5x100 km de transmission et des EDFAs de 6 dB de facteur de bruit), selon les pertes cumulées sur un tronçon de fibre.

Ces courbes de performance achèvent la partie sur les transmissions au débit de 40 Gbit/s à canal unique.

I.3. Simulations numériques de transmissions WDM Nx40Gbit/s

Nous avons vu, en introduction des simulations au débit de 40 Gbit/s, que la propagation du signal à ce débit était, a priori, moins affectée par les effets non-linéaires d'interaction entre les canaux des systèmes de transmission WDM. Il convient ici, de vérifier ces prévisions, seulement basées sur les longueurs caractéristiques, et de voir les éventuelles variations de la gestion de dispersion optimale pour ces systèmes multiplexés en longueur d'onde. Nous présenterons, ici, en premier lieu, des résultats de transmissions à 5 canaux, lesquels seront effectuées en simulant un grand nombre de cas de gestion de dispersion et qui auront pour but d'étudier les éventuelles variations des règles de gestion de dispersion établies pour les transmissions à canal unique. Ensuite nous verrons des résultats de simulation, concernant des transmissions

large bande (40 canaux) pour lesquelles nous testerons la faisabilité dans des cas précis de gestion de dispersion chromatique. A cette dernière occasion, nous mettrons en évidence l'importance d'un contrôle de la pente de dispersion des fibres utilisées.

I.3.1. Simulations de transmissions 5x40 Gbit/s

I.3.1.1. *Principe et résultats bruts des simulations*

Les simulations numériques des transmissions WDM présentées ici, utilisent quasiment le même schéma de simulation que pour les transmissions à canal unique décrites au § I.1.1. moyennant, bien sür, quelques modifications inhérentes au multiplexage en longueur d'onde. L'émetteur de la figure 3.2, cette fois, génère 5 canaux modulés à 40 Gbit/s situés autour de la longueur d'onde de 1550 nm et ayant un espacement spectral de 100 GHz (~0.8 nm). La densité spectrale obtenue est donc de 0.4 bit/(s.Hz). Les résultats obtenus et notamment, l'influence des effets non-linéaires croisés seront donc à considérer, dans le cadre de cette densité spectrale. Le format de modulation employé reste le format NRZ décrit au I.1.1. De plus, une décorrélation des données est modélisée par un décalage dans le temps des séquences binaires, d'une valeur aléatoirement choisie entre –3200 et + 3200 ps (128x25 ps). Cette décorrélation est cruciale, si on veut prendre en compte correctement à la fois l'interaction non-linéaire (Cf. chapitre 1 § I.6.1.2.) en propagation et la *diaphotie* linéaire entre les canaux (Cf. chapitre 1 § II.2.3.). Idéalement, une moyenne des résultats sur plusieurs décorrelations devrait être faite, mais l'ampleur du temps de calcul de telles simulations force à n'effectuer qu'une seule décorrélation entre canaux. On peut néanmoins combler ce manque par le fait que les résultats sur l'ensemble des canaux peuvent apporter une première étude statistique puisque les décorrélations d'un canal avec ces voisins varient sur l'ensemble des canaux. Pour prendre en compte de façon suffisamment fiable l'interaction non-linéaire entre canaux, on réduit par ailleurs le pas de calcul de la SSFM (Cf. chapitre 1 § I.8.) par rapport aux transmissions à canal unique. Enfin, le démultiplexage est effectué par un filtrage optique de forme rectangulaire et de bande passante valant 0.6 nm. La qualité de chaque canal est ensuite étudiée, toujours en évaluant la pénalité sur la sensibilité pour un taux d'erreurs de 10^{-10} du canal central parmi les 5 canaux simulés. Il faut remarquer ici, que les pénalités renseigneront sur la transmission uniquement, sans pour autant fournir des informations sur les dégradations de la sensibilité dues au multiplexage et démultiplexage des canaux, puisque la référence de sensibilité en configuration *back-to-back* est prise, ici, après multiplexage des canaux. La part de dégradation de la sensibilité due au multiplexage / démultiplexage a été développée au chapitre 2.

Les plages de variation des paramètres de simulation sont, par ailleurs, réduites, pour limiter la durée de l'investigation. Par rapport aux transmissions à canal unique, la dispersion résiduelle ira jusqu'à 80 ps/nm compte-tenu des faibles performances constatée pour les transmissions à canal unique ayant une dispersion résiduelle de 100 ps/nm. Par ailleurs, nous étudierons uniquement les cas de fibre SMF, TeraLight et e-LEAF. Les nouvelles plages de gestion de dispersion pour chaque fibre sont, quant à elles, fournies au tableau 3.3 suivant.

Caractéristiques données à 1.55 µm					*Plages de variation à 1.55µm*	
GVD	*GVD slope*	α	A_{eff}	n_2	*pré-comp.*	*Disp. résiduelle en ligne*

	ps/nm/km	ps/nm²/km	dB/km	µm²	10^{-20} m²/W	ps/nm	ps/nm
Fibres de transmission							
SMF	17.0	0.057	0.20	80	2.5	[-1000, 400], 200	[-375, 375], 75
Alcatel TeraLight	8.0	0.058	0.20	65	2.7	[-600, 200], 100	[-100, 100], 25
Corning e-LEAF	4.0	0.085	0.20	72	2.7	[-500, 200], 100	[-100, 100], 25
Fibres de compensation							
DCF	-80.0	-0.26	0.50	20	0		
SMF	17.0	0.057	0.20	80	0		

disp. résiduelle en ligne. = disp. résiduelle du système : (Fibre de ligne + module DCF)

tableau 3.3 : Rappel des caractéristiques des fibres et nouvelles plages de variation de la gestion de dispersion pour les simulations de transmissions WDM 5x40 Gbit/s

La présentation des résultats de simulation WDM correspondra premièrement à celle des résultats bruts en figure 3.42, figure 3.43 et figure 3.44, toujours fournis avec le type de graphique décrit au § I.1.2. , puis nous verrons l'influence des effets non-linéaires croisés sur la gestion de dispersion et les seuils en puissance par rapport au cas des transmissions à canal unique.

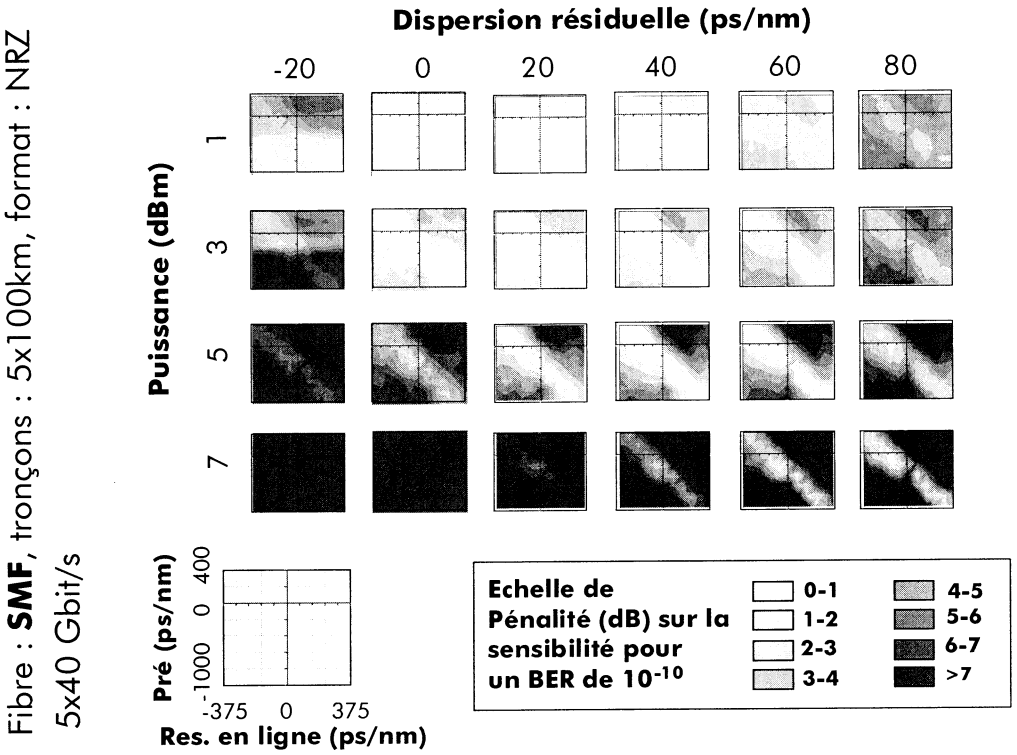


figure 3.42 : Résultats des simulations numériques de transmission 5x40 Gbit/s sur SMF.

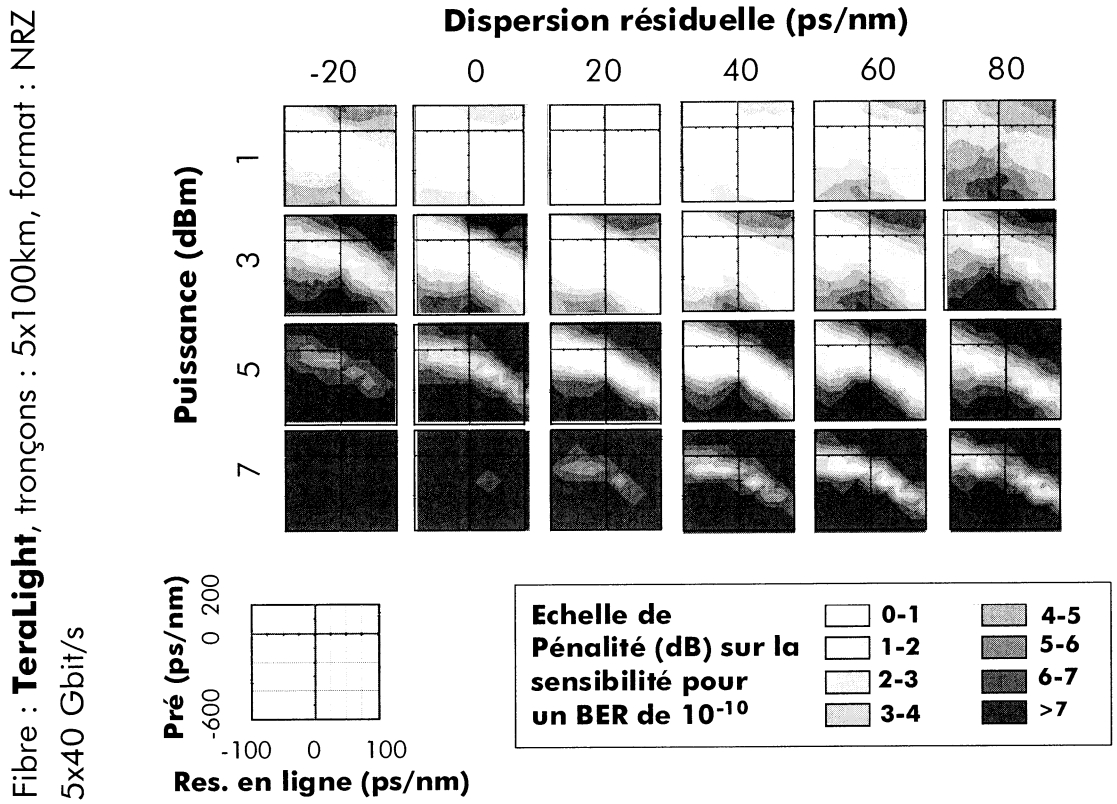


figure 3.43 : Résultats des simulations numériques de transmission 5x40 Gbit/s sur fibre TeraLight.

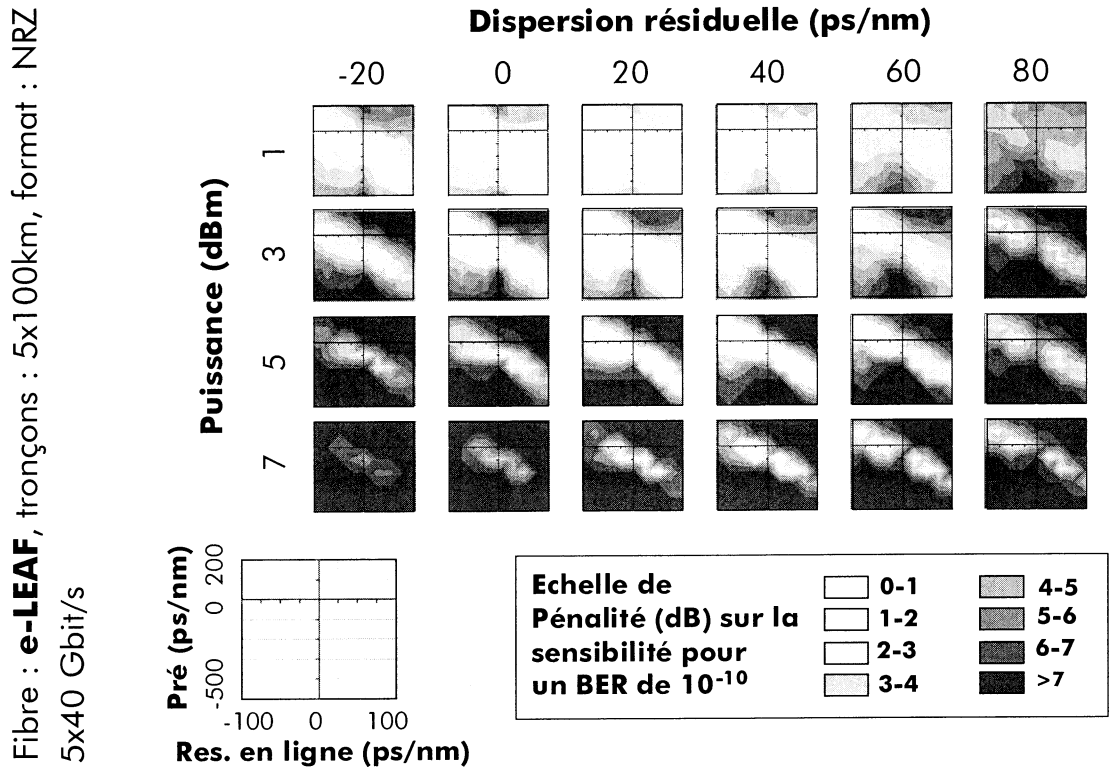


figure 3.44 : Résultats des simulations numériques de transmission 5x40 Gbit/s sur e-LEAF.

Les résultats bruts présentés ici, ne montrent, a priori, pas de variations radicales des observations faites pour le cas des transmissions à canal unique. Les effets non-linéaires croisés apportent donc qu'une petite variation de la qualité de transmission, pour ce débit de modulation de 40 Gbit/s, cet espacement spectral entre canaux de 100 GHz et cette distance de propagation de 500 km. Le fait que les changements entre transmissions WDM et à canal unique restent faibles est un aspect important puisqu'il permet d'attribuer une confiance plus importante aux résultats des investigations de transmission à canal unique, que se soit en simulation ou en expérience. Nous allons vérifier dans ce qui suit, les principales règles de gestion de dispersion établies au § I.1. et identifier les légères différences apportées par les effets non-linéaires croisés.

I.3.1.2. *Influences des effets non-linéaires croisés sur la gestion de dispersion chromatique*

Influence sur la dispersion résiduelle optimale

En utilisant les résultats bruts de simulation du paragraphe précédent et en reportant comme au § I.1.4.1. la dispersion résiduelle optimale en fonction de la phase non-linéaire cumulée, on obtient le graphique de la figure 3.45 pour le cas des transmissions WDM. On observe, par ce tracé, que la dépendance de la dispersion résiduelle optimale obtenue, pour les transmissions à canal unique est la même dans le cas WDM (toujours pour un espacement entre canaux de 100 GHz). Cependant dans le cadre des transmissions à canal unique, nous avons vu que cette dépendance vis à vis de la dispersion résiduelle était indépendante de la gestion de dispersion. Nous verrons dans l'étude de la compensation en ligne qu'une légère modification a lieu pour les transmissions WDM.

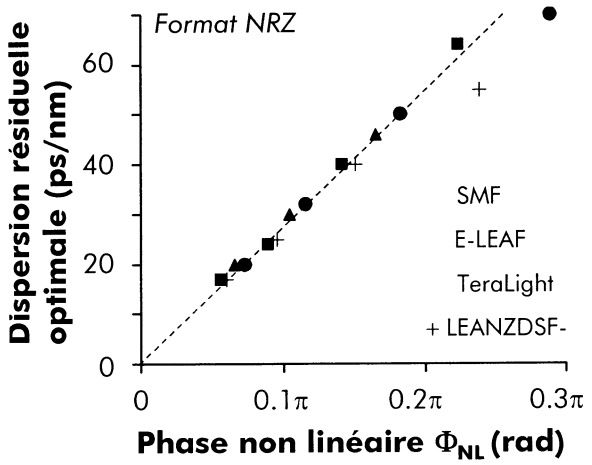


figure 3.45 : Dispersion résiduelle optimale en fonction de la phase non-linéaire cumulée. La variation quasi-linéaire est identique à celle du § I.1.4.1.

Influence sur la liaison pré-compensation – compensation en ligne de dispersion

Vérifions maintenant la liaison entre la pré-compensation optimale et la dispersion résiduelle en ligne, vue au § I.1.5. En premier lieu, l'observation des résultats bruts de simulation dans le cas de transmissions WDM (§ I.3.1.1.) confirme une liaison entre la pré-compensation optimale et la dispersion résiduelle en ligne, puisqu'on peut

constater, sur chaque sous-graphique de ces résultats bruts, que l'on retrouve une zone « blanche » (donc de bon fonctionnement) en diagonale. En vue d'une vérification plus précise et à titre d'exemple, nous avons superposé, en figure 3.46, sur un sous-graphique donnant les résultats de transmission WDM, sur fibre TeraLight (pour une puissance d'entrée de 5 dBm), les courbes de la figure 3.21 (a) qui donnaient les liaisons entre pré-compensation optimale moyenne et dispersion résiduelle en ligne pour le cas des transmissions à canal unique sur différentes fibres. On peut constater agréablement, que la zone blanche en arrière-plan, coïncide bien avec la courbe noire portant des carrés blancs qui correspond justement au cas de la fibre TeraLight ! La liaison entre pré-compensation optimale et dispersion résiduelle en ligne du § I.1.5.1. ainsi que le critère d'optimisation de la gestion de dispersion du § I.1.5.2. restent valides dans le cadre de transmissions WDM.

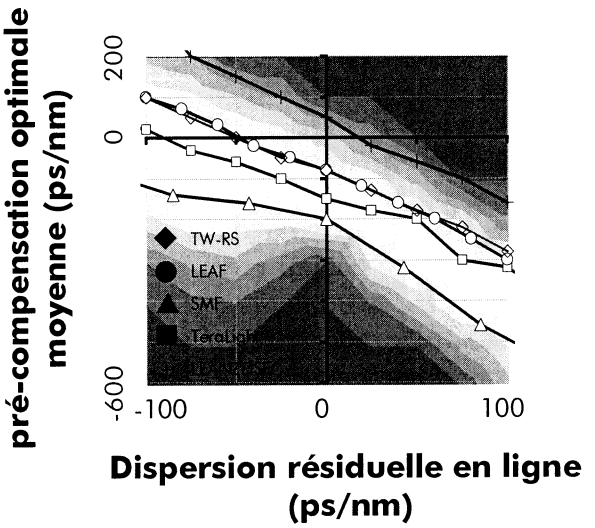


figure 3.46 :Vérification pour l'exemple de la fibre TeraLight, que la liaison entre pré-compensation optimale et dispersion résiduelle en ligne reste valable pour les transmissions WDM. Le graphique en surfaces de niveau grisées correspond à une transmission WDM sur 5x100 km de fibre TeraLight à 5dBm de puissance d'entrée. Les lignes noires superposées sont celles de la figure 3.21 (a).

Influence sur la compensation en ligne

A ce stade, nous avons remarqué les points de similitude entre les résultats de transmission WDM et à canal unique et on pourrait même se demander s'il y a bien des différences. La réponse est oui, mais se sont des différences légères. Pour les remarquer nous avons artificiellement soustrait les résultats de pénalités de transmission, dans les cas WDM et à canal unique. Puis nous avons reporté, sur le même type de représentation, les écarts de pénalité obtenus. Dans la mesure où les pénalités de transmission causées par plusieurs effets de propagation ne s'ajoutent pas lorsqu'on les simule conjointement, ces écarts de pénalité ne correspondent pas aux dégradations dues aux effets non-linéaires croisés seuls, ils permettent simplement de détecter les zones de différence dans la qualité de transmission selon la gestion de dispersion employée. De tels écarts de pénalité sont présentés dans le cas de la fibre e-LEAF à la figure 3.47.

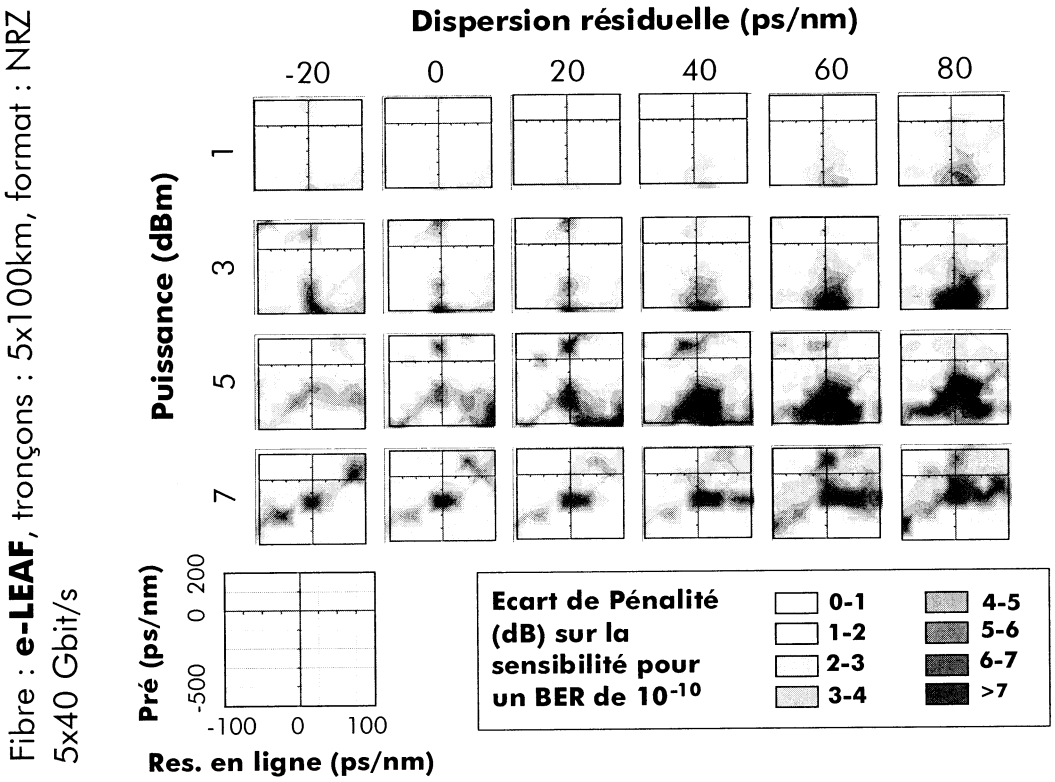


figure 3.47 : Ecarts de pénalités obtenus en soustrayant simplement les résultats de pénalité des transmissions à canal unique de la figure 3.9 avec ceux des transmissions WDM 5x40 Gbit/s de la figure 3.44 précédente.

Sur cette figure 3.47, les zones présentant des écarts importants sont sombres. Lorsque la qualité de la transmission est trop mauvaise, aussi bien dans le cas des transmissions WDM, qu'à canal unique, l'évaluation de la pénalité, fournie par l'outil de simulation, plafonne dans les deux cas, et l'écart observé est alors artificiellement nul. Il faut donc se méfier des zones complètement blanches en particulier pour le cas à la puissance d'entrée de 7 dBm. Mis à part cet artefact numérique, cette soustraction de pénalités permet de mettre en évidence une dégradation supplémentaire de la qualité des signaux, due aux interactions entre canaux voisins et apparaissant majoritairement pour une gestion de dispersion faisant intervenir une compensation de dispersion en ligne proche de 100 % (zones sombres sur la ligne verticale médiane des sous-graphique de la figure 3.47) et ce d'autant plus que la dispersion résiduelle et la puissance sont élevées. Un début d'explication de ce phénomène peut être apporté par les travaux des publications [166], [164], relatant de phénomènes de résonances des effets non-linéaires croisés (XPM et FWM respectivement) provenant du fait que les diverses impulsions, sur les canaux portés par des longueurs d'onde différentes, interagissent périodiquement au cours de la transmission à cause de la compensation de dispersion en ligne. En effet, deux impulsions synchrones en début du premier tronçon interagiront par effets non-linéaires jusqu'à ce que, du fait de la dispersion chromatique, elles soient décalées dans le temps. Si maintenant, après chaque tronçon, une compensation de la dispersion chromatique est effectuée, celle-ci va synchroniser à nouveau ces impulsions qui interagiront de la même manière au cours du tronçon suivant. Il en résulte globalement sur une transmission, un effet résonant des effets-croisés qui peut dégrader outre mesure la qualité des informations transmises. Ceci correspond au même type de phénomène résonant que ceux

concernant les effets intra-canaux de type i-XPM ou i-FWM que nous avons vu au § I.1.6. Cette résonance d'effets, apporte un élément de réponse expliquant la dégradation supplémentaire observée pour les cas proches d'une compensation en ligne de 100%. Pour les transmissions WDM et, en particulier, sur les fibres à dispersion locale faible (la longueur de *walk-off* y est plus longue), il sera donc conseillé d'éviter une parfaite compensation de dispersion en ligne. De plus, le fait que les pénalités, pour ces transmissions dont la compensation en ligne avoisine 100 %, soient aggravées lorsque la dispersion résiduelle en fin de liaison augmente, peut s'expliquer par la conversion de la modulation de phase non-linéaire (causée par ces effets croisés) en fluctuations d'intensité, qui est induite par la dispersion chromatique non compensée en fin de liaison [142]. Pour ces cas particuliers de compensation en ligne de 100 %, la dispersion résiduelle optimale est donc inférieure à celle obtenue pour la gestion de dispersion optimale. Ceci complète les conclusions du § I.3.1.2. puisque la dispersion résiduelle optimale n'est pas totalement indépendante de la gestion de dispersion employée, ce qui n'était pas le cas lors des transmissions à canal unique (Cf. § I.1.4.1.).

I.3.1.3. *Influence des effets non-linéaires croisés sur les seuils en puissance*

Regardons maintenant, l'évolution des seuils en puissance pour ces transmissions WDM 5x40 Gbit/s. La figure 3.48, donne les pénalités minimales, obtenues sur toutes les gestions de dispersion explorées, en fonction de la puissance d'entrée dans les tronçons. En plus de ces nouveaux seuils en puissance, nous avons adjoint par des courbes en pointillé sur cette figure, les seuils en puissance des transmissions à canal unique sur les mêmes fibres optiques. Trois points d'observation viennent alors à l'esprit.

Premièrement les seuils en puissance apparaissent pour une puissance d'entrée plus faible dans le cas des transmissions WDM que dans le cas des transmissions à canal unique et ce, pour toutes les fibres. Cette dégradation supplémentaire provient des effets non-linéaires croisés.

Ensuite on remarque que les meilleures performances de transmission, sont obtenues, comme dans le cas des transmissions à canal unique, pour les fibres de plus faible dispersion chromatique, en l'occurrence la e-LEAF ici. Viennent ensuite la fibre TeraLight et la SMF.

Enfin, et cette dernière remarque apporte une nuance à la précédente, l'écart des seuils en puissance entre le cas des transmissions WDM et à canal unique est lui, d'autant plus important, que la dispersion locale de la fibre est faible. Ceci conforte le fait que les effets croisés, sont plus efficaces sur des fibres à dispersion faible d'une part en ce qui concerne le FWM (Cf. chapitre 1 § I.6.1.3.) et d'autre part à l'égard de la longueur de *walk-off* (Lw, Cf. chapitre 1 § I.7.), qui pondère l'impact de la modulation de phase croisée. La gêne supplémentaire, apportée par ces effets non-linéaires ne renverse pas l'ordre des seuils en puissance des fibres, observé pour le cas des transmissions à canal unique. En ce qui concerne les comparaisons de performance obtenue sur différentes fibres, il faut noter que les conclusions explicitées ici doivent être nuancées lorsque le système WDM comprend plus que 5 canaux (comme dans ces dernières simulations). Nous verrons au § I.3.2.2. que pour les fibres, comme la e-LEAF, qui ont une dispersion chromatique relativement plus faible, la pente de dispersion n'est pas totalement compensable et les performances globale de transmission sur ces fibres en sont alors affectées.

Encore une fois, on remarque ici, que l'impact des effets non-linéaires entre canaux apparaît plutôt comme une légère correction des conclusions obtenues pour le cas de transmissions à canal unique.

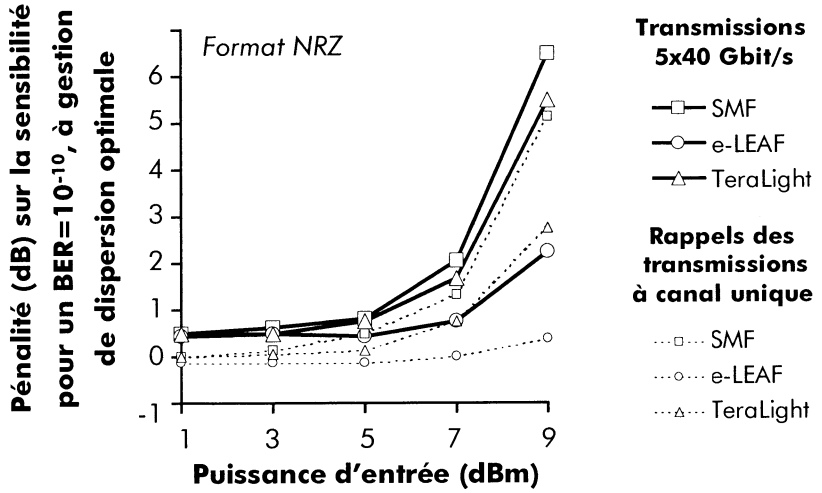


figure 3.48 : Pénalités minimales obtenues sur l'ensemble des gestions de dispersion en fonction de la puissance d'entrée par canal. Les lignes en trait fort correspondent aux résultats de simulation des transmissions 5x40 Gbit/s tandis que les lignes en pointillé sont des rappels des résultats de transmission à canal unique du § I.2.

I.3.2. Simulations de transmission 40x40 Gbit/s

I.3.2.1. *Principe des simulations*

Des simulations numériques de transmissions WDM, non plus à 5 canaux, mais à 40 canaux ont aussi été effectuées. Le cadre de ces simulations était différent que celui de celle à 5 canaux. Leur objectif n'est pas d'explorer, sur de grandes plages de variations, les particularités des effets non-linéaires et de la gestion de dispersion à ce débit de modulation, comme dans le cas des simulations précédentes, mais de tester la faisabilité de systèmes de transmission terrestres très large bande, utilisant un multiplexage de canaux modulés à 40 Gbit/s. Cette faisabilité est testée sur des transmissions de 3 tronçons de 100 km pour des systèmes ayant une puissance d'entrée dans les tronçons de 5 ou 7 dBm et une puissance d'entrée dans les fibres de compensation de –5 ou 1 dBm. Ces valeurs traduisent en fait des limites de variation des puissances pour les différents canaux d'un système large bande ; limites qu'il est possible d'assurer grâce à des amplificateurs de type EDFA disponibles commercialement. Contrairement aux cas précédents, les fibres de compensation pourront être le siège d'effets non-linéaires. Les 40 canaux sont répartis sur la bande C d'amplification (Cf. chapitre 1 § II.3.2.) autour de 1545 nm, sur la grille ITU et avec un espacement spectral de 100 GHz. La largeur totale de bande du signal transmis est alors d'environ 40 x 0.8 nm soit 32 nm ! Une décorrélation des données entre les canaux est appliquée sur le même principe que pour les simulations précédentes. Malgré les différences détaillées ici, les hypothèses et paramètres de base de ces simulations sont les mêmes que celles décrites aux § I.1.1. et I.3.1.1. .

La finalité de ces simulations étant la faisabilité de tels systèmes, nous ne testerons ici, toujours pour les mêmes raisons de contrainte de temps de calcul, que quelques cas particuliers de transmission. Compte-tenu du fait que l'optimisation de la gestion de dispersion, effectuée sur les cas de transmission à canal unique a été appréciée comme globalement valide pour les transmissions WDM (pour des canaux espacés de 100 GHz sur le spectre du signal), le choix de la gestion de dispersion des transmissions 40x40 Gbit/s est faite à partir des résultats obtenus pour les transmissions à canal unique. On identifie donc, pour chaque cas de fibre à tester, la meilleure gestion de dispersion à appliquer pour ne simuler qu'un nombre limité de transmissions larges bandes. Pour ce faire, on prendra garde à un aspect supplémentaire, qui n'est pas appréhendé par les transmissions sur des bandes optiques étroites : la pente de dispersion chromatique. Une méthode de prévision des difficultés liées à la pente de dispersion chromatique est par conséquent détaillé au § I.3.2.2. Cet élément cerné, on choisira quelques cas de transmission et le § I.3.2.3. fera état des résultats des transmissions WDM de grande capacité correspondantes.

I.3.2.2. *Influence de la pente de dispersion chromatique et prévisions à partir des résultats de simulation de transmission à canal unique*

Pour les transmissions WDM exposées ici, les paramètres des fibres sont toujours ceux détaillés au tableau 3.3. On remarque que les fibres de compensation de dispersion ont une pente de dispersion chromatique qui compense la pente de la fibre standard (SMF) en effet, pour le couple de fibre (SMF, DCF) la relation de l'équation 1.91 (chapitre 1 § II.3.5.) est vérifiée puisque leurs rapports : dispersion sur pente de dispersion sont identiques. Ainsi pour la fibre standard, la pente de dispersion sera compensée parfaitement par les fibres de compensation, si la dispersion chromatique est par ailleurs aussi compensée. Pour les autres fibres testées, la pente de dispersion ne sera pas totalement compensée et les canaux ne connaîtront pas la même gestion de dispersion chromatique. En effet la pente de dispersion implique que la valeur de pré-compensation, fixée par l'équipementier pour le canal central de son spectre, ne sera pas la même pour les autres canaux à cause de la variation de dispersion de la fibre utilisée en pré-compensation. Ensuite, la dispersion résiduelle en ligne va varier avec la longueur d'onde dans le cas d'une compensation incomplète de la pente de dispersion. Il est alors impossible de garantir la même gestion de dispersion pour tous les canaux. Pour mieux comprendre ces nouvelles difficultés liées à la pente de dispersion chromatique nous avons répertorié quatre cas particuliers intéressants à la figure 3.50. Dans tous les cas nous avons représenté les cartes de dispersion pour les deux canaux aux extrémités du spectre du signal WDM, l'une en trait fort, l'autre en trait fin. La gestion de dispersion est supposée optimisée pour le canal au centre du spectre WDM. La partie droite de la figure montre l'allure des pénalités de transmission pour différents canaux du système, avec des cercles particuliers pour les canaux extrêmes.

Pour le cas (a), nous avons représenté une configuration ou la compensation de dispersion et de pente de dispersion est assurée par le couple de fibre de ligne et fibre de compensation. La dispersion cumulée des canaux est légèrement différente au cours de la propagation dans la fibre de ligne et la fibre de compensation mais est ramenée à la même valeur au début de chaque tronçon. La qualité de transmission des canaux est alors presque homogène et proche de la qualité de transmission du canal central.

Dans les cas (b), (c), (d), la pente de dispersion des fibres de ligne n'est que partiellement compensée par la pente de dispersion des fibres de compensation. Après chaque tronçon de fibre de ligne, suivi par une fibre compensatrice de dispersion, la dispersion cumulée n'est donc plus identique selon les canaux. Pour le cas (b), la différence de dispersion cumulée entre les différents canaux s'accumule après chaque tronçon jusqu'à atteindre des écarts de valeurs de dispersion résiduelle entre canaux en fin de liaison, tels que la dispersion résiduelle des canaux extrêmes du multiplex WDM sorte de la plage de tolérance (Cf. § I.1.4.3.). La qualité de transmission des canaux est alors hétérogène et les canaux extrêmes du spectre connaissent des pénalités rédhibitoires. Une première solution pour contrecarrer ce problème de pente de dispersion est d'apporter, après démultiplexage des canaux en fin de liaison, une post-compensation de dispersion ajustée pour chaque canal (ou bandes de canaux). C'est la configuration du cas (c) identique au cas (b) mais avec une post-compensation ajustée pour obtenir la même dispersion résiduelle des canaux en fin de liaison. Résultat de l'opération : on diminue grandement la pénalité de transmission des canaux extrêmes. Néanmoins, et ceci est très important, même avec la même dispersion résiduelle pour tous les canaux, la carte de dispersion (dans le cas c) varie d'un canal à l'autre, en particulier en ce qui concerne la compensation en ligne. La gestion de dispersion n'est alors pas optimale pour tous les canaux simultanément et ceci provoque une hétérogénéité de leur qualité de transmission. La compensation de la pente de dispersion en cours de ligne est délicate à mettre en œuvre, puisqu'il faut démultiplexer les canaux après chaque tronçon. Néanmoins, Il arrive parfois qu'un démultiplexage par bande est déjà imposé pour l'amplification et dans un tel cas particulier, une compensation de dispersion en ligne par bande est opportune. C'est, par exemple, le cas des transmissions faisant intervenir à la fois les bandes C et L. Dans la majorité des cas, une compensation en ligne individualisée est donc prohibée. Si l'écart de qualité de transmission des canaux en fin de liaison demeure trop important, une dernière solution consiste à utiliser une pré-compensation ajustée pour chaque canal comme au cas (d) de la figure 3.49. On a vu au § I.1.5. , qu'il existait une liaison entre la pré-compensation optimale et la valeur de compensation en ligne. En utilisant cette règle, on peut pour chaque canal, premièrement, évaluer sa valeur de la dispersion résiduelle en ligne et fixer sa valeur de pré-compensation en conséquence. En utilisant cette dernière technique on peut retrouver quasiment une qualité homogène sur les canaux alors que la pente de dispersion n'est pas parfaitement compensée. Celle-ci est néanmoins coûteuse et on cherchera, tant que possible à éviter tout traitement individualisé pour les canaux.

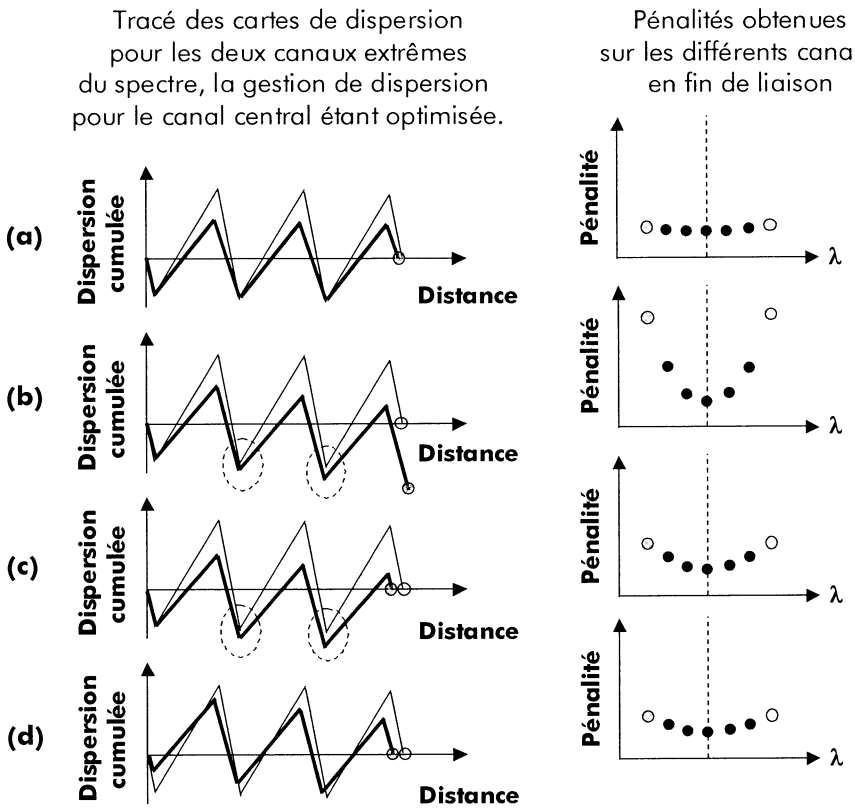


figure 3.49 : Enumération des cas de figures, liés à la pente de dispersion chromatique. Le cas (a) correspond à une compensation de pente de dispersion , de la fibre de ligne par les fibres de compensation, parfaite tandis que les autres cas correspondent à une compensation partielle de pente de dispersion. Dans le cas (c) une post-compensation de dispersion est effectuée canal par canal de telle sorte que les dispersions résiduelles des différents canaux soient identiques. Le cas (d) reprend la configuration du cas (c) avec, en plus, une pré-compensation de dispersion appliquée canal par canal avant le multiplexage des canaux.

En connaissant les caractéristiques de dispersion et de pente de dispersion des fibres de ligne et de compensation à une longueur d'onde λ_0 donnée, il est possible de prédire analytiquement l'évolution avec la distance de la dispersion cumulée d'un canal de longueur d'onde centrale décalée de $\Delta\lambda$ par rapport à λ_0. Pour cela, il faut connaître la valeur de pré-compensation et la valeur de dispersion résiduelle en ligne pour ce canal à $\lambda_0+\Delta\lambda$. Les formules suivantes permettent de déterminer aisément ces valeurs :

$$D^{\text{pré-compensation}}(\lambda_0 + \Delta\lambda) = D^{\text{pré-compensation}}(\lambda_0).\left[1+\left(\frac{d'}{D}\right)_{DCF,\lambda_0}.\Delta\lambda\right] \qquad \textit{équation 3.30}$$

et :

$$D^{\text{res. en ligne}}(\lambda_0 + \Delta\lambda) = D^{\text{res. en ligne}}(\lambda_0).\left[1 + \left(\frac{d'}{D}\right)_{DCF,\lambda_0}.\Delta\lambda\right] + D^{\text{1 tronçon de fibre}}(\lambda_0).\left[\left(\frac{d'}{D}\right)_{\text{fibre},\lambda_0} - \left(\frac{d'}{D}\right)_{DCF,\lambda_0}\right].\Delta\lambda$$

équation 3.31

Dans ces équations, D et d' correspondent respectivement à la dispersion locale et à la pente de dispersion à la longueur d'onde de 1550 nm des fibres utilisées tandis que $D^{\text{pré-compensation}}$, $D^{\text{résiduelle en ligne}}$ et $D^{\text{1 tronçon de fibre}}$ font référence, comme il a déjà été définit dans ce chapitre, à des dispersions cumulées.

Partant de ces calculs, il est possible de prédire les éventuelles dégradations relatives de canaux WDM par rapport au canal central à partir des résultats de transmission à canal unique. Dans ces prédictions, on fait l'hypothèse que les dégradations dues aux effets non-linéaires d'un canal sur lui-même sont prépondérants devant les effets non-linéaires entre canaux dans la détermination de la meilleure gestion de dispersion, ce qui est le cas pour les transmissions à 40 Gbit/s sur une distance égale ou inférieure à 500 km et avec 100 GHz d'espacement spectral entre canaux (Cf. §I.3.1.2.). De plus, on considère que les résultats de pénalité de transmission à canal unique, en fonction de la gestion de dispersion, restent inchangés lorsque la dispersion locale de la fibre de ligne ne change que de 1.5 $ps.nm^{-1}.km^{-1}$. Cette valeur correspond, par exemple, à la différence entre les valeurs de dispersions locales à deux longueurs d'onde différentes de 30 nm d'une fibre de pente de dispersion valant 0.05 $ps.nm^{-2}.km^{-}1$. Grâce à ces considérations, une évaluation de la gêne due à une compensation imparfaite de pente de dispersion, peut être obtenue simplement sans effectuer des simulations numériques de signaux à très large bande spectrale. La figure 3.50 donne un exemple de ces prévisions pour des cas de transmission de 5x100 km sur fibre SMF, TeraLight et e-LEAF avec une puissance d'entrée dans les tronçons de fibre de 5 dBm. Chaque fond de graphique correspond aux résultats de pénalités de transmission à canal unique pour la dispersion résiduelle optimale provenant des résultats bruts du § I.1.3. et avec les mêmes échelles de gris. Les fibres de compensation sont choisies de telle sorte qu'elles compensent la pente de dispersion de la fibre SMF dans les trois cas de fibre utilisée. Sur ces résultats de pénalité, on choisit quelques configurations de gestions de dispersion optimales pour le canal central d'un spectre WDM, indiqué par un rond clair sur la figure 3.50, le long de la « diagonale blanche de bon fonctionnement ». Puis en utilisant les formules précédentes, on déduit les valeurs de pré-compensation et de dispersion résiduelle en ligne pour quatre autres canaux de longueurs d'onde porteuses espacées régulièrement de 7.5 nm autour de celle du canal central. Ces valeurs de pré-compensation et de dispersion résiduelle en ligne, obtenues pour des canaux dont la longueur d'onde porteuse diffère de celle du canal central sont alors reportées sur les graphiques. Pour le cas de la SMF, la pente de dispersion étant supposée compensée, on aura une bonne qualité de transmission sur tous les canaux. Dans le cas de la fibre TeraLight, la compensation de pente de dispersion n'est que partielle et tous les canaux ne subissent pas la même gestion de dispersion. Par le graphique central sur la figure 3.50, on peut donc prédire, en regardant les échelles de gris correspondant en arrière plan, à quel point les canaux extrêmes du spectre WDM sont pénalisés. Ceci peut d'ailleurs servir à optimiser la gestion de dispersion du canal central non pas en vue d'avoir la performance de transmission optimale pour ce canal, mais d'avoir une performance homogène et bonne sur l'ensemble des canaux WDM. On remarque, à ce titre, sur le graphique central de la figure 3.50, que la zone blanche de bon fonctionnement de la

transmission s'évase pour les cas de gestion de dispersion à carte de dispersion descendante ou encore présente une tolérance plus grande sur la pré-compensation et la compensation en ligne, il sera donc intéressant de positionner l'ensemble du spectre dans cette zone de gestion de dispersion. La fibre e-LEAF, pour sa part, a une dispersion locale de 4 $ps.nm^{-1}.km^{-1}$ seulement. Pour obtenir une compensation de pente de dispersion pour le cas où la dispersion est elle-même compensée, il faut, comme l'indique l'**équation 1.92**, que les rapports de la dispersion locale sur la pentes de dispersion des fibres de ligne et de compensation soient identiques. Pour cette fibre e-LEAF, qui a une dispersion locale environ 4 fois plus faible que celle de la fibre standard, il faut que les DCF utilisées pour la compensation de sa dispersion et de sa pente de dispersion aient : soit une dispersion de –20 $ps.nm^{-1}.km^{-1}$ (4 fois plus faible que les DCF utilisées pour la SMF), soit une pente de dispersion de –1.04 $ps.nm^{-2}.km^{-1}$ (4 fois plus forte que les DCF utilisées pour la SMF). Des modules de compensation ayant cette dernière valeur de pente de dispersion ne sont pas, à ce jour, réalisables pratiquement en conservant les autres paramètres des fibres de compensation constants. En utilisant les modules DCF commercialement disponibles, les écarts de gestion de dispersion entre les différents canaux sont alors plus forts pour cette fibre que pour des fibres à dispersion locale plus grande et la qualité de transmission des canaux extrêmes sera dégradée en utilisant cette fibre. La fibre e-LEAF, qui présentait une bonne résistance aux effets non-linéaires des transmission à canal unique comme nous l'avons vu au §I.2. , souffre ici d'une difficulté liée à la compensation de pente de dispersion qui vient limiter son intérêt pour les systèmes de transmission large bande, si tant est que la technologie des fibres de compensation ne permette pas de lui assurer une meilleure compensation de pente de dispersion.

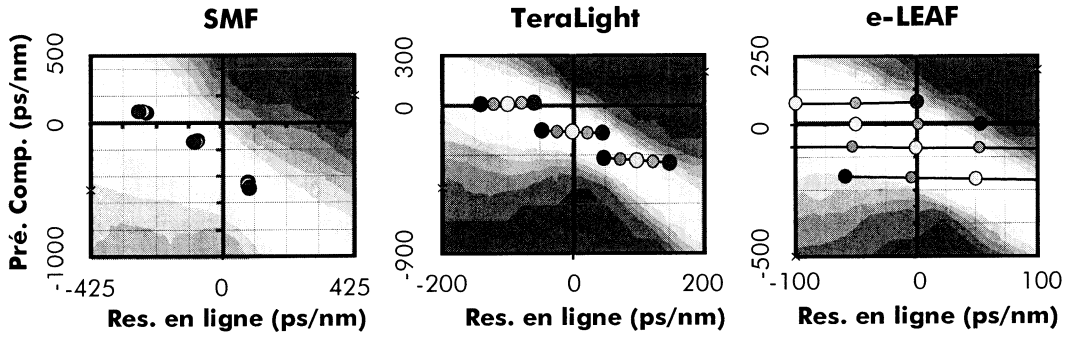


figure 3.50 : Exemple de prévision de difficultés dues à la pente de dispersion pour les transmissions WDM large bande. On a reporté ici, sur les résultats de simulations à canal unique extraits du § I.1.3. pour des transmissions sur 5x100 km de fibre SMF, TeraLight et e-LEAF, les valeurs de pré-compensation et de dispersion résiduelle en ligne de 5 canaux de longueurs d'onde porteuses espacés de 7.5 nm autour de celle du canal central (de longueur d'onde 1550 nm) pour lequel on aurait choisi plusieurs bonnes solutions de gestion de dispersion.

Pour conclure sur cet aspect, nous pouvons donc voir que les limitations physiques de propagation pour le cas particulier des systèmes WDM Nx40 Gbit/s large bande, résident plus dans les dégradations du signal causées par une variation des paramètres de gestion de dispersion suivant les canaux du fait d'une compensation que partielle de la pente de dispersion chromatique des fibres de ligne, que dans une dégradation nette de la qualité de transmission par les effets non-linéaires entre canaux.

I.3.2.3. *Résultats des simulations de transmission 40x40 Gbit/s*

Dans cette partie, nous allons voir les résultats de pénalité de quelques transmissions 40x40 Gbit/s sur 3x100 km de fibre pour les cas de puissance d'entrée de 5 dBm dans les tronçons et –5 ou 1 dBm dans les fibres de compensation. Le principe de ces simulations a été exposé au début de ce paragraphe I.3.2. Le choix des gestions de dispersion testées est fait à partir de la méthode exposée au § I.3.2.2. en prévoyant les cartes de dispersion de l'ensemble des canaux WDM sur les résultats de transmission à canal unique. Cette optimisation, à la fois basée sur la gestion optimale et l'homogénéité de la qualité de transmission de tous les canaux fournit les valeurs de gestion de dispersion présentées au tableau 3.4, pour les quatre fibres testées. Pour chaque cas, la dispersion résiduelle est ajustée canal par canal et réglée pour obtenir le minimum de pénalité de transmission.

Les valeurs de gestion de dispersion sont données pour $\lambda = 1545$ nm

Fibre de ligne	Pré-compensation (ps/nm)	Dispersion résiduelle en ligne (ps/nm)	Dispersion résiduelle (ps/nm)
SMF	-360	-200	(20, 30)
TeraLight	-100	-65	(30, 40)
e-LEAF	-90	-20	(20, 30)
TW-RS	-50	-60	(20, 30)

tableau 3.4 : Valeurs de gestion de dispersion utilisées pour les transmissions 40x40 Gbit/s sur 3x100 km.

Les résultats de simulations WDM sont, quant à eux, exposés à la figure 3.51. Les pénalités de transmission sont fournies pour tous les canaux, avec ici, pour référence, la sensibilité pour un taux d'erreur de 10^{-10} prise en configuration *back-to-back* après multiplexage des canaux. Ce qui veut dire que l'on ne perçoit pas ici les pénalités des opérations de multiplexage/démultiplexage. Pour chaque cas, nous avons indiqué les valeurs minimale, maximale et moyenne des pénalités sur l'ensemble des 40 canaux. Pour une puissance d'entrée dans les fibres de compensation de –5 dBm, les pénalités de transmission restent inférieures à 2 dB pour toutes les fibres sauf la e-LEAF pour laquelle les pénalités de transmission ne sont pas très homogènes sur les différents canaux, puisque celles-ci atteignent des valeurs plus importantes en bordure de spectre WDM. On a donc une qualité de transmission raisonnable pour ces systèmes au débit de 40x40 Gbit/s soit 1.6 Tbit/s sur 300 km sur presque toutes les fibres. La fibre e-LEAF présente, sans aucun doute, une qualité de transmission dégradée par sa pente de dispersion chromatique non compensée, puisque les fibres de compensation employées ne compensent parfaitement que la pente de dispersion de la fibre SMF. Nous étudierons par la suite une configuration où la pré-compensation de dispersion n'est plus unique, mais individualisé pour les différents canaux, sur le principe détaillé au § I.3.2.2. Si l'on observe maintenant les résultats de pénalité de transmission pour une puissance plus élevée dans les fibres de compensation (soit 1 dBm), on observe globalement des aggravations des pénalités par rapport au cas où la puissance dans ces fibres n'est que de –5 dBm. Ces aggravations semblent pour le cas de la SMF plus réparties sur les canaux, tandis que pour la fibre TeraLight, les premiers canaux ne semblent pas affectés puis les canaux suivants le sont de plus en plus. Les fibres TW-RS et e-LEAF sont plus sensibles à ce phénomène. Ces observations proviennent simplement du fait que les effets non-linéaires présents dans les fibres de

compensation augmente la phase non-linéaire cumulée des canaux et réduit la tolérance sur les paramètres de gestion de dispersion, comme en l'occurrence, la pré-compensation et la compensation en ligne. La fibre SMF présente une tolérance meilleure sur ces paramètres même si la qualité moyenne de transmission qu'elle autorise reste inférieure à celle des autres fibres. Par ailleurs, les fibres de compensation utilisées pour cette fibre SMF sont plus longues que pour les autres puisqu'elles doivent compenser une dispersion cumulée dans les tronçons plus importante. Après augmentation de la puissance dans les fibres de compensation la qualité de transmission est alors dégradée et ce, sur l'ensemble des canaux. Pour les autres fibres, leur résistance aux effets non-linéaires est, quant à elle, meilleure que pour la SMF, mais leur tolérance sur la gestion de dispersion est plus faible. On constate donc, pour les canaux de grande longueur d'onde que les pénalités sont plus augmentées que pour les canaux de faible longueur d'onde. En effet, pour ces canaux, on se rapproche des cartes de dispersion « montantes » qui, pour la valeur de pré-compensation employée, sont de moins bonne qualité (Cf. par exemple figure 3.50).

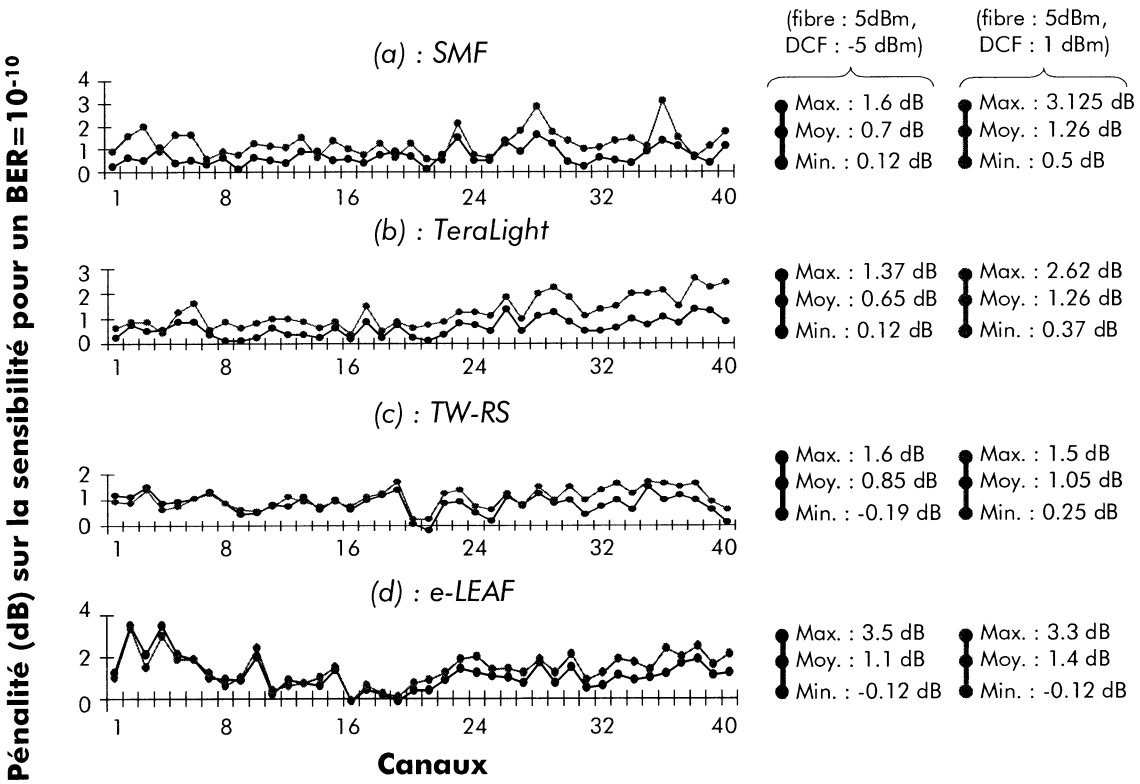


figure 3.51 : Résultats des transmissions WDM 40x40 Gbit/s sur 3x100 km de fibre SMF, TeraLight, TW-RS ou e-LEAF. Pour chaque cas les valeurs de pénalités de transmission sont indiquées pour une puissance d'entrée de 5 dBm dans les fibres de ligne et de –5 ou 1 dBm dans les fibres de compensation.

Pour terminer sur ces résultats de transmission WDM 40x40 Gbit/s, nous avons voulu vérifier la potentialité d'un schéma de gestion de dispersion où la pré-compensation est individualisée canal par canal dans le cas d'une transmission sur fibre e-LEAF qui était, comme nous l'avons vu pénalisée par une compensation de pente de dispersion imparfaite (remontée des pénalités de transmission aux extrémités du spectre WDM à la figure 3.51 d). Pour prédire l'intérêt d'une telle méthode et la gestion de dispersion

optimale nous avons toujours utilisé la méthode du § I.3.2.2. . La figure 3.52 présente le procédé employé : nous avons calculé les cartes de dispersion vues par les différents canaux WDM et nous les avons superposées aux résultats concernant la pénalité de transmission à canal unique (graphique de pénalité en arrière plan), premièrement, pour le cas d'une valeur de pré-compensation fixée pour tous les canaux (marqué par une ligne noire et le sigle Pre $\approx$) puis nous nous sommes autorisés un réglage de la pré-compensation de façon linéaire pour les différents canaux, que nous avons choisi le long de la « zone blanche de bon fonctionnement » sur la figure 3.52 (sigle Pre $\neq$).

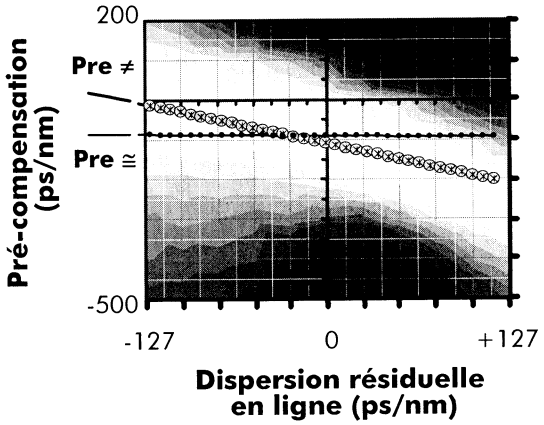


figure 3.52 : principe du réglage de la gestion de dispersion pour les systèmes de transmission 40x40 Gbit/s sur fibre e-LEAF, pour les cas d'une pré-compensation unique ou individualisée pour les canaux indiqués respectivement par les sigles Pre $\neq$ et Pre $\approx$.

La figure 3.53 donne les pénalités de transmission sur 3x100 km de e-LEAF pour un cas de gestion de dispersion à pré-compensation unique et un cas à pré-compensation individualisée canal par canal. Pour ces pénalités, la référence de sensibilité en configuration *back-to-back* n'est plus prise après multiplexage des canaux comme dans les cas précédents mais avant. La raison de cette alternative vient du fait que la dispersion des fibres de pré-compensation individualisées par canal dégradent, par leur dispersion propre, la qualité des signaux avant multiplexage et la sensibilité de ces canaux dispersés ne peut donc plus être prise pour référence. Les pénalités seront donc représentées (dans les deux cas pour la comparaison) avec pour référence une sensibilité d'un canal seul, avant dispersion et multiplexage. Ces pénalités comprendront donc à la fois la pénalité de multiplexage/démultiplexage due à la *diaphotie* entre canaux et la pénalité de transmission. Pour cette raison, les pénalités dans le cas à pré-compensation unique, sont plus fortes qu'à la figure 3.51 alors qu'il s'agit de la même transmission. Ceci étant dit, on peut alors comparer les deux configurations de gestion de dispersion et l'attente est confirmée : la performance des canaux aux extrémités du spectre WDM est plus homogène à celle des canaux du centre que dans le cas où la pré-compensation est choisie canal par canal.

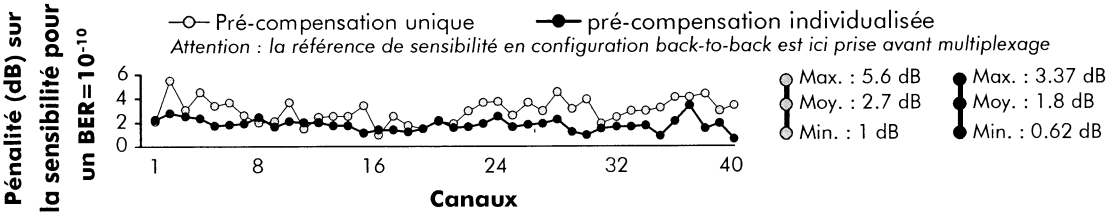


figure 3.53 : Résultats de transmission 40x40 Gbit/s sur 3x100km de fibre e-LEAF avec 5 dBm de puissance d'entrée pour les cas de gestion de dispersion utilisant une pré-compensation unique(gris) ou individualisée (noir). La pénalité est exprimée ici avec pour référence de sensibilité en configuration back-to-back, la sensibilité avant multiplexage.

Ces aspects achèvent le paragraphe concernant les simulations numériques sur l'optimisation de la gestion de dispersion chromatique et l'étude des effets non-linéaires pour les transmissions à 40 Gbit/s. Du point de vue de l'optimisation de gestion de dispersion, trois points forts doivent être rappelés ici : la règle d'optimisation de la dispersion résiduelle (§ I.1.4.1.), le critère de liaison de la pré-compensation optimale et la dispersion résiduelle en ligne (§I.1.5.1. et I.1.5.2.), puis l'impact plus fort des effets non-linéaires pour les cas de compensation en ligne parfaite (§ I.1.6.). De plus les notions de tolérance à ces paramètres sont aussi de toute première importance puisqu'ils peuvent limiter la bande spectrale de fonctionnement de systèmes WDM (§ I.1.4.3. , I.3.2.2.). La gestion de dispersion ayant été optimisée, la performance optimale des transmissions a aussi été présentée donnant une première approche des dépendances de la qualité de transmission en fonction des fibres de ligne employées (§ I.2. , I.3.1.3. , I.3.2.3.). Le paragraphe suivant s'attachera à étudier les variations des résultats de la première partie en changeant le débit de modulation utilisé (§II.1.) pour étendre notre vision autour du débit de 40 Gbit/s ou le format de modulation (§II.2.).

II. influence du débit et du format de modulation sur l'impact des effets non-linéaires et la gestion de la dispersion chromatique de liaisons terrestres

II.1. Etude de l'influence du débit de modulation

II.1.1. Principe des simulations

Une nouvelle campagne de simulations numériques est présentée ici dans le but d'élargir notre vision de la gestion de dispersion et de la résistance aux effets non – linéaires des signaux binaires à des débits de modulation différents, dans le cadre de transmission à canal unique sur 5x100 km. Ces simulations sont globalement basées sur le même principe que celles présentées au § I.1.1. avec le même schéma du système simulé (Cf. figure 3.2). Cependant les simulations présentées ici sont légèrement différentes.

Premièrement, le format de modulation choisi n'est plus le format NRZ mais un format de modulation RZ de forme d'impulsion sinusoïdale (soit une largeur des impulsions à mi-hauteur de 50 % du temps bit) et de taux d'extinction valant 13dB. Nous ne montrerons pas ici les différences de ce format avec le format NRZ en ce qui concerne la gestion de dispersion (cet aspect sera abordé au § II.2.) afin de nous concentrer sur l'évolution des performances des transmissions en fonction du débit de modulation. Le format RZ a été choisi pour cette campagne de simulation de grande ampleur, parce que c'est le seul réalisable lorsqu'on veut générer expérimentalement des séquences binaires à 160 Gbit/s via la technique du multiplexage temporel optique.

Le débit de modulation employé ici vaut : 10, 20, 40, 80 ou 160 Gbit/s. Les longueurs de séquences binaires utilisées pour modéliser la transmission à ces différents débits sont de 128 bits jusqu'au débit de 40 Gbit/s puis 512 bits à 80 Gbit/s et 1024 bits à 160 Gbit/s. La tolérance à la dispersion résiduelle dépendant de manière quadratique du débit de modulation, nous avons ajusté, pour chaque débit, les plages de variation de la dispersion résiduelle à atteindre. Celles-ci sont reportés dans le tableau 3.6. Ces valeurs de dispersion résiduelle peuvent paraître assez faibles par rapport à celles envisagées au § I.1.4.1. . Ceci vient de l'emploi du format de modulation RZ qui nécessite des dispersions résiduelles plus faibles que le format NRZ, comme nous le détaillerons au § II.2.1.1. Notons de plus ici, que pour le cas du débit de modulation de 160 Gbit/s, ces dispersions résiduelles s'échelonnent à 1 ps près !

Les fibres utilisées correspondront toujours aux fibres SMF, TeraLight et e-LEAF dont les caractéristiques sont rappelées dans le tableau 3.5, à ceci près que la pente de dispersion a été ramenée à une valeur nulle. Cette hypothèse supplémentaire n'a pas de retombées importantes sur l'évaluation de la qualité de transmission à canal unique pour les débits de modulation inférieurs à 40 Gbit/s. En ce qui concerne les transmissions aux débits supérieurs à 40 Gbit/s, le fait d'utiliser une pente nulle masquera l'effet de la variation de la dispersion résiduelle sur l'échelle d'un canal en fin de liaison. Néanmoins, pour ces débits de modulation, une compensation très fine de la dispersion résiduelle et de la pente de dispersion devra être réalisée dans tous les cas. Le fait de considérer une dispersion résiduelle quasi-nulle et une pente de dispersion résiduelle nulle revient donc à considérer que ces paramètres de dispersion et pente de dispersion, de la plus haute importance à ces débits, sont déjà ajustés et on cherchera à connaître quels devront être les réglages des autres paramètres du système pour améliorer la qualité de transmission.

Du point de vue de la réception, le filtrage optique est effectué par un filtre rectangulaire de 0.65 nm de bande passante pour le débit de 40 Gbit/s ainsi qu'un filtrage électrique de fonction de filtrage de type Bessel d'ordre 5 et de bande passante à 3 dB valant 28 GHz pour le débit de 40 Gbit/s. Pour les autres débits, les valeurs de bande passante du filtrage optique et du filtrage électrique sont adaptées proportionnellement au débit utilisé. Bien entendu, cela consiste à ne considérer que des équipements terminaux hypothétiques dans le cas des très hauts débits comme par exemple le cas du 160 Gbit/s pour lequel la bande électrique de la photodiode vaut, dans ces simulations, 112 GHz ! Néanmoins le but est uniquement, ici, de comparer l'impact du jeu conjoint de la dispersion et des effets non-linéaires de type Kerr sur les pénalités de transmission.

Caractéristiques données à 1.55 µm

	GVD	GVD pente	α	A_{eff}	n_2
	ps/nm/km	ps/nm²/km	dB/km	µm²	10^{-20} m²/W
Fibres de transmission					

SMF	17.0	0	0.20	78	2.7
Alcatel Teralight	8.0	0	0.20	65	2.7
Corning e-LEAF	4.25	0	0.20	72	2.7
Fibres de compensation					
DCF	-80.0	0	0.6		0
SMF	17.0	0	0.20		0

tableau 3.5 : Rappel des caractéristiques de fibres pour les simulations à plusieurs débits de modulation. Attention ici, nous avons choisi d'annuler la pente de dispersion chromatique.(remarque : les valeurs des paramètres peuvent présenter de légères variations par rapport à celles du tableau 3.2 compte-tenu de l'évolution technologiques des fibres mais ces variations n'ont pas un impact majeur sur les conclusions des simulations présentées)

Les paramètres de gestion de dispersion chromatique utilisés pour les différentes fibres sont résumés dans le tableau 3.6 suivant. Les domaines de variation de la puissance d'entrée dans les tronçons sont légèrement variables selon le débit de modulation employé.

Valeurs des paramètres de simulation		
Puissance d'entrée (dBm)	*10 Gbit/s : [3, 5, 7, 9, 11, 13] ; 20 Gbit/s : [3, 5, 7, 9, 11] ; 40, 80, 160 Gbit/s : [1, 3, 5, 7, 9]*	
Dispersion résiduelle (ps/nm)	*[-5, 0, 5, 10, 15, 20, 25, 30 ps/nm] x [40 Gbit/s / débit (Gbit/s)]²*	
Pré-compensation (ps/nm)	**SMF**	[-900 à 300], par pas de 100
	Alcatel Teralight	[-900 à 300], par pas de 100
	Corning e-LEAF	[-900 à 300], par pas de 100
Dispersion résiduelle en ligne (ps/nm) (Comp. en ligne. = disp. résiduelle du système : (Fibre de ligne + module DCF)	**SMF**	[-400 à 450] par pas de 50
	Alcatel Teralight	[-200 à 200] par pas de 25
	Corning e-LEAF	[-150 à 100] par pas de 12.5

tableau 3.6 : Paramètres de variation de la gestion de dispersion chromatique pour les simulations à plusieurs débits de modulation.

II.1.2. Résultats bruts

Les résultats bruts sont toujours représentés avec la méthode du § I.1.2. . Le nombre de simulations de transmission effectuées pour cette campagne est proche de 480 000 ! Nous ne représenterons donc pas tous les résultats bruts de transmission. Partant par exemple des résultats sur fibre TeraLight au débit de 40 Gbit/s présentés à la figure 3.54, nous ne conserverons pour la suite que le sous-graphique (pré-compensation / dispersion résiduelle en ligne) correspondant à la dispersion résiduelle qui fournit la meilleure performance de transmission. Pour ce cas, il s'agit par exemple pour la puissance d'entrée dans les tronçons de 1 dBm de la dispersion résiduelle valant 0 ps/nm, puis pour 3, 5, 7 et 9 dBm, des dispersions résiduelles valant respectivement 0, 5, 5, puis 10 ps/nm. Les sous-graphiques correspondant seront donc extraits (comme le montrent les cercles à la figure 3.54) pour construire une figure plus synthétique pour les résultats bruts.

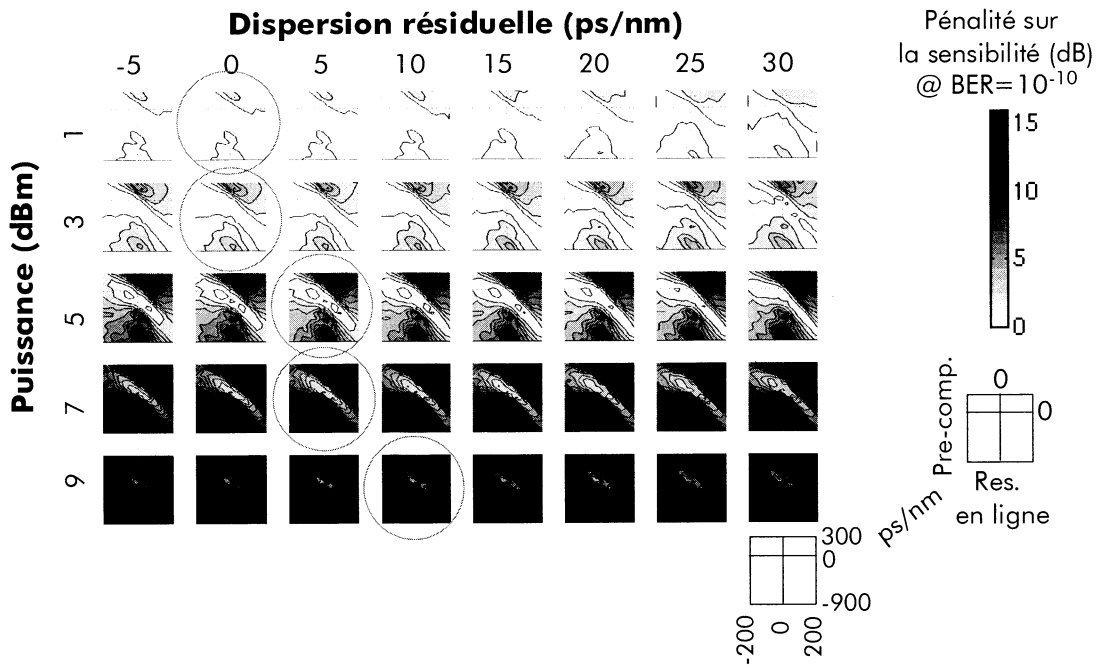


figure 3.54 : Exemple de résultats de transmission au débit de 40 Gbit/s sur fibre TeraLight.

La figure résultante présentant les performances de transmission pour toutes les fibres et débits de modulation simulés est, quant à elle fournie à la page suivante (figure 3.55). Sur cette figure 3.55, les sous-graphiques sélectionnés à la figure 3.54 sont entourés par une ellipse. De la même façon, l'ensemble des sous-graphiques pour tous les débits et fibres de transmission sont reportés sur cette figure, chacun pour la meilleure dispersion résiduelle obtenue. Nous n'allons pas ici, décrire de façon détaillée l'ensemble des résultats de pénalité présenté sur cette figure. Néanmoins nous ferons quelques remarques sur la gestion de dispersion chromatique et, en particulier, en ce qui concerne les réglages de pré-compensation et compensation en ligne, au paragraphe suivant. Ensuite nous présenterons les seuils en puissance dus aux effets non-linéaires et leurs variations en fonction du débit et du type de fibre au § II.1.4. et nous y verrons une nouvelle observation importante.

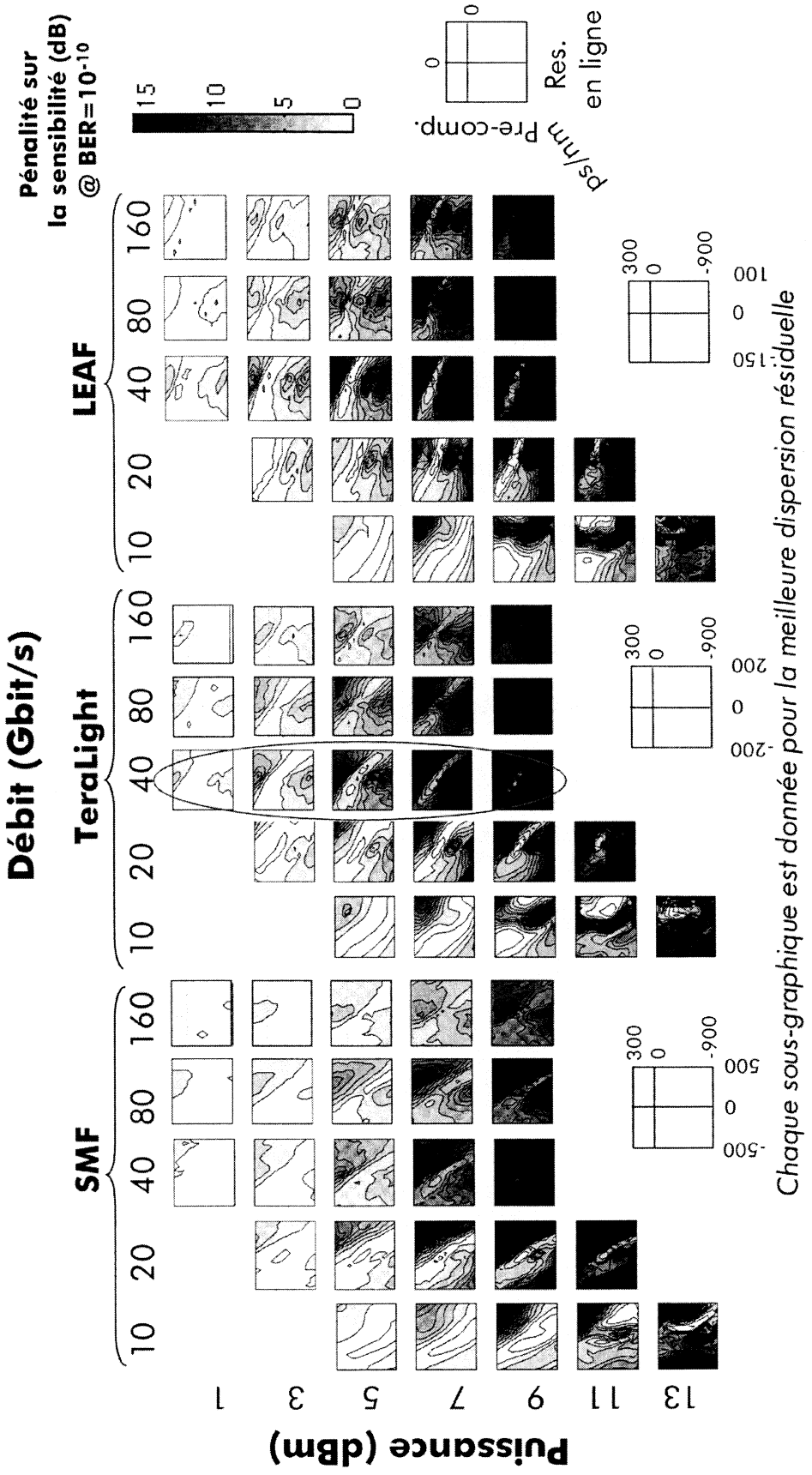


figure 3.55 : Résultats bruts de transmission sur 5x100 km de fibre SMF, TeraLight et e-LEAF à plusieurs débits de modulation.

II.1.3. Remarques sur la validité des règles de gestion de dispersion lorsqu'on change le débit de modulation

Nous ne testerons pas ici, avec précision l'ensemble des règles de gestion de dispersion chromatique vues au § I.1. Cependant, les sous-graphiques de pénalité de transmission en fonction de la pré-compensation et la compensation en ligne à la figure 3.55, montrent une « zone blanche de bon fonctionnement » en diagonale pour les débits allant de 20 Gbit/s à 160 Gbit/s avec une position et une inclinaison (dans le plan pré-compensation – compensation en ligne) identiques. Pour le débit de 10 Gbit/s et dans les cas de puissance d'entrée dans les tronçons à partir de 9 dBm, on ne retrouve pas cette liaison nette entre la pré-compensation optimale et la dispersion résiduelle en ligne. La règle de gestion de dispersion fixant cette liaison (Cf. § I.1.5.) voit donc son domaine de validité limité aux débits supérieurs à 10 Gbit/s ou au débit de 10 Gbit/s pour les puissances d'entrée dans les tronçons inférieures à 9 dBm (pour les cas de transmission sur 5x100 km). Pour ce débit de 10 Gbit/s et dans les cas de forte puissance, l'action conjointe de la dispersion chromatique et des effets non-linéaires implique des gestions de dispersion suivant des règles a priori différentes.

Outre cette liaison entre pré-compensation optimale et dispersion résiduelle en ligne, on retrouve les différentes zones explicitées au § I.1.6. , avec notamment, des pénalités de transmission plus fortes pour les configurations de gestion de dispersion avec une compensation en ligne proche de 100 %. Dans certains cas, par exemple à 160 Gbit/s sur SMF avec une puissance d'entrée de 7 dBm, on assiste à une séparation de la « zone blanche diagonale » en deux régimes de bon fonctionnement (M et D à la figure 3.37) correspondant aux cas de cartes de dispersion montantes et descendantes.

Par ailleurs pour une même puissance d'entrée dans les tronçons, si on regarde successivement les résultats à différents débits de modulation, on remarque que les pénalités de transmission ne s'aggravent pas de façon monotone lorsque le débit de modulation augmente. C'est l'objet du paragraphe suivant.

II.1.4. Evolution des seuils en puissance et observation importante sur la performance des transmissions à canal unique

Nous allons ici, analyser les seuils en puissance dus aux effets non-linéaires pour les différentes fibres et les différents débits, dans les cas de gestion de dispersion optimale sur l'ensemble des transmissions simulées. La figure 3.56, donne ces pénalités de transmission minimales en fonction de la phase non-linéaire cumulée (Cf. § I.2.). Chaque graphique correspond à une fibre de ligne : SMF, TeraLight ou e-LEAF tandis que chaque courbe d'un graphique fournit le seuil en puissance à un débit de modulation donné. S'il l'on choisit d'analyser le graphique concernant la fibre SMF, on s'aperçoit d'une chose surprenante : les seuils en puissance (ou plutôt en phase non-linéaire ici) pour les différents débits, n'apparaissent pas de façon monotone. Les débits autorisant une phase non-linéaire cumulée importante sont d'abord les débits de 10 et 20 Gbit/s, puis viennent ensuite les débits de 160 Gbit/s et 80 Gbit/s et enfin le débit « résistant le moins aux effets non-linéaires » sur cette fibre est le débit de 40 Gbit/s ! Encore un autre élément surprenant : l'ordre des seuils en puissance varie avec la fibre choisie, pour la fibre TeraLight et la e-LEAF c'est : 10, 20, 40, 160, 80 Gbit/s mais la e-LEAF présente un seuils à 40 Gbit/s pour des phases non-linéaires cumulées plus importantes que la fibre TeraLight. Si on ce concentre maintenant sur le débit de 40 Gbit/s pour les trois fibres, on retrouve bien l'ordre des seuils étudiés au § I.2. pour lequel les fibres à plus forte dispersion étaient plus pénalisées par les effets non-linéaires intracanal.

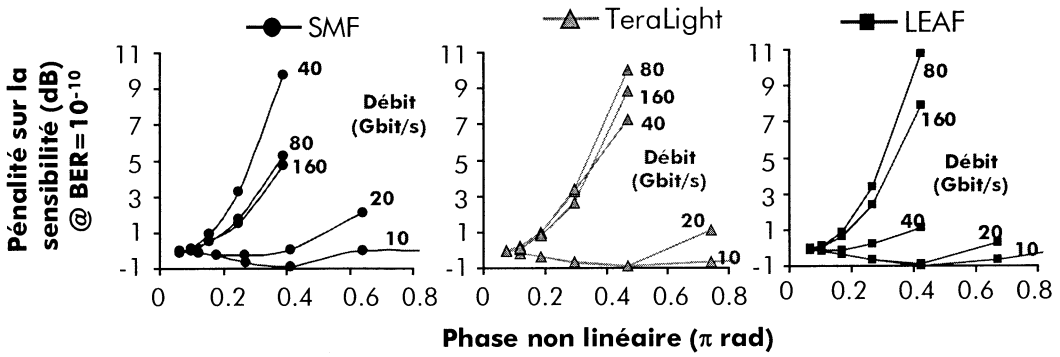
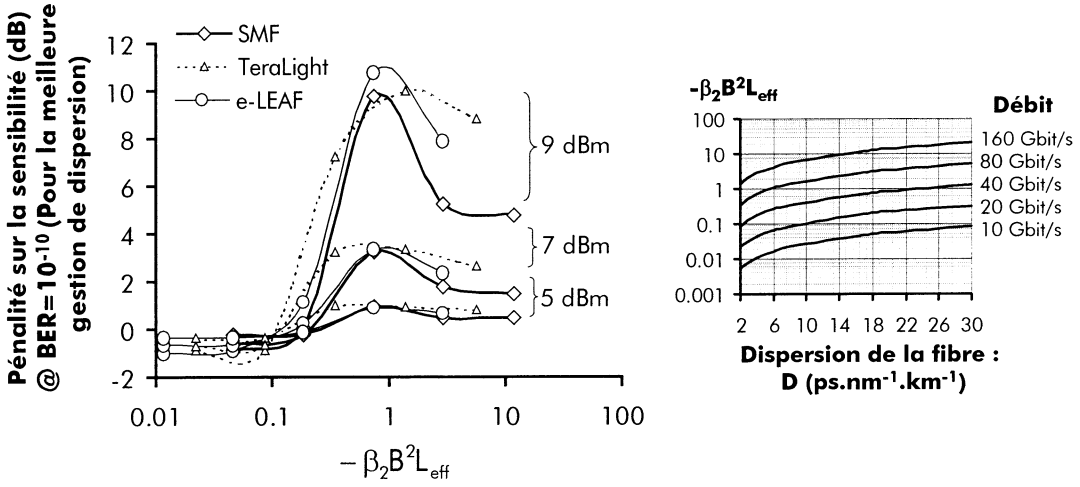


figure 3.56 : Pénalités de transmission minimales parmi toutes les gestions de dispersion explorées en fonction de la phase non-linéaire cumulée, pour les différents cas de fibres et débits de modulation.

Pour étudier la variation des pénalités de transmission obtenues pour les meilleures cartes de dispersion, en fonction du débit et du type de fibre utilisée, nous avons choisi de reporter les pénalités de la figure 3.56, en fonction de la variable $-\beta_2 B^2 L_{eff.}$, où β_2 correspond à la dispersion de la vitesse de groupe définie au chapitre 1 équation 1.20 et liée à la dispersion D de la fibre par l'équation 1.21, B le débit de modulation et $L_{eff.}$, la longueur effective définie en équation 1.50 et valant environ 21.5 km dans l'étude (α=0.2 dB/km, $L_{tronçon}$=100 km). La figure 3.57 (b) fournit une abaque qui permet de trouver facilement cette variable $-\beta_2 B^2 L_{eff.}$ en fonction de la dispersion des fibres et du débit de modulation. La figure 3.57 (a) donne alors ces variations de pénalité en fonction de $-\beta_2 B^2 L_{eff.}$, pour les trois fibres, et l'exemple des puissances d'entrée de 5,7 et 9 dBm. On remarque alors, que les pénalités de transmission passent par un maximum correspondant à une valeur de $-\beta_2 B^2 L_{eff.}$ donnée (proche de 1). Mais ce n'est pas le seul point étonnant : la valeur de $-\beta_2 B^2 L_{eff.}$ pour laquelle ce maximum de pénalité est atteint ne dépend pas du type de fibre choisi, de la puissance d'entrée dans la fibre ou du débit de modulation. C'est-à-dire que pour un débit donné, il existe une valeur de dispersion de fibre à éviter et ce, même pour une gestion de dispersion optimisée! On note ici que ce maximum de pénalité correspond à peu près, au cas de la fibre SMF à 40 Gbit/s ou la e-LEAF à 80 Gbit/s .



(a) (b)

figure 3.57 : (a) Report des pénalités minimales de la figure 3.56, mais en fonction de la variable $-\beta_2B^2L_{eff}$ pour trois valeurs de puissance d'entrée différentes et (b), abaque pour retrouver $-\beta_2B^2L_{eff}$ en fonction de la dispersion de la fibre et du débit de modulation sachant que l'on a pris, ici, une longueur effective de 21.5km (b).

Cette observation n'est pas complètement nouvelle, on retrouve dans l'article **[134],** le même type de variation de la pénalité en fonction du produit DB^2. Néanmoins cette étude avait été faite dans un cas très particulier de gestion de dispersion chromatique et il était alors loin d'être évident que ce maximum de pénalité ne provenait tout simplement pas d'une meilleure adaptation de la gestion de dispersion choisie, à une fibre ou un débit donnés. Par la figure 3.57, nous avons confirmé les résultats de **[134]**, et étendu la portée de cette observation aux cas des systèmes gérés en dispersion chromatique. En effet le maximum de pénalité observé à la figure 3.57 ne peut pas être éradiqué par l'emploi d'une répartition particulière des fibres de compensation. En ce qui concerne la comparaison des fibres de ligne, pour leur emploi dans les infrastructures de transmission, la figure 3.57, donne un élément très important quant à la valeur de dispersion locale à éviter, pour un débit donné. L'optimisation de la dispersion locale de la fibre est un sujet de grand intérêt pour les systèmes et les fabricants de fibre, et a souvent fait l'objet de grandes campagnes de simulations. Il faut ici, bien garder à l'esprit que les résultats de la figure 3.57, fournissent un point de vue pour les systèmes de transmission à canal unique et au format de modulation RZ. L'extension d'une telle étude pour des transmissions WDM reste à effectuer. Une telle étude quantifiera les dégradations des transmissions dues aux effets non-linéaires croisés qui eux sont d'autant plus importants que la longueur de *walk-off* est longue c'est-à-dire que le débit et la dispersion locale de la fibre sont faibles, ainsi que l'espacement spectral entre canaux. On devrait donc voir apparaître sur la figure 3.57, pour une valeur de $-\beta_2B^2L_{eff.}$ faible, des pénalités supplémentaires dues aux aspects WDM. A ce sujet, une étude, par simulation numérique, a montré un optimum de dispersion locale proche de 4 $ps.nm^{-1}.km^{-1}$ **[133]** pour les transmissions WDM à 40 Gbit/s avec un espacement spectral de 200 GHz, ce qui n'est pas en contradiction avec nos résultats de transmission à canal unique (les effets WDM jouant peu à ce débit de modulation). A 10 Gbit/s, il a par ailleurs été montré que la valeur, fournissant un bon compromis entre les effets présents dans les transmissions à canal unique et ceux du cas WDM, était de 8 $ps.nm^{-1}.km^{-1}$ [54], valeur pour laquelle on constate bien sur la figure 3.57 (a) que l'on reste éloigné du maximum de pénalité (valeur de $-\beta_2B^2L_{eff}$ proche de 0.05 pour ce débit et cette dispersion de fibre). Par ailleurs, pour établir une comparaison plus complète des performances de transmissions WDM sur différentes fibres de ligne, il faut aussi avoir à l'esprit les difficultés, liées à la pente de dispersion chromatique, explicitées au § I.3.2.2.

Enfin, comme prolongement de l'étude, il serait intéressant d'explorer le comportement des courbes de la figure 3.57, pour des dispersions locales de fibres négatives.

Mis à part les prolongement possibles de cette étude, les origines physiques du maximum de pénalité de la figure 3.57, obtenu pour une valeur fixée de $-\beta_2B^2L_{eff}$, ne sont pas encore bien explicitées. Il s'agirait probablement d'une pénalité liée aux effets non-linéaires intra-canaux**[134]** développés au chapitre 1 § I.6.1.4. , et en particulier de l'i-FWM (mélange à quatre ondes intra-canal) pour lequel l'accord de phase dépendrait du paramètre $-\beta_2B^2L_{eff}$. Nous verrons dans le § II.2. , que le maximum de pénalité de la figure 3.57 peut être réduit par l'emploi de formats de modulation

particuliers ainsi que le lien entre les effets non-linéaires intra-canaux et le gain obtenu par changement de format de modulation.

II.2. Etude de l'influence du format de modulation

Dans cette partie nous allons présenter des résultats de simulations numériques au format de modulation RZ ou CS-RZ. Le but recherché ici, n'est pas de reconduire l'intégralité de l'étude faite aux paragraphes précédents en changeant le format de modulation, mais plutôt de tester les différentes règles de gestion de dispersion ou conclusions sur les performances de transmission pour quelques cas particuliers. Par conséquent, chaque paragraphe reprendra partiellement une des approches effectuées aux paragraphes précédents pour voir l'influence d'un changement de format de modulation.

II.2.1. Comparaison RZ/NRZ pour les transmissions à 40 Gbit/s à canal unique

Un grand nombre d'études ont déjà été menées concernant la comparaison des formats de modulation RZ et NRZ. Pour les transmissions à canal unique, il a été montré à plusieurs reprise des performances meilleures pour le format de modulation RZ en termes de résistance aux effets non-linéaires [153],[156] et une tolérance à la dispersion résiduelle moins importante que le format NRZ [155]. Par conséquent, nous expliciterons dans ce paragraphe II.2.1. les apports nouveaux des travaux de simulation, en mettant en évidence les éventuels changement des règles de gestion de dispersion chromatique du § I.1. lorsqu'on choisit d'utiliser le format de modulation RZ au lieu du format NRZ. Ce format de modulation RZ peut avoir une forme d'impulsion de type sinusoïdal avec un taux d'extinction de 13 dB et une largeur à mi-hauteur de 50 % du temps bit. Il sera alors noté RZ(50%). On utilisera le format de modulation RZ avec des impulsions de type gaussien d'une largeur à mi-hauteur de 25 % du temps bit et il sera noté, quant à lui RZ(25%). Le paragraphe II.2.1.1. traitera de la règle de gestion de dispersion concernant l'optimisation de la dispersion résiduelle tandis que le paragraphe II.2.1.2. examinera les autres paramètres de la gestion de dispersion, c'est-à-dire la pré-compensation et la compensation en ligne.

II.2.1.1. *Règle de gestion de dispersion sur la dispersion résiduelle*

En vue d'étudier la variation de dispersion résiduelle optimale avec le format de modulation, nous avons reproduit ici les simulations de transmission de 3, 5, 7 ou 10 tronçons de 100 km du § I.1.1. uniquement dans le cas d'un système utilisant la SMF, mais en modulant le signal aux formats RZ(50%) et RZ(25%) explicités précédemment. La figure 3.58, montre les résultats de pénalités de transmission sous la même forme qu'au § I.1.4.1. , c'est-à-dire par la dispersion résiduelle optimale en fonction de la phase non-linéaire cumulée dans la transmission. A titre de comparaison, les résultats qui avaient été obtenus pour le format de modulation NRZ ont été reportés sur la figure. Les deux conclusions qu'on peut tirer de ces résultats sont que la variation de la dispersion résiduelle ne dépend en effet que de la phase non-linéaire cumulée comme s'était le cas pour le format NRZ, mais que la pente de variation, de cette évolution quasi-linéaire de la dispersion résiduelle optimale, dépend du format de modulation choisi. Prenons, par exemple, le cas de transmissions où la phase non-linéaire cumulée atteint 0.2π. Le format NRZ nécessite une dispersion résiduelle d'environ 50 ps/nm tandis que le format RZ(50%) requiert une dispersion résiduelle de seulement 10

ps/nm. Pour le format de modulation RZ(25%) les pas de variation des paramètres ne permettent pas d'évaluer correctement la valeur de dispersion résiduelle optimale puisque celle-ci est proche d'une valeur nulle. Il faut donc garder à l'esprit que l'on ajustera la valeur de post-compensation pour obtenir une dispersion résiduelle plus faible pour les formats de modulation RZ que pour le format NRZ.

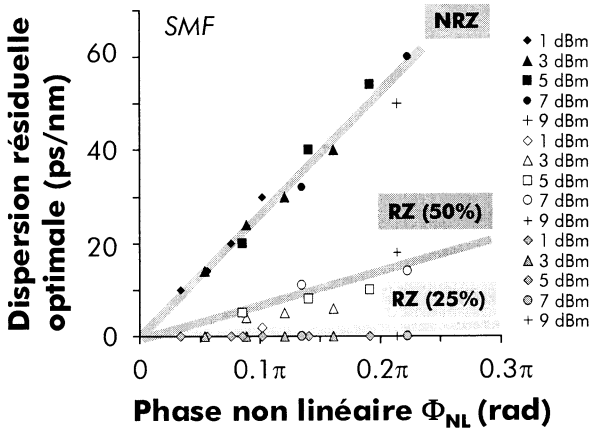


figure 3.58 : Comparaison des variations de la dispersion résiduelle optimale en fonction de la phase non-linéaire entre les trois formats de modulation : NRZ, RZ(50%), RZ (20%). La comparaison est effectuée pour des transmissions sur SMF.

Une observation telle que celle de la figure 3.58 peut s'expliquer par le fait que les impulsions courtes sont plus affectées par la dispersion chromatique et, en conséquence, tolèrent une dispersion résiduelle relativement plus faible que des impulsions plus longues. Par ailleurs pour limiter l'impact global des effets de propagation, une compensation partielle de la dispersion en fin de liaison permet de « compenser » le *chirp* induit par les effets non-linéaires. Au débit de 10 Gbit/s, pour lequel la durée des symboles et donc des impulsions, est plus longue, la tolérance à la dispersion chromatique étant environ 16 fois plus importante, et il est courant d'observer des dispersions résiduelles optimales de l'ordre de la centaine de ps/nm [54]. De la même façon ici, le format de modulation NRZ comprend en moyenne des impulsions de durée plus longue que les formats de modulation RZ et il est donc plus aisé, pour ce format NRZ de ne compenser que partiellement la dispersion en fin de liaison. Cette légère sous-compensation de dispersion en fin de liaison peut alors être bénéfique quant à la réduction de l'impact des effets non-linéaires. Mises à part ces hypothèses d'explication on retiendra ici que la règle de gestion de dispersion fixant la dispersion résiduelle optimale reste valable à condition de prendre en compte la dépendance au format de modulation du coefficient de proportionnalité avec la phase non-linéaire. Le travail effectué ici, en simulations numériques, montre à quel point, lors d'une comparaison entre formats, il faut bien optimiser dans chaque cas la gestion de dispersion si on ne veut pas tirer des conclusions fausses.

II.2.1.2. *Pré-compensation et compensation en ligne*

Regardons maintenant si la liaison entre la pré-compensation de dispersion optimale et la dispersion résiduelle en ligne explicitée au § I.1.5. pour le format NRZ, change en employant, cette fois le format de modulation RZ(50%). La figure 3.59 prend l'exemple d'une transmission à canal unique sur 5x100 km de fibre TeraLight pour faire la

comparaison. Nous avons alors juxtaposé les résultats de pénalités de transmission en fonction de la pré-compensation de dispersion et la dispersion résiduelle en ligne pour un cas de puissance d'entrée dans les tronçons (5 dBm) et une dispersion résiduelle, optimisée pour chaque format de modulation, suivant l'observation du paragraphe précédent. Dans les deux cas de formats de modulation, nous avons pris soin de préciser (par des symboles sur la figure 3.59), les valeurs de pré-compensation de dispersion permettant d'atteindre, pour les différentes valeurs de dispersion résiduelle en ligne, les pénalités de transmission minimales. On retrouve ainsi, pour le format NRZ, le lien entre pré-compensation optimale et dispersion résiduelle en ligne. En observant le graphique central de la figure 3.59, on déduit qu'il existe aussi un tel lien pour le format de modulation RZ(50%). Le dernier graphique de cette figure affiche, pour les deux formats de modulation séparément, les marques des valeurs de pré-compensation optimales trouvés dans les deux premiers graphiques. On peut donc déduire facilement que la règle de gestion de dispersion concernant le lien entre pré-compensation optimale et dispersion résiduelle en ligne reste inchangée pour le format de modulation RZ.

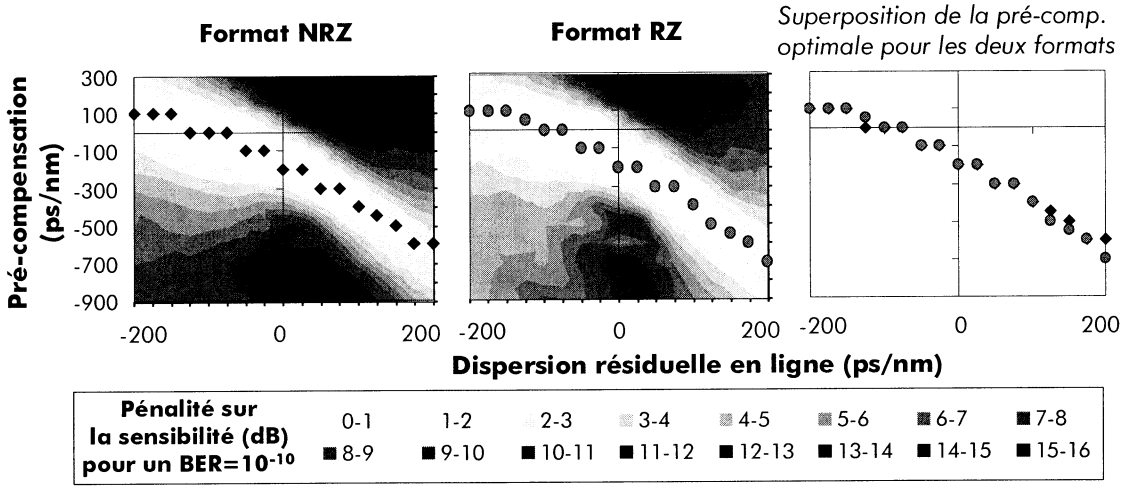


figure 3.59 : Comparaison du lien entre la pré-compensation de dispersion optimale et la dispersion résiduelle en ligne vu au § I.1.5. entre les formats de modulation NRZ et RZ(50%) dans le cas particulier de transmission sur fibre TeraLight. Les losanges noirs et ronds gris donnent les valeurs discrètes des pré-compensation optimales pour les formats NRZ et RZ respectivement et sont reportés à droite pour la comparaison.

Au delà de la conservation des « zones de transmission optimales » sur les deux premiers graphiques de la figure 3.59, on peut aussi commenter rapidement les différences concernant les zones de fortes dégradation de la qualité de transmission, notamment proches du cas de compensation en ligne parfaite (Cf. § I.1.6.). On remarque, pour le cas du format de modulation RZ et pour les configurations de sur-compensation de dispersion en ligne et forte dispersion résiduelle (en bas à gauche des graphiques), que la tolérance à la pré-compensation croît plus rapidement que pour le format NRZ lorsqu'on diminue la dispersion résiduelle en ligne. Autrement dit, les pénalités de transmissions pour des configurations de gestion de dispersion où la compensation en ligne avoisine 100 % (+/- 10 %) sont plus fortes pour le format NRZ que pour le format RZ. Si tant est que ces dégradations de la qualité de transmission proviennent des effets non-linéaires intra-canaux comme nous l'avons évoqué au § I.1.6.), on peut intuitivement penser que l'impact des effets non-linéaires intra-canaux

est légèrement réduit par l'emploi du format de modulation RZ plutôt que le format NRZ dans ces zones de gestion de dispersion, proche du cas de compensation en ligne parfaite. Ce type d'observation sera corroboré par la suite.

II.2.2. Comparaison RZ/NRZ pour les transmissions 40 x 40 Gbit/s, intérêt d'un filtrage à l'émission

Les comparaisons de gestion de dispersion entre formats de modulation NRZ et RZ précédentes concernaient les transmissions à canal unique. Ici, nous allons donner un éclairage pour la comparaison des formats, dans le cadre des transmissions WDM. Une publication fait état d'une comparaison entre format de modulation RZ et NRZ dans une configuration WDM concluant sur une performance comparable entre les deux formats, le format RZ perdant l'avantage qu'il présentait sur le format NRZ, pour des transmissions à canal unique [157]. L'originalité du travail présenté ici réside ici dans la forte densité spectrale de 0.4 $bit.s^{-1}.Hz^{-1}$ et le grand nombre de canaux, comparé à l'article **[157]**, qui faisait intervenir 8 canaux à la densité spectrale de 0.1 $bit.s^{-1}.Hz^{-1}$. Par ailleurs une étude intéressante de l'influence d'un filtrage à l'émission est aussi proposée.

La comparaison est basée sur une répétition, dans le cas du format de modulation RZ(50%), des simulations sur 3x100 km de fibre e-LEAF présentées au § I.3.2.3. pour le format NRZ avec une puissance d'entrée dans les fibres de ligne de 5dBm et dans les fibres de compensation de –5 dBm. Dans ces nouvelles simulations, la dispersion résiduelle a aussi été ajustée canal par canal et optimisée. La largeur de la bande de filtrage optique, pour le démultiplexage en fin de liaison, a été fixée à 0.65nm pour le format RZ, alors qu'elle était de 0.6 nm pour le format NRZ, toujours pour un souci d'optimisation du filtrage en configuration WDM.

La figure 3.60 fournit les résultats obtenus en termes de sensibilité des canaux en configuration *back-to-back* (graphiques du bas), puis de pénalité de transmission (graphique du haut), toute deux pour un taux d'erreurs de 10^{-10}. Les graphiques de gauche concernent les transmissions au format NRZ, tandis que ceux de droite au format RZ. Par ailleurs, les graphiques de sensibilité en configuration *back-to-back* sont agrémentés de la valeur de sensibilité obtenue pour un format de modulation donné et un seul canal de transmission, avant multiplexage des canaux. Cette valeur vaut environ –30 dBm pour le format NRZ et –31 dBm pour le format RZ, accusant ainsi 1 dB de sensibilité supplémentaire en faveur du format RZ. Après multiplexage des canaux, les sensibilités montrent, d'un canal à l'autre, et pour les deux formats, des évolutions légèrement chaotiques. Ceci provient de la décorrélation aléatoire des données entre les séquences des canaux WDM et nous n'y reviendrons pas. On remarque qu'en moyenne les sensibilités en configuration *back-to-back* sont similaires pour les deux formats. Ceci met en évidence que le format de modulation RZ a été pénalisé lors du multiplexage, par la *diaphotie* linéaire (Cf. Chapitre 1 § II.2.3.), compte-tenu de sa largeur spectrale de modulation plus importante. Ce type d'observation a déjà été discutée au chapitre 2.

Regardons maintenant les pénalités de transmission. On constate sur la figure 3.60, que les pénalités de transmission sont, elles aussi, plus importantes pour le format RZ. Or, et ceci n'est pas montré sur cette figure, les pénalités de transmission à canal unique pour ces deux formats sont similaires[158]. Par conséquent, on peut en déduire que le format de modulation RZ est plus pénalisé par les effets non-linéaires croisés entre les différents canaux ou par un élargissement des spectres des canaux causé par la SPM et qui provoque, lors du démultiplexage, une *diaphotie* entre canaux accrue par

rapport à celle obtenue en configuration *back-to-back*. Ces observations donnent donc l'avantage au format de modulation NRZ, en ce qui concerne les transmissions WDM Nx40 Gbit/s avec 100 GHz d'espacement spectral entre canaux.

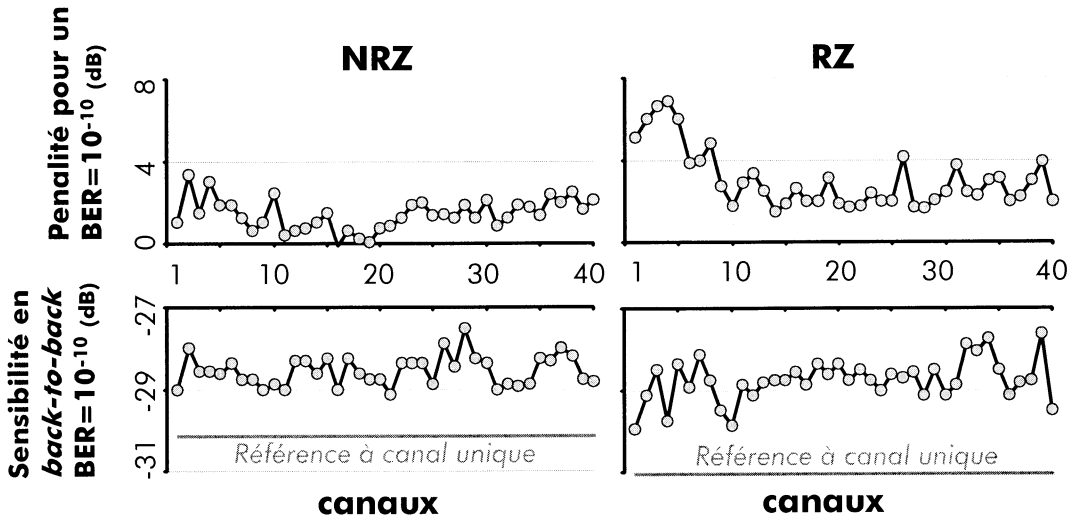


figure 3.60 : Résultats de transmission pour les transmissions 40x40 Gbit/s sur 3x100 km de e-LEAF pour les formats de modulation NRZ et RZ. La partie basse donne les valeurs de sensibilité sans la ligne de transmission auxquelles il faut ajouter les pénalités de transmission de la partie haute pour obtenir les sensibilités en fin de propagation.

Nous allons maintenant voir l'évolution des résultats précédents lorsqu'on applique un filtrage à l'émission des canaux. L'étude du filtrage à l'émission a plus amplement été traitée lors du chapitre 2. La figure 3.61 rappelle le principe d'une telle technique qui consiste à placer un dispositif filtrant avant multiplexage des canaux. La partie haute de la figure décrit la configuration de l'émetteur et donne les spectres WDM obtenus après multiplexage pour les deux formats de modulation, pour le cas sans filtrage à l'émission, tandis que la partie basse remplit les mêmes taches pour la configuration avec filtrage à l'émission. On remarque bien sur les spectres qu'un filtrage avant multiplexage permet d'éviter un « mélange » trop important des composantes spectrales des différents canaux pour les deux formats de modulation.

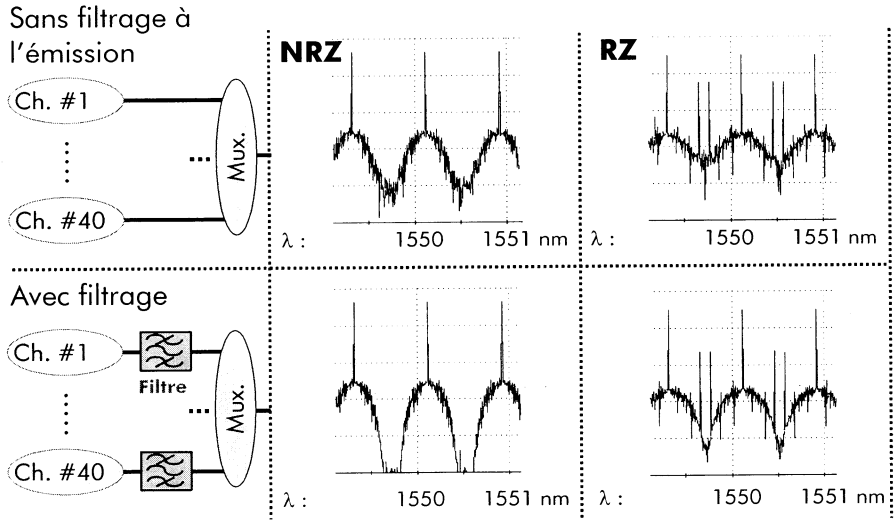


figure 3.61 : Montage de l'émetteur, en haut, pour le cas sans filtrage des canaux à l'émission et en bas, avec filtrage. La partie droite montre les différents spectres des canaux WDM obtenus après multiplexage dans chaque configuration et pour les formats NRZ et RZ.

Pour étudier les résultats obtenus après filtrage à l'émission et ce, pour les deux formats, nous avons ajouté, sous la forme de symboles triangulaires, les sensibilités et les pénalités correspondantes sur celles de la figure 3.60, l'ensemble étant présenté en figure 3.62. Les graphiques de sensibilité permettent de confirmer les résultats du chapitre 2 concernant l'intérêt du filtrage à l'émission. On remarque en effet, pour les deux formats, que les sensibilités sont améliorées et rendues plus homogènes sur l'ensemble des canaux. De plus on constate que cette opération de filtrage est plus profitable au format RZ puisqu'il retrouve, après celle-ci, 1 dB de sensibilité d'avance sur le format NRZ, comme c'était le cas pour la référence à canal unique. De plus, et c'est là où nous voulions en venir ici, les pénalités de transmission sont considérablement réduites pour le cas du format RZ, tandis qu'elle restent stables dans le cas du format NRZ. Les pénalités de transmission pour les deux formats deviennent similaires lorsqu'on applique un filtrage à l'émission. Au final, on peut conclure ici, que le filtrage à l'émission renverse la comparaison de la performance des formats de modulation constatée sans filtrage ! La comparaison de la performance des formats de modulation est souvent chose délicate et les résultats présentés ici montrent à quel point il faut être prudent lors d'une comparaison, puisque les conclusions varient aisément avec les configurations de système de transmission choisies. Cette comparaison des formats de modulation a par ailleurs fait l'objet de l'article **[158]**.

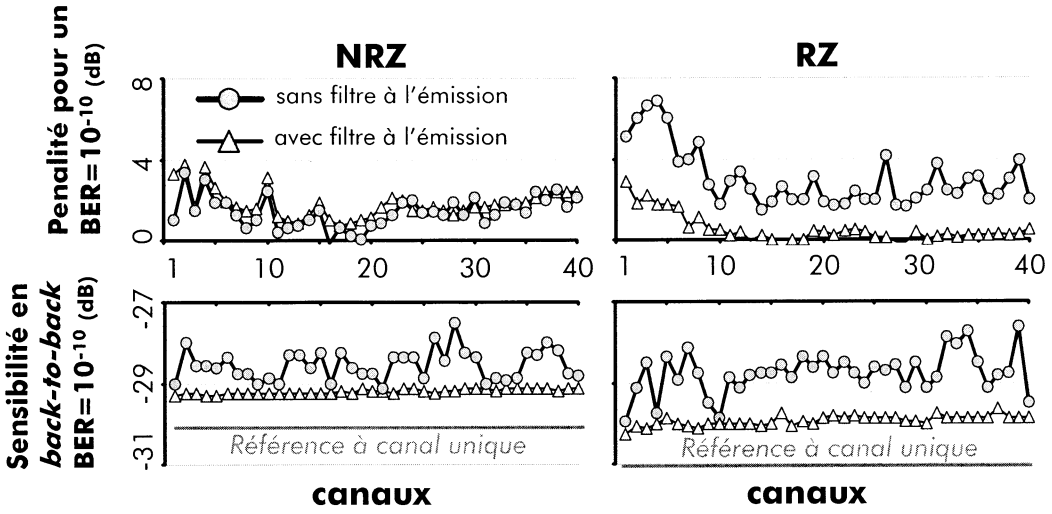


figure 3.62 : Reprise de la figure 3.60 avec adjonction, pour chaque format de modulation, du cas où un filtrage à l'émission est effectué (symboles triangulaires).

II.2.3. Comparaison RZ/CS-RZ pour les transmissions à 160 Gbit/s à canal unique

II.2.3.1. *Principe des simulations*

Une autre campagne de simulations à été menée dans le but d'étudier et d'optimiser la propagation des signaux pour les transmissions terrestres au débit de 160 Gbit/s. Nous ne montrerons pas ici l'intégralité des résultats obtenus, du point de vue de la gestion de dispersion et des performances de transmission à ce débit. Néanmoins nous avons extrait une comparaison entre formats de modulation pour des transmissions de 3 tronçons de 100 km sur SMF. La finalité ici est de montrer l'impact d'un changement de largeur d'impulsion ou l'impact de sauts de phases entre les impulsions de canaux modulés au débit de 160 Gbit/s sur la qualité de transmission. En effet, pour ce débit de 160 Gbit/s la dispersion chromatique joue un rôle encore plus important que pour le débit de 40 Gbit/s. Les dégradations proviennent très majoritairement des effets non-linéaires internes à chaque canal, et les pénalités de transmission sont par conséquent, seulement liées à des phénomènes à l'échelle du canal de transmission, à savoir : la dispersion chromatique, l'automodulation de phase (SPM), le mélange à quatre onde intra-canal (i-FWM) et la modulation de phase croisée entre impulsions (i-XPM). Des articles ont par ailleurs mis en évidence l'intérêt de la réduction de la taille des impulsions et de l'addition de sauts de phase entre impulsion pour limiter de tels effets « intra-canaux » [160],[159] mais en employant qu'un nombre très limité de configuration de gestion de dispersion chromatique.

Les simulations montrées ici font intervenir un format de modulation RZ de forme d'impulsion de type sinusoïdale noté RZ(50%), un format RZ composé d'impulsions de forme gaussienne noté RZ(20%) et le format de modulation CS-RZ. Ce dernier format, ainsi que la manière de l'obtenir sont présentés au chapitre 1 § II.1.3. . Il provient d'un format de modulation NRZ que l'on vient moduler à nouveau par une horloge sinusoïdale qui couvre, en amplitude, une période de fonction de transfert du modulateur (Cf. chapitre 1 II.1.2.) et dont la fréquence de modulation correspond à la moitié de la fréquence d'information. Ainsi les impulsions obtenues ont une forme de

demi-sinusoïde, d'une largeur d'environ 60 % du temps bit et sont alternées en phase d'une impulsion à l'autre (0, π, 0, π ...). La génération d'un tel format est a priori restreinte à la technique du multiplexage temporel électrique, même si, une publication a fait état de la possibilité de décaler en phase des impulsions multiplexées dans le temps de manière optique au débit de 40 Gbit/s [167]. Le test de ce format de modulation au débit de 160 Gbit/s se cantonne donc pour l'instant, à une étude pseudo-réaliste en simulation. Les conclusions obtenues apporteront néanmoins un éclairage sur l'intérêt de sauts de phase d'une impulsion à l'autre.

Outre les formats de modulation, les paramètres de la gestion de dispersion sont fournis au tableau 3.7. Le filtrage en fin de liaison consiste en un filtre rectangulaire de 2.6 nm de bande passante pour tous les formats de modulation, ainsi qu'un filtrage électrique de 112 GHz de bande passante. La qualité de transmission évaluée toujours par l'intermédiaire des pénalités sur la sensibilité pour un taux d'erreur de 10^{-10} fera état des dégradations de la transmission dues, et uniquement dues, à la dispersion chromatique, aux pertes de la fibre, aux non-linéarités de type Kerr et au type de filtrage optique et électrique employés en fin de liaison. L'idéalisation du modèle porte donc ici sur la négligence des particularités des terminaux à ce débit très élevé de modulation, de l'impact de l'effet Raman auto-induit (SI-SRS) au sein d'un canal et de la pente de dispersion chromatique.

	Caractéristiques données à 1.55 µm				
	GVD	*GVD pente*	*α*	A_{eff}	n_2
	ps/nm/km	*ps/nm²/km*	*dB/km*	*µm²*	10^{-20} *m²/W*
Fibres de transmission					
SMF	17.0	0	0.20	78	2.7
Fibres de compensation					
DCF	-80.0	0	0.6		0
SMF	17.0	0	0.20		0
Valeurs des paramètres de simulation					
Puissance d'entrée (dBm)	*1, 3, 5, 7, 9, 11*				
Dispersion résiduelle (ps/nm)	*-4, -2 –0.5, 0, 0.5, 3, 5*				
Pré-compensation (ps/nm)	-2000, -1000, -250, -100, -50, 0				
Dispersion résiduelle en ligne (% Comp. en ligne. = rapport des disp. cumulées dans la DCF et dans la fibre de ligne pour un tronçon)	[0 à 120 %] par pas de 10 %				

tableau 3.7 : Paramètres des fibres et de la gestion de dispersion chromatique pour les transmissions à canal unique, au débit de modulation de 160 Gbit/s.

II.2.3.2. *Résultats de simulations : Influence de la largeur d'impulsions ou de sauts de phase pour la réduction des effets non-linéaires intra-canaux sur la gestion de dispersion et la performance de transmission*

Nous avons choisi de ne pas montrer les résultats bruts de transmission mais plutôt de présenter des coupes de ces résultats à plusieurs dimensions sur la figure 3.63. Ces coupes sont effectuées pour des transmissions à dispersion résiduelle optimale (très proche de 0 ps/nm voire nulle) et pour des valeurs de compensation en ligne particulières correspondant au cas d'une compensation en ligne optimale (en traits

forts), d'une compensation en ligne de 100 % (en traits pointillés) et d'aucune compensation en ligne (en traits fins). La compensation en ligne optimale correspond à une valeur proche de 110 % de compensation dans tous les cas. Un ensemble de coupes est fourni pour les puissances d'entrée dans les tronçons de 1 ou 7 dBm et pour les trois formats de modulation étudiés. Diverses observations peuvent être extraites d'une telle figure :

(a) Les coupes de pénalité pour la puissance d'entrée de 1 dBm résultent en des courbes globalement identique suivant les choix de configuration de compensation en ligne. Pour la puissance d'entrée de 7 dBm, les effets non-linéaires ont un impact qui cette fois, permet de mettre en valeur des différences de performance suivant la valeur de compensation de dispersion en ligne choisie.

(b) Les meilleures qualités de transmission, c'est-à-dire conduisant à des pénalités minimales sont atteintes pour une compensation en ligne de 110 % (notée compensation en ligne optimale) pour tous les formats. Néanmoins, pour atteindre ces faibles pénalités il faut ajuster finement la valeur de pré-compensation.

(c) Les cartes de dispersion les plus tolérantes à la valeur de pré-compensation choisie sont les cartes de dispersion sans compensation en ligne. Dans ces cas, les pénalités de transmission ne varient que très peu avec la pré-compensation (courbes en traits fins sur la figure 3.63). Toutefois, les pénalités correspondantes, sont supérieures à celles des cas optimaux.

(d) Les observations (a), (b) et (c) sont valables pour les trois formats de modulation testés et viennent corroborer les résultats présentés au § I.1. sur la gestion de dispersion chromatique au débit de 40 Gbit/s et les étendre au débit de 160 Gbit/s et au format de modulation RZ(50%), RZ(20%) et CS-RZ(60%).

(e) On constate des performances moyennes différentes d'un format à l'autre et c'est l'objet de la figure 3.64.

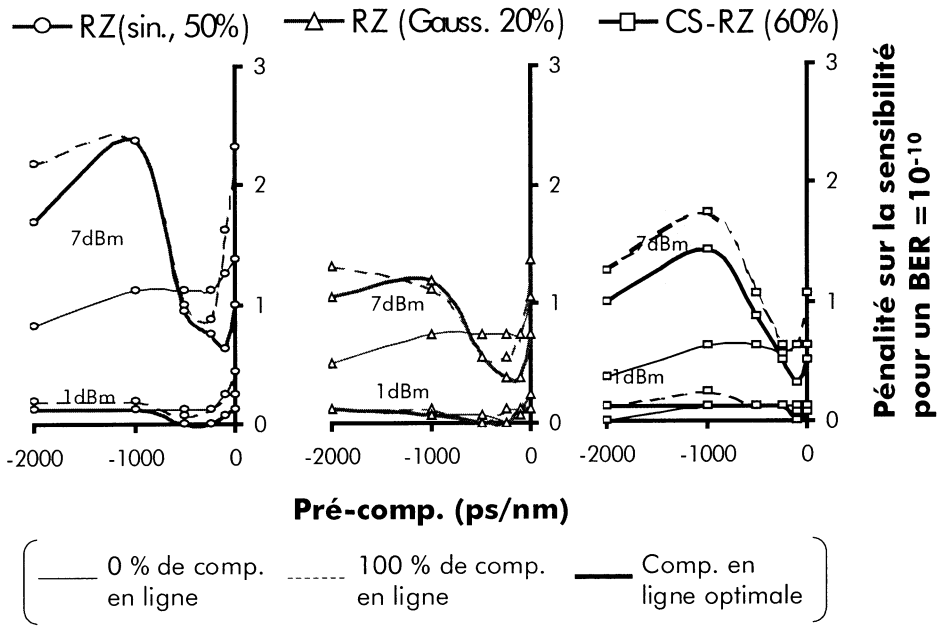


figure 3.63 : Pénalités de transmission sur 3x100 km de fibre SMF au débit de 160 Gbit/s en fonction de la valeur de pré-compensation pour deux valeurs de puissance d'entrée dans les

tronçons : 1 et 7 dBm, trois formats de modulation RZ(50%) , RZ (20%) et CS-RZ(60%) et trois configurations de compensation en ligne : 0 %, 100% ou pourcentage optimal(~110%).

La figure 3.64, donne les pénalités de transmission pour les gestions de dispersion optimales et les trois formats de modulation. On en déduit, que le format CS-RZ présentent les meilleures performances de transmission, puis vient le format RZ (20%) et enfin le format RZ (50%). Ceci montre l'intérêt d'utiliser des formats de modulation à durée d'impulsion réduites (avantage du format RZ-50 % sur le RZ-20%) ou d'appliquer des sauts de phase d'une impulsion à l'autre (cas du format CS-RZ). On remarque d'ailleurs que l'impact bénéfique des sauts de phase est renforcé par le fait que l'on peut alors conserver des impulsions à largeur de 60 % du temps bit. En effet, un format à impulsions plus larges présentent un spectre de modulation ayant une bande spectrale plus étroite, ce qui est intéressant pour les transmissions à forte densité spectrale d'information.

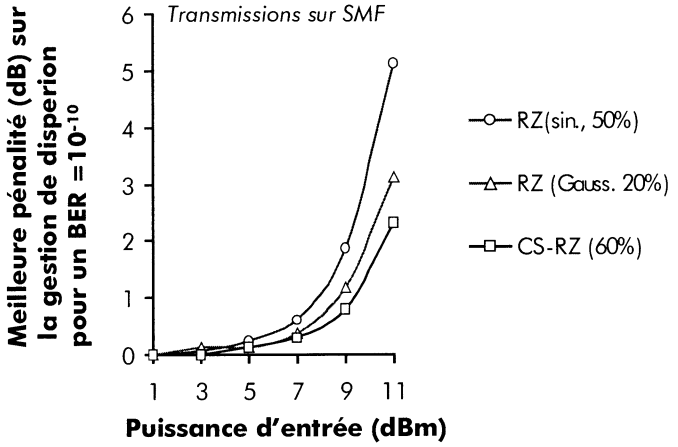


figure 3.64 : Seuils de pénalités de transmission en puissance d'entrée dans les tronçons, pour les transmissions à 160 Gbit/s aux formats de modulation RZ(50%), RZ (20%) et CS-RZ (60%).

II.2.4. Etude en fonction du débit de modulation de l'impact du choix de format de modulation pour les transmissions à canal unique

L'étude présentée ici vient compléter les résultats de simulation de transmission à plusieurs débits du § II.1. en apportant une variation du format de modulation. L'étude menée au § II.1. au format RZ (50 %) étant très vaste, du point de vue des paramètres variables, nous avons choisi de la restreindre, ici, au cas d'une transmission à un seul tronçon de 100 km. Pour cette transmission à tronçon unique, la puissance d'entrée à été fixée à 14 dBm, pour pouvoir étudier l'impact des effets non-linéaires même sur une courte distance, et les valeurs de pré- et post-compensation de dispersion sont optimisées. Le problème de la gestion de dispersion est alors grandement simplifié et on peut avoir une évaluation rapide des performances de transmissions à plusieurs débits et formats de modulation. Il s'agit ici comme au § II.1. de modulations au débit de 10, 20, 40, 80 et 160 Gbit/s mais nous avons testé, en addition, les formats de modulation NRZ et CS-RZ. Les pénalités de transmissions minimales (sur la gestion de dispersion simplifiée ici) sont présentées sur la figure 3.65.

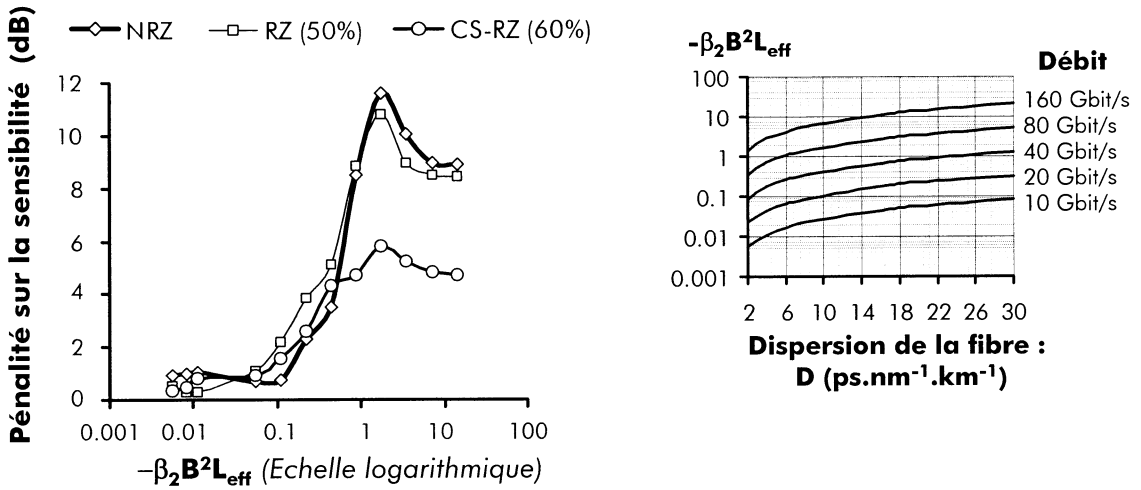


figure 3.65 : Pénalités de transmission sur un tronçon de 100 km obtenues en optimisant les valeurs de pré- et post-compensation pour différents débits et dispersions de fibre. L'axe des abscisses reprend le paramètre $-\beta_2 B^2 L_{eff.}$ déjà présenté au § II.1. dont l'abaque de la figure 3.57 est reportée à droite.

Les résultats de cette figure confirment ceux présentés au § II.1. avec les observations supplémentaires suivantes :

(a) Tous les formats présentent un maximum de pénalité de transmission pour sensiblement la même valeur du paramètre $-\beta_2 B^2 L_{eff.}$.

(b) Le format CS-RZ présente une qualité de transmission meilleure que les autres formats lorsque $-\beta_2 B^2 L_{eff.}$ devient supérieur à environ 0.5, ce qui correspond à des débits de 40 Gbit/s et plus, pour les fibres couramment utilisée dans les systèmes de transmission. Ceci confirme les résultats du paragraphe précédents qui montraient que le format de modulation CS-RZ, grâce aux sauts de phase entre impulsions qu'il comprend, est plus « résistant » aux effets non-linéaires intra-canaux, lesquels ont un impact plus important pour les hauts débits de modulation.

Ces dernières observations étendent la validité des conclusions effectuées § II.1. pour plusieurs formats de modulation.

CONCLUSIONS DU CHAPITRE 3

Nous retiendrons de ce chapitre 3 dédié à l'optimisation de la propagation pour les systèmes de transmission terrestres fonctionnant au débit de 40 Gbit/s les points suivants.

En premier lieu, la réalisation d'un très grand nombre de simulations numériques de transmissions au débit de 40 Gbit/s qui permet d'analyser les effets sur la performance des variations des paramètres typiques de la conception des systèmes terrestres. Ces paramètres sont : le type de fibre, le nombre de tronçons, la puissance d'entrée dans les tronçons et les paramètres de gestion de dispersion chromatique correspondant à la pré-compensation, la compensation en ligne et la post-compensation de dispersion. Ces simulations portent sur des transmissions au format de modulation NRZ principalement, tout d'abord avec un seul canal puis dans une configuration WDM. Nous avons tiré de cette campagne de simulation exhaustive les principales conclusions suivantes.

- La compensation de dispersion doit être telle que la dispersion résiduelle en fin de liaison ne doit pas varier de plus de 60 ps/nm.
- Les effets non-linéaires prépondérants sont ceux propres à la transmission d'un seul canal, à savoir l'automodulation de phase (SPM) et les effets d'interaction non-linéaire entre impulsions d'un même canal (i-FWM et i-XPM).
- L'optimisation de la gestion de dispersion est fondamentale pour réduire l'impact des effets non-linéaires et permettre la propagation des signaux modulés à 40 Gbit/s sur des distances de transmission terrestre typiques (500 km). En faisant les hypothèses que seule l'amplification discrète de type EDFA est employée, que les tronçons de fibre de ligne sont identiques et que la compensation en ligne est régulière, l'optimisation de la gestion de dispersion repose sur trois paramètres : la dispersion cumulée en pré-compensation, en compensation en ligne et en post-compensation.
- Une première règle (*règle R_1*) de gestion de dispersion fournit la dispersion résiduelle à fixer avant la réception des données. Cette dispersion résiduelle est une fonction de la phase non-linéaire $\Phi_{NL,SPM}$ de toute la liaison selon :

$$D_{\text{résiduelle}}\ (\text{en ps/nm}) = \text{Coef.}_{\text{format}} \times \Phi_{NL,SPM}\ (\text{rad})$$

où $\text{Coef.}_{\text{format}}$ est un coefficient dépendant du format de modulation choisi. La phase non-linéaire de la liaison s'obtient par calcul à partir des paramètres typiques d'un système selon :

$$\Phi_{NL,SPM} = \sum_{\text{fibres : i}} \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \int_0^{L_i} \frac{n_{2,i}}{A_{\text{eff.,i}}} P_{0,i} \exp(-\alpha_i Z) dZ$$

$P_{0,i}$ étant la puissance d'entrée dans les fibres i du système, $n_{2,i}/A_{\text{eff},i}$ le rapport de l'indice non-linéaire sur l'aire effective, α_i le coefficient d'atténuation et L_i la longueur des fibres i tandis que λ correspond à la longueur d'onde porteuse du canal considéré.

Le coefficient $Coef._{format}$ vaut environ 85 $ps.nm^{-1}.rad^{-1}$ pour le format NRZ et 21 $ps.nm^{-1}.rad^{-1}$ pour le format RZ ayant une largeur d'impulsion à mi-hauteur valant 50 % du temps bit. Cette règle R_1 fixe la dispersion résiduelle pour les transmissions à 40 Gbit/s et ne dépend pas des valeurs des dispersions locales des fibres utilisées et des valeurs de pré-compensation et de compensation en ligne de dispersion. Il reste pour l'optimisation de la gestion de dispersion deux paramètres libres...

- Une seconde règle (*règle R_2*) donne une relation entre les longueurs des fibres, leur dispersion locale et la distribution de puissance au cours de la transmission. Le caractère assez général de cette relation lui permet, par exemple, de trouver l'influence du type d'amplification sur la gestion de dispersion. Cette règle peut être simplifiée en une expression beaucoup plus simple dans le cadre des hypothèses de gestion de dispersion que nous nous sommes fixées c'est-à-dire que les tronçons de fibre de ligne, les modules de DCF de compensation en ligne, la puissance d'entrée dans les tronçons de fibre de ligne sont identiques le long de la ligne de transmission, que les effets non-linéaires dans les modules de compensation sont négligeables et qu'il n'y a pas d'amplification Raman distribuée. Elle s'exprime comme suit :

$$D_{\text{pre-comp. optimale}} = -\frac{(N-1)}{2}.D_{\text{dispersion résiduelle en ligne}} + K$$

où $D_{\text{pré-comp.optimale}}$ est la dispersion cumulée en pré-compensation optimale, $D_{\text{dispersion résiduelle en ligne}}$ égale à la somme de la dispersion cumulée dans un tronçon de fibre de ligne et de la dispersion cumulée dans le module de fibre compensatrice en ligne qui suit, N est le nombre de tronçons de la transmission et K est une constante liée au type de la fibre de ligne utilisée. Cette constante K est proportionnelle à l'opposé du rapport de la dispersion locale de la fibre de ligne sur son coefficient d'atténuation. Cette règle R_2 relie donc précisément la pré-compensation à la compensation en ligne de dispersion. Nous avons de plus montré que cette relation est invariante si l'on change le format de modulation du format NRZ au format RZ. Il ne reste alors plus qu'un paramètre de gestion de dispersion à fixer...

- Une résonance des effets non-linéaires peut être observée pour des gestions de dispersion où les modules de compensation de dispersion en ligne compensent 100% (+/-5 %) de la dispersion cumulée dans un tronçon de fibre de ligne. Ces résonances suggèrent alors d'utiliser des configurations de liaisons où la compensation en ligne est différente de 100% malgré l'intérêt de ces configurations dans la simplification des systèmes et des réseaux de transmission. Par exemple pour des transmissions de 5x100 km, la compensation de dispersion optimale est comprise entre 105% et 115% pour les cas de sur-compensation de dispersion en ligne ou entre 85% et 95% pour les cas de sous-compensation en ligne. Si la valeur de compensation en ligne est inférieure à 85 % la qualité de transmission est légèrement dégradée. Néanmoins, plus la compensation en ligne s'éloigne de la valeur de 85% de compensation, moins la variation de la valeur de pré-compensation affecte la qualité de transmission du système. Le choix de la valeur de compensation en ligne est donc un compromis entre simplification du système, performance optimale ou tolérance sur la valeur de pré-compensation choisie. Une fois cette

valeur de compensation en ligne fixée, les autres paramètres découlent des règles R_1 et R_2 et la gestion de dispersion est alors complètement déterminée.

- Pour des transmissions sur 5 tronçons de 100 km de fibre standard (SMF), gérées en dispersion de façon optimale et comprenant un seul canal modulé au débit de 40 Gbit/s, la transmission affecte la sensibilité devant le récepteur de plus d'1 dB de pénalité lorsque la puissance d'entrée dans les tronçons dépasse 7 dBm. Un calcul analytique de l'intervention du bruit d'ASE des amplificateurs de ligne permet par ailleurs de fixer une limite basse à cette puissance d'entrée dans les tronçons. Pour des pertes cumulées dans les tronçons de 22 dB et un facteur de bruit des amplificateurs de ligne de 6 dB, la puissance minimale pour obtenir un OSNR de 28 dB dans 0.1 nm en fin de liaison vaut 5 dBm. On comprend donc que les transmission à 40 Gbit/s sur 5x100 km ont des marges en puissance faibles. Pour les accroître il est donc nécessaire d'utiliser l'amplification Raman distribuée ou la correction des erreurs par FEC. Les simulations montrent en outre, que les marges en puissance peuvent être accrues en utilisant des fibres à dispersion locale plus faible que celle de la fibre SMF.
- Pour des transmissions WDM à 40 Gbit/s avec un espacement spectral entre canaux de 100 GHz, la gestion de dispersion optimale est quasiment inchangée par rapport aux transmission à canal unique. On retiendra simplement que les résonances d'effets non-linéaires entre les canaux affectent la qualité de transmission pour des compensations en ligne de 100% +/-5% environ et ce d'autant que la dispersion résiduelle est forte. Le seuil en puissance pour des transmissions sur 5x100 km de fibre SMF est réduit de 1 dB dans cette configuration WDM. Les fibres à dispersion locale plus faible que la SMF présentent toujours une meilleure résistance aux effets non-linéaires de propagation néanmoins, leur écart de seuil en puissance par rapport à celui de la fibre SMF est réduit dans cette configuration WDM.
- Pour des transmissions WDM de 40 canaux modulés à 40 Gbit/s avec un espacement de 100 GHz (les canaux occupent alors typiquement une bande C de 30 nm), une compensation imparfaite de la pente de dispersion de la fibre de ligne par les modules de fibre de compensation provoque une variation de la dispersion cumulée selon les canaux. Une telle variation rend inhomogène la performance de transmission sur l'ensemble des canaux de la bande utilisée. La première chose à faire dans un tel cas est d'appliquer une valeur de post-compensation adaptée à chaque canal de telle sorte que l'ensemble des canaux respectent la règle R_1 c'est-à-dire qu'ils ont la valeur de dispersion résiduelle optimale avant le récepteur. Néanmoins, le respect de cette règle R_1 ne suffit pas toujours puisque les canaux ont des cartes de dispersion différentes avant la fin de la liaison et en particulier une valeur de compensation de dispersion en ligne différente. Une solution consiste alors à suivre la règle R_2 pour trouver la meilleure pré-compensation à appliquer à chaque canal. Cette dernière solution homogénéise encore la qualité des différents canaux de la bande sans avoir à intervenir en cours de liaison. Dans cette configuration WDM large bande, cette dernière solution, bien que coûteuse, est conseillée lorsque la fibre e-LEAF est employée sur des distances supérieures ou égales à 500 km.

Ce chapitre a aussi fait l'objet d'une campagne de simulations de transmissions sur 5x100 km à canal unique, étendue par rapport à la campagne précédente à des

débits allant de 10 Gbit/s à 160 Gbit/s. Le principal nouveau résultat de cette campagne de simulation concerne les pénalités de transmission obtenues pour les systèmes dont la gestion de dispersion est optimale. Ces pénalités présentent un maximum en fonction du paramètre sans dimension: $-\beta_2 B^2 L_{eff}$, où β_2 proportionnel à la dispersion locale de la fibre de ligne, B est le débit de modulation et L_{eff} la longueur effective de la fibre de ligne. Le maximum de pénalité a lieu pour une valeur de $-\beta_2 B^2 L_{eff}$ compris entre 1 et 2. Cette nouvelle règle (notée R_3) signifie par exemple, que selon le débit de modulation utilisé, et dans le cadre de transmission à canal unique, une valeur particulière de dispersion locale de fibre de ligne est à éviter. Cette valeur vaut environ 20 $ps.nm^{-1}.km^{-1}$ pour des transmissions au débit de 40 Gbit/s. Une telle constatation permet donc d'orienter le choix des fibres de ligne pour des transmissions à canal unique à un débit donné. Enfin, cette deuxième campagne de simulations a permis de valider la règle de gestion de dispersion R_2 pour tous les débits supérieurs à 40 Gbit/s et pour des débits de 10 Gbit/s et 20 Gbit/s lorsque la puissance par canal ne dépasse pas 9 dBm sur 500 km.

Enfin des simulations numériques ont aussi permis d'étudier l'influence du choix de format de modulation sur les règles de gestion de dispersion et les performances de transmission.

L'emploi d'un format de modulation de type CS-RZ permet, grâce à la présence dans les séquences d'impulsion de sauts de phase entre impulsions voisines, d'améliorer la performance de transmission à des débits égaux ou supérieurs à 40 Gbit/s.

Le format de modulation RZ employé pour des transmissions WDM de canaux modulés à 40 Gbit/s et ayant un espacement spectral de 100 GHz conduit à des pénalités de transmission supérieures à celles que fourniraient l'emploi du format NRZ. Ceci est dû à l'étendue spectrale plus grande des canaux modulés au format RZ par rapport aux canaux modulés au format NRZ. Une solution a été proposée pour contrecarrer ce défaut du format de modulation RZ consistant en l'usage d'un filtrage à l'émission des canaux pour réduire l'étendue spectrale de leur bande de modulation avant leur multiplexage.

Les résultats montrés dans ce chapitre fournissent donc une optimisation de la gestion de dispersion par des règles simples et précises et une évaluation de la performance et de la faisabilité de transmission pour des systèmes terrestres à 40 Gbit/s. De plus une étude de l'influence du format de modulation et une généralisation des évaluations de performance de transmission à canal unique sur des débits allant de 10 Gbit/s à 160 Gbit/s a aussi été entreprise.

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 3

[125] A. Bertaina, "Contribution à l'étude de l'impact des caractéristiques de la fibre de ligne sur la performance des transmissions optiques à trés haut debit utilisant le multiplexage en longueur d'onde", Université d'Orsay, Paris XI.

[126] M. Schiess, «Comparison of dispersion compensation schemes including fiber nonlinearities», J. of Opt. Com., Vol. 16, n°3, pp. 92-98, Jan. 1995

[127] M. Chbat, S. Artigaud, N. Leroy, J.-L. Beylat, «Design of conventional fiber-based architectures for dispersion-managed Nx10 Gbit/s WDM wide band transmission», in ECOC'96, WeP.28, Oslo, Norway, Sept. 15-19

[128] C. Caspar et al., "RZ vers NRZ modulation format for dispersion compensated SMF-based 10Gbit/s transmission with more than 100-km amplifier spacing", IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 11, n°4, pp. 481-483 (1999).

[129] G. Bellotti et al., "Dependence of self-phase modulation impairments on residual dispersion in 10 Gbit/s–based terrestrial transmissions using standard fiber", IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 11, n°7, pp. 824-826 (1999)

[130] Y. Frignac, S. Bigo, «Numerical optimization of residual dispersion in dispersion-managed systems at 40Gbit/s.», in OFC'00, TuD3, Baltimore, MD, March 3-10.

[131] A. Bertaina et al., "Experimental investigation of dispersion management for an 8x10 Gbit/s WDM transmission system over non-zero dispersion shifted fiber", IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 11, n°8 (1999)

[132] D. Breuer, C. Kurtzke, and C. Petermann, « Optimum dispersion management for nonlinear optical single-channel systems», Proc. Optical Fiber Communications Conf. (OFC'95), pp. 196-197, Feb. 1995.

[133] A. F. Judy, "Optimum fiber dispersion for multi-wavelength 40 Gbit/s NZ and RZ transmission", in ECOC'99, Nice, France, Sept. 26-30

[134] B. Konrad, K. Petermann, « Optimum fiber dispersion in high-speed TDM systems », *IEEE Photon.Technol. Lett.*, Vol. 13, n°4, pp. 299-301, April 2000.

[135] C. Peucheret, N. Hanik, R. Freund, L. Molle, and P. Jeppesen, «Optimization of pre- and post-dispersion compensation schemes for 10 Gbit/s NRZ links using standard and dispersion compensating fibers», IEEE Photon.Technol. Lett., Vol. 12, n°8, pp. 992-994, Aug. 2002

[136] M. I. Haye et al., "Pre- and post-compensation of dispersion and nonlinearities in 10 Gbit/s WDM systems", IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 9, n°9, pp. 1271-1273 (1999)

[137] D. M. Rotnie and J.E. Midwinter, «Improved standard fibre performance by positioning the dispersion compensating fibre», Electron. Lett., Vol. 32, n°20, pp. 1907-1908, Sept. 1996

[138] J. J. Yu and K. Guan, «10 Gbit/s NRZ single-channel systems with different positions of DCF and amplifier spans», Microwave and optical technology letters, Vol. 19, n°3, pp. 242-245, Oct. 1998

[139] R. I. Killey, H. J. Thiele, V. Mikhailov, and 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.

[140] Y. Frignac, J.-C. Antona, S. Bigo and J.-P. Hamaide, «Numerical optimization of pre- and in-line dispersion compensation in dispersion-managed systems at 40Gbit/s», in OFC'02, ThFF5, Anaheim, California, March 17-22

[141] J. Wang and K. Petermann, "Small signal analysis for dispersive optical fiber communication systems", *J. of Lightwave tech.*, vol. 10, n°1, pp. 96-100, Jan. 1992.

[142] G. Bellotti, M. Varani, C. Francia, and A. Bononi, «Intensity distortion induced by cross-Phase Modulation and chromatic dispersion in optical-fiber transmissions with dispersion compensation», IEEE Photon.Technol. Lett., Vol. 10, n°12, pp. 1745-1747, Dec. 1998

[143] Y. Frignac, H. Bissessur, P. Pecci, S. Bigo, «Dispersion management optimization for 160Gb/s transmission systems using RZ or CS-RZ modulation formats», in ECOC'02, 6.1.6, Copenhagen, Denmark, Sept. 8-12

[144] K. Yonenaga, A. Sano, M. Yoneyama, S. Kuwahara, Y. Miyamoto and H. Toba, «Automatic dispersion equalisation using bit error rate monitoring in 40 Gbit/s optical transmission system», Electron. Lett., Vol. 37, n°3, pp. 0-0, Feb. 2001

[145] A. Färbert, C. Scheerer, C. Glingener, G. Fischer, «Optimal dispersion management for long-haul optical transmission systems», in ECOC'99, I-154, Nice, France, Sept. 26-30

[146] A. Färbert, C. Scheerer, J.-P. Elbers, C. Glingener and G. Fisher, «Optimized dispersion management scheme for long-haul optical communication systems», Electron. Lett., Vol. 35, n°21, Oct. 1999

[147] J.-C. Antona, S. Bigo, J.-P. Faure, «Nonlinear cumulated phase as a criterion to assess performance of terrestrial WDM systems», in OFC'02, WX5, Anaheim, California, March 17-22

[148] A. Sano, S. Kuwahara, Y. Miyamoto, M. Yoneyama, K. Noguchi, «Long amplifier-spacing 4x40Gbit/s WDM transmission with SPM/XPM suppresion by pre-chirping and dispersion management», in ECOC'99, I-32, Nice, France, Sept. 26-30

[149] S. Bigo, D. Penninckx, M. W. Chbat, "Investigation of self-phase modulation limitation on 10-Gbit/s transmission over different types of fiber", in Proc. Optical Fiber Communications (OFC'98), San Jose, pp. 389-390, Feb. 1998.

[150] A. R. Chraplyvy, A. H. Gnauck, R. W. Tkach, R. M. Derosier, "8x10Gb/s transmission through 280km of dispersion-managed fiber", IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 5, n°10, pp. 1233-1235 (1993).

[151] B. Schmauβ, D. Werner, P. Paschke, « Nonlinearity tolerant dispersion compensation scheme (NTDCS) at 40Gbit/s NRZ and RZ transmission on different fiber types », *ECOC'98*, p.513, Madrid, Spain, Sept. 20-24.

[152] C. Kurtzke, "Suppression of fibre non-linearities by appropriate dispersion management", IEEE Photon. Technol. Lett., Vol. 5, n°10, pp. 1250-1253 (1993)

[153] D. Breuer and K. Petermann, «Comparison of NRZ- and RZ-modulation format for 40 Gb/s TDM Standard-Fiber systems», IEEE Photon.Technol. Lett., Vol. 9, n°3, pp. 398-400, March 1997

[154] F. Forghieri, P. R. Prucnal, R. W. Tkach and A. R. Chraplyvy, «RZ versus NRZ in nonlinear WDM systems», IEEE Photon.Technol. Lett., Vol. 9, n°7, pp. 1035-1037, July 1997

[155] C. Caspar, H. M. Foisel, A. Gladisch, N . Hanik, F. Kuppers, R. Ludwig, A. Mattheus, W. Pieper, B. Strebel and H. G. Weber, «RZ versus NRZ modulation format for dispersion compensated SMF-Based 10 Gb/s transmission with more than 100 km amplifier spacing», IEEE Photon.Technol. Lett., Vol. 11, n°8, pp. 991-993, Aug. 1999

[156] C. Furst, G. Mohs, H. Geiger, G. Fischer, «Performance limits of nonlinear RZ and NRZ coded transmission at 10 and 40 Gb/s on different fibers», in OFC'00, WM31-1, Baltimore, MD, March 3-10

[157] C. Furst, C. Scheerer, G. Mohs, H. Geiger and G. Fischer, «Comparison of nonlinear crosstalk for RZ and NRZ coding in WDM systems», in ECOC'00, pp. 193, Munich, Germany, Sept. 3-7

[158] Y. Frignac, S. Bigo and J.-P. Hamaide, « NRZ vs RZ format in Nx40Gbit/s WDM terrestrial transmission systems with high spectral efficiency of 0.4 bit/(s.Hz) », *ECOC'01*, Th.B.1.1, Amsterdam, Netherlands, Oct. 1-4.

[159] A. Sano and Y. Miyamoto, «Performance evaluation of pre-chirped RZ and CS-RZ formats in high speed transmission systems with dispersion management», IEEE J. Lightwave Technol., Vol. 19, n°12, pp. 1864-1871, Dec. 2001.

[160] T. Inoue, A. Maruta, «Suppression of nonlinear intrachannel interactions between return-to-zero pulses in dispersion-managed optical transmission systems», J. of Opt. Soc. America B, Vol. 19, n°3, pp. 440-447, March 2002.

[161] A.H. Gnauck, J.M. Wiesenfeld, S.-G. Park, and L.D. Garrett, «Review of optical transmission using rapidly-dispersed signals», in ECOC'01, OMD1-1, Amsterdam, Netherlands, Oct. 1-4

[162] S.-G. Park, A. H. Gnauck, J. M. Wiesenfeld, and L. D. Garrett, «High-speed WDM transmission using highly dispersed pulses», in OFC'00, TuJ3-1, Baltimore, MD, March 3-10

[163] S.-G. Park, A. H. Gnauck, J. M. Wiesenfeld, and L. D. Garrett, «40 Gbit/s transmission over multiple 120 km spans of conventional single-mode fiber using highly dispersed pulses», IEEE Photon.Technol. Lett., Vol. 12, n°8, pp. 1085-1087, Aug. 2000

[164] M. Manna and E. A. Golovchenko, «FWM resonances in dispersion slope-matched and Nonzero-dispersion fiber maps», IEEE Photon.Technol. Lett., Vol. 14, n°7, pp. 929-931, July 2002

[165] M. J. Ablowitz and T. Hirooka, «Resonant intra-channel pulse interactions in dispersion-managed transmission systems», IEEE J. Select.Topics Quantum Electron., Vol. 8, n°3, pp. 603-615, Mai 2002

[166] T.-K. Chiang, N. Kagi, M. E . Marhic and L. G. Kazovski, «Cross-phase modulation in fiber links with multiple amplifiers and dispersion compensators», IEEE J. Lightwave Technol., Vol. 14, n°3, pp. 249-259, March 1996

[167] I. Morita and N. Edagawa, «Study on optimum OTDM signals for long-distance 40 Gbit/s transmission», in OFC'02, TuA4, Anaheim, California, March 17-22

Chapitre 4 : EXPERIENCES DE TRANSMISSION TERRESTRE A TRES HAUTE CAPACITE

I. CONTEXTE TECHNOLOGIQUE DE LA THESE 22

I.1. BREF HISTORIQUE DES TECHNOLOGIES DE TRANSMISSION SUR FIBRES OPTIQUES 22

I.2. ETAT DE L'ART DES EXPERIENCES DE TRANSMISSION SUR FIBRES OPTIQUES 23
I.2.1. Etat de l'art en début de thèse 23
I.2.2. Technologies et applications émergentes en cours de thèse 25

II. CONTEXTE DES TELECOMMUNICATIONS 29

III. DEFINITION ET ENJEUX DE LA THESE 31

CHAPITRE 1 : GENERALITES SUR LES SYSTEMES DE TRANSMISSION OPTIQUE TERRESTRES 39

I. PROPAGATION GUIDEE DANS LES FIBRES OPTIQUES 44

I.1. ONDE LUMINEUSE MODULEE. 44

I.2. LA FIBRE OPTIQUE COMME MILIEU DE PROPAGATION 45

I.3. DEFINITION DES PUISSANCES UTILES DANS LES SYSTEMES DE TRANSMISSION 48

I.4. EFFETS DE PROPAGATION LINEAIRES 49
I.4.1. Les pertes de la fibre optique 49
I.4.2. La dispersion chromatique 51
I.4.3. La dispersion modale de polarisation 54
I.4.4. Evolution linéaire de l'enveloppe du champ électrique 57

I.5. CHAMPS ELECTRIQUES PARTIELS ET CHANGEMENTS DE VARIABLE INTERESSANTS DANS LES SYSTEMES WDM 58

I.6. EFFETS NON-LINEAIRES 60
I.6.1. Effet Kerr 60
I.6.1.1. L'automodulation de phase (SPM : Self-Phase-Modulation) 63
I.6.1.2. Modulation de phase croisée : XPM (Cross-Phase-Modulation) 65
I.6.1.3. Gain paramétrique, mélanges à quatre ondes et instabilité de modulation 68
I.6.1.4. Effets intra-canaux, i-XPM, i-FWM 70
I.6.2. Effets Raman et Brillouin 73
I.6.2.1. Effet Brillouin, electrostriction 73
I.6.2.2. Effet Raman (SI-SRS) 75

I.7. EQUATION DE PROPAGATION ET LONGUEURS CARACTERISTIQUES 78
I.7.1. Equation de propagation 78

I.8. METHODES NUMERIQUES DE SIMULATION DE LA PROPAGATION 79

II. TRANSMISSIONS NUMERIQUES SUR FIBRE OPTIQUE ET TECHNOLOGIES ASSOCIEES 81

II.1. COMPOSANTS D'EMISSION 83
II.1.1. Sources laser continues 83
II.1.2. Modulation des sources laser 84
II.1.3. Formats de modulation 86

II.2. TECHNIQUES DE MULTIPLEXAGE ET DEMULTIPLEXAGE 88

II.2.1. Multiplexage 88
II.2.2. Démultiplexage WDM et filtrage optique 90
II.2.3. Diaphotie linéaire associée au multiplexage / démultiplexage en longueur d'onde 91

II.3. COMPOSANTS DE LA LIGNE DE TRANSMISSION : COMPENSATION DES EFFETS PHYSIQUES DE LA FIBRE DE LIGNE 92
II.3.1. Amplification 92
II.3.2. Amplification discrète par des EDFAs 92
II.3.3. Amplification Raman distribuée 95
II.3.4. Contribution au bruit optique d'une chaîne d'amplificateurs produisant du bruit d'émission spontanée amplifié 97
II.3.4.1. OSNR d'un EDFA double étage avec des pertes internes 99
II.3.4.2. OSNR d'un système de transmission à amplification optique régulière 100
II.3.5. Compensation de dispersion chromatique 100
II.3.6. Réduction de l'impact des effets non-linéaires par la gestion de dispersion chromatique 102

II.4. DETECTION DIRECTE 103

II.5. CODES CORRECTEURS D'ERREURS 105

III. CRITERES ET METHODES D'EVALUATION DE LA QUALITE DES SYSTEMES DE TRANSMISSION OPTIQUE WDM. 105

III.1. CRITERES GLOBAUX 106
III.1.1. Taux d'erreurs binaires 106
III.1.2. Facteur Q 107
III.1.3. Courbes de taux d'erreurs, sensibilité, pénalité sur la sensibilité 110
III.1.3.1. Courbes de taux d'erreurs 110
III.1.3.2. Sensibilité et pénalité sur la sensibilité 111
III.1.4. Diagramme de l'œil 112

III.2. CRITERES LIES A DES DEGRADATIONS PARTICULIERES 114
III.2.1. Phénomènes aléatoires, bruits et rapport signal sur bruit 114
III.2.2. Phénomènes déterministes 117

III.3. MODELISATION DE LA QUALITE DES SYSTEMES DE TRANSMISSION WDM TERRESTRES ET CORRESPONDANCE DES CRITERES DE QUALITE. 120
III.3.1. Synthèse des critères de qualités dans un modèle 120
III.3.1.1. Evaluation du taux d'erreurs de chaque canal par le facteur de qualité en amplitude. 120
III.3.1.2. Calcul analytique des variances σ_1 et σ_0 des niveaux dues au bruit d'ASE 120
III.3.1.3. Intervention des différentes contributions dans la qualité globale, facteur de qualité Q'. 123
III.3.2. Correspondances des critères de qualité : 126

III.4. METHODES NUMERIQUES ET EXPERIMENTALES 129
III.4.1. Principe des simulations numériques 129
III.4.2. Principe des méthodes expérimentales 130
III.4.3. Particularités et intérêt des deux approches 132

CHAPITRE 2 : AUGMENTATION DE LA CAPACITE GLOBALE DES SYSTEMES DE TRANSMISSION 139

I. INTRODUCTION : METHODES D'AUGMENTATION DE LA CAPACITE GLOBALE ET DENSITE SPECTRALE 144

II. DENSITE SPECTRALE ET FILTRAGE OPTIQUE A LA RECEPTION 146

II.1. CONSTATATION EXPERIMENTALE 146

II.2. PRINCIPE DES SIMULATIONS 148

II.3. ETUDE DU FILTRAGE OPTIQUE A LA RECEPTION 151
II.3.1. Cas d'un seul canal filtré 151
II.3.2. Analyse du filtrage en bande latérale atténuée à la réception 153

II.3.3. Analyse du filtrage optique en réception pour une configuration WDM 154

III. FILTRAGE BLA ET ALLOCATION PARTICULIERE DE LONGUEUR D'ONDE 158

III.1. PRINCIPE ET OPTIMISATION 158
III.1.1. Principe 158
III.1.2. Dissymétrie spectrale du filtrage BLA 159
III.1.2.1. Observations expérimentales 159
III.1.2.2. Filtrage asymétrique 161
III.1.2.3. Influence de la dispersion chromatique et de la réponse en phase du filtre optique 163
III.1.2.4. Influence du chirp du modulateur 165
III.1.3. Optimisation de l'allocation en longueur d'onde 167
III.1.4. Optimisation de l'asymétrie du filtrage 169

III.2. TOLERANCES DU FILTRAGE BLA POUR UNE ALLOCATION EN LONGUEURS D'ONDE ALTERNEE . 170

IV. FILTRAGE OPTIQUE A L'EMISSION 172

IV.1. PRINCIPE ET INTERET DU FILTRAGE A L'EMISSION 172

IV.2. ETUDE DU FILTRAGE A L'EMISSION PAR SIMULATIONS NUMERIQUES 174

IV.3. USAGE DE COMPOSANTS *ENTRELACEURS* SPECIFIQUES 176

V. DENSITE SPECTRALE, FORMATS ET DEBITS DE MODULATION 179

V.1. DENSITE SPECTRALE ET FORMAT DE MODULATION 179
V.1.1. Formats de modulation à faible largeur spectrale 179
V.1.2. Formats de modulation et filtrage BLA 181

V.2. DENSITE SPECTRALE ET DEBIT DE MODULATION 182

VI. DENSITE SPECTRALE ET MULTIPLEXAGE EN POLARISATION 184

VI.1. PRINCIPE DU MULTIPLEXAGE ET DEMULTIPLEXAGE EN POLARISATION 184

VI.2. ALLOCATIONS PARTICULIERES DE LONGUEUR D'ONDE ET FILTRAGE BLA DANS UNE CONFIGURATION DE MULTIPLEXAGE EN POLARISATION DES CANAUX 188
VI.2.1. Principe 188
VI.2.2. Optimisation par simulations numériques 189
VI.2.3. Vérifications expérimentales 191

CHAPITRE 3 : EFFETS NON-LINEAIRES ET GESTION DE DISPERSION CHROMATIQUE 199

I. EFFETS NON-LINEAIRES ET GESTION DE LA DISPERSION CHROMATIQUE DE LIAISONS TERRESTRES AU DEBIT DE 40 GBIT/S 204

I.1. OPTIMISATION DE LA GESTION DE DISPERSION POUR DES TRANSMISSIONS A CANAL UNIQUE MODULE A 40GBIT/S 207
I.1.1. Principe et schéma des simulations numériques 207
I.1.2. Mode de présentation des résultats de simulation massive de transmission 210
I.1.3. Résultats bruts des simulations 212
I.1.4. Résultats concernant la dispersion résiduelle 215
I.1.4.1. Première règle de gestion de dispersion : optimisation de la dispersion résiduelle.. 215
I.1.4.2. Influence des fibres de compensation 221
I.1.4.3. Tolérances à la dispersion résiduelle en présence d'effets non-linéaires 222
I.1.5. Lien entre la pré-compensation et la compensation en ligne de dispersion 224
I.1.5.1. Règle empirique liant la pré-compensation et la compensation en ligne 224
I.1.5.2. Critère d'optimisation de la gestion de dispersion chromatique 228
I.1.5.3. Déduction de la règle empirique à partir du modèle analytique basé sur la conversion phase-intensité 239

I.1.5.4. Déduction des gestions de dispersion optimales pour le cas idéal d'une fibre sans perte ou en présence d'amplification Raman distribuée....240
I.1.5.5. Influence du chirp à l'émission....243
I.1.6. Compensation de dispersion en ligne, résonance d'effets non-linéaires et régime d'impulsions rapidement dispersées....244

I.2. SEUILS EN PUISSANCE DUS AUX EFFETS NON-LINEAIRES POUR DES TRANSMISSIONS A CANAL UNIQUE 248

I.3. SIMULATIONS NUMERIQUES DE TRANSMISSIONS WDM NX40GBIT/S 251
I.3.1. Simulations de transmissions 5x40 Gbit/s....252
I.3.1.1. Principe et résultats bruts des simulations....252
I.3.1.2. Influences des effets non-linéaires croisés sur la gestion de dispersion chromatique255
I.3.1.3. Influence des effets non-linéaires croisés sur les seuils en puissance....258
I.3.2. Simulations de transmission 40x40 Gbit/s....259
I.3.2.1. Principe des simulations....259
I.3.2.2. Influence de la pente de dispersion chromatique et prévisions à partir des résultats de simulation de transmission à canal unique....260
I.3.2.3. Résultats des simulations de transmission 40x40 Gbit/s....265

II. INFLUENCE DU DEBIT ET DU FORMAT DE MODULATION SUR L'IMPACT DES EFFETS NON-LINEAIRES ET LA GESTION DE LA DISPERSION CHROMATIQUE DE LIAISONS TERRESTRES....268

II.1. ETUDE DE L'INFLUENCE DU DEBIT DE MODULATION.... 268
II.1.1. Principe des simulations....268
II.1.2. Résultats bruts....270
II.1.3. Remarques sur la validité des règles de gestion de dispersion lorsqu'on change le débit de modulation....273
II.1.4. Evolution des seuils en puissance et observation importante sur la performance des transmissions à canal unique....273

II.2. ETUDE DE L'INFLUENCE DU FORMAT DE MODULATION 276
II.2.1. Comparaison RZ/NRZ pour les transmissions à 40 Gbit/s à canal unique....276
II.2.1.1. Règle de gestion de dispersion sur la dispersion résiduelle....276
II.2.1.2. Pré-compensation et compensation en ligne....277
II.2.2. Comparaison RZ/NRZ pour les transmissions 40 x 40 Gbit/s, intérêt d'un filtrage à l'émission....279
II.2.3. Comparaison RZ/CS-RZ pour les transmissions à 160 Gbit/s à canal unique....282
II.2.3.1. Principe des simulations....282
II.2.3.2. Résultats de simulations : Influence de la largeur d'impulsions ou de sauts de phase pour la réduction des effets non-linéaires intra-canaux sur la gestion de dispersion et la performance de transmission....283
II.2.4. Etude en fonction du débit de modulation de l'impact du choix de format de modulation pour les transmissions à canal unique....285

CHAPITRE 4 : EXPERIENCES DE TRANSMISSION TERRESTRE A TRES HAUTE CAPACITE....295

I. EXPERIENCES DE TRANSMISSION A 5.1 TBIT/S SUR 300 KM PUIS 1500 KM....300

I.1. EXPERIENCE DE TRANSMISSION A 5.12 TBIT/S SUR 300 KM [174] 301
I.1.1. Principe....301
I.1.2. Résultats de transmission sur 300 km....304
I.1.3. Technologies clefs permettant d'atteindre cette performance de transmission....305
I.1.3.1. Gestion des puissances des canaux dans la ligne de transmission....305
I.1.3.2. Compensation et gestion de dispersion....307
I.1.3.3. Filtrage en bande latérale atténuée et allocation de longueurs d'onde....308

I.2. EVOLUTION EN DISTANCE JUSQU'A 1200-1500 KM [176] 310

II. EXPERIENCES DE TRANSMISSION A 10.2 TBIT/S SUR 100 KM PUIS 300 KM....315

II.1. TRANSMISSIONS A 10.2 TBIT/S SUR 100 KM [180] 315
II.1.1. Principe et description du montage expérimental....315

II.1.2. Résultats de transmission sur 100 km 318

II.2. TRANSMISSION SUR 300 KM [184] 319
II.2.1. Principe 319
II.2.2. Résultats 323

III. PETIT HISTORIQUE DES EXPERIENCES DE TRANSMISSION TERRESTRES WDM NX40 GBIT/S....324

III.1. BIBLIOGRAPHIE DES TRANSMISSIONS TERRESTRES WDM NX40 GBIT/S A HAUTE CAPACITE 324

Ce chapitre est consacré aux expériences de transmission terrestre à très hautes capacités c'est-à-dire, supérieures à 1 Tbit/s. Ces démonstrations expérimentales ont été réalisées dans le cadre d'un travail de groupe et l'ensemble des composants insérés dans les systèmes sont le fruit du travail de plusieurs équipes spécialisées. Ces composants comprennent les équipements terminaux, fournissant une électronique haute fréquence qui permet d'obtenir des signaux modulés au débit de 40 Gbit/s voire 42.66 Gbit/s et de les analyser, les amplificateurs optiques de type EDFA ou Raman, en bande C et L permettant d'assurer un rapport signal à bruit suffisant en fin de liaison, et les fibres de transmission et de compensation de dispersion, optimisées pour réduire les pertes et la PMD et pour assurer une gestion de dispersion adaptée. Comme nous l'avons vu aux chapitres 1, 2 et 3, la faisabilité des systèmes de transmission fonctionnant au débit de 40 Gbit/s dépend de manière critique de la puissance des canaux, du filtrage optique, des équipements terminaux et de la gestion de dispersion chromatique. L'interdépendance des composants mis en œuvre rend alors complexe la conception des systèmes fonctionnant à ce débit. Dans le cadre de ce travail de conception, propre à l'équipementier, les études numériques présentées au chapitre 2 et 3, ont permis, respectivement, de paramétrer l'allocation en longueur d'onde de l'émetteur, le filtrage optique, ainsi que la puissance des canaux et la gestion de dispersion chromatique. Outre cette participation dans la conception de l'ensemble des expériences de transmission, nous avons aussi contribué, durant la thèse, à la réalisation des systèmes expérimentaux et à la mesure de la performance de transmission.

Les deux premières parties traitent des principales expériences réalisées. La première partie est consacrée à des transmissions de 128 canaux modulés à 40 Gbit/s soit une capacité totale de 5.12 Tbit/s et la seconde à des expériences mettant en œuvre, en plus, le multiplexage en polarisation pour atteindre la capacité de10.24 Tbit/s. Dans chaque cas, nous présentons deux étapes expérimentales correspondant à une évolution de la distance de transmission. La troisième partie décrit ensuite comment ces démonstrations expérimentales se sont intégrées dans une perspective internationale des performances de transmission réalisées dans les laboratoires.

I. Expériences de transmission à 5.1 Tbit/s sur 300 km puis 1500 km

Avant la réalisation des expériences de transmission présentées ici, nous avons réalisé une transmission préliminaire, sur une distance de 300 km, de 32 canaux modulés à 40 Gbit/s (1.28 Tbit/s de capacité totale) avec un espacement spectral de 100 GHz, qui a permis de préparer les autres transmissions utilisant ce débit de modulation [168]. Dans cette expérience, une électronique haute fréquence permet de mettre en œuvre la technique de l'ETDM à 40 Gbit/s, non pas uniquement à l'émission [169], mais aussi à la réception [170],[171]. Nous ne détaillerons pas les résultats obtenus dans ce mémoire. Dans les deux expériences suivantes, la capacité totale est augmentée de 1.28 Tbit/s à 5.12 Tbit/s grâce à l'utilisation supplémentaire de la bande L et à une amélioration de la densité spectrale d'information de 0.4 $bit.s^{-1}.Hz^{-1}$ à 0.64 $bit.s^{-1}.Hz^{-1}$réalisée sans utilisation du multiplexage en polarisation [172].

I.1. Expérience de transmission à 5.12 Tbit/s sur 300 km [174]

Après une description du principe et du montage de l'expérience nous montrerons les résultats de transmission et détaillerons les points clefs qui ont permis d'atteindre cette performance.

I.1.1. Principe

La configuration de l'expérience de transmission est schématisée à l'aide des spectres expérimentaux de la figure 4.1 et a été étudiée numériquement au chapitre 2 § III. Les canaux sont modulés au débit de 40 Gbit/s et au format de modulation NRZ. L'information contenue dans les deux demi-bandes du spectre de modulation des canaux est redondante pour ce format de modulation. Par conséquent, comme nous l'avons vu au chapitre 2 § II.3.2. , il suffit d'utiliser un filtrage en bande latérale atténuée (BLA) à la réception d'une ou l'autre des deux demi-bandes du spectre de chaque canal pour récupérer les informations transmises. Forts de cette constatation, nous avons multiplexé les canaux avec un espacement spectral alterné de 75 GHz puis 50 GHz. De cette façon, une demi-bande de modulation de chaque canal, dans l'espacement spectral de 50 GHz, est sacrifiée à la *diaphotie* linéaire qui rend impossible la réception des données. En conséquence, l'information est retrouvée grâce au filtrage BLA alternativement « à gauche » et « à droite » dans l'espacement spectral de 75 GHz où la *diaphotie* linéaire est la plus faible. Les spectres des canaux après filtrage BLA sont reportés sur cette figure 4.1. Ce type de multiplexage des canaux permet d'atteindre la densité spectrale d'information de 0.64 $bit.s^{-1}.Hz^{-1}$, augmentant de plus de 50 % la densité spectrale obtenue par multiplexage de canaux modulés à 40 Gbit/s avec un espacement spectral de 100 GHz.

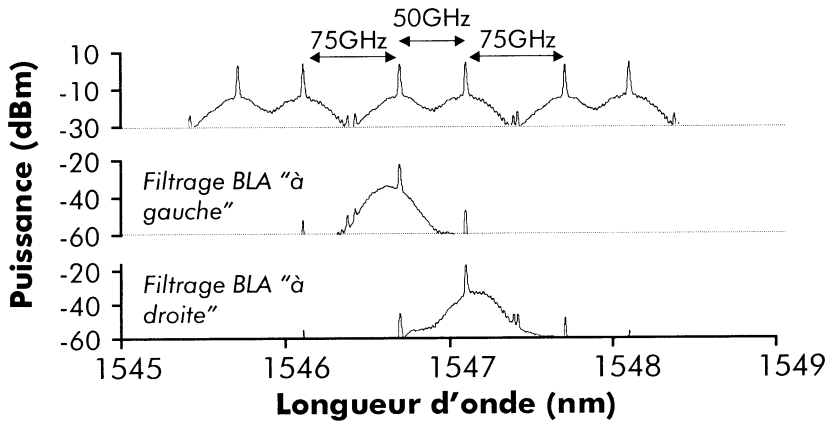


figure 4.1 : Spectres expérimentaux traduisant le principe d'allocation de longueur d'onde pour les canaux WDM des expériences de transmission à 5 Tbit/s. Les deux spectres inférieurs correspondent aux spectres des signaux après filtrage BLA « à gauche » et « à droite » à la réception (résolution : 0.01 nm).

Le schéma expérimental est montré à la figure 4.2 tandis que la photographie de laboratoire à la figure 4.3 donne une représentation plus concrète des divers éléments du système de transmission. L'émetteur WDM consiste en 128 sources laser DFB de 1529.94 nm à 1561.22 nm dans la bande C et de 1569.59 nm à 1602.53 nm dans la bande L d'amplification. Dans chaque bande, deux ensembles de 32 canaux ayant un espacement spectral régulier de 125 GHz sont multiplexés en utilisant des AWG

(*Array Waveguide Gratings*). Ils sont ensuite modulés de façon indépendante par des modulateurs de type Mach-Zehnder (M-Z) commandés par des séquences PRBS électriques de 2^{15}-1 bits, pour l'ensemble des canaux dont la performance de transmission est en cours d'analyse, et de 2^{31}-1 bits pour l'autre ensemble de canaux. Les séquences binaires électriques sont générées par multiplexage temporel électrique (ETDM) de deux générateurs de séquences de symboles binaires fonctionnant à 10 Gbit/s et ayant des horloges décorrélées Chaque générateur fournit quatre séquences tributaires de 10 Gbit/s qui sont combinées par des multiplexeurs temporels 2 vers 1, basés sur une technologie au Si-Ge et permettant le multiplexage vers un débit de 20 Gbit/s puis 40 Gbit/s. Une description plus détaillée de ces émetteurs ETDM haute fréquence peut être trouvée dans [173]. Les séquences électriques à 40 Gbit/s résultantes, formant, elles aussi, des séquences PRBS, sont amplifiées par des amplificateurs électriques haute fréquence qui commandent ensuite les modulateurs de type Mach-Zehnder. Dans chaque bande (C ou L), les deux sous-ensembles de canaux ayant un espacement spectral de 125 GHz, sont couplés dans la même fibre avec un écart spectral de 50 GHz, ce qui permet de réaliser l'espacement spectral alterné présenté à la figure 4.1. Pour limiter la *diaphotie* linéaire à la détection ainsi que les effets non-linéaires croisés de la transmission, le couplage de ces deux sous-ensembles de canaux est effectué par un multiplexeur de polarisation (PBS). Ceci nécessite d'avoir une chaîne de composants des sources laser jusqu'au multiplexeur de polarisation qui maintienne la polarisation des différents canaux. Suite à cela, on obtient un multiplex de 64 canaux dans chaque bande qui sont ensuite amplifiés par des EDFA dits « boosters ». Ceux-ci fournissent une puissance de sortie totale de 21.5 dBm soit 0.5 dBm par canal.

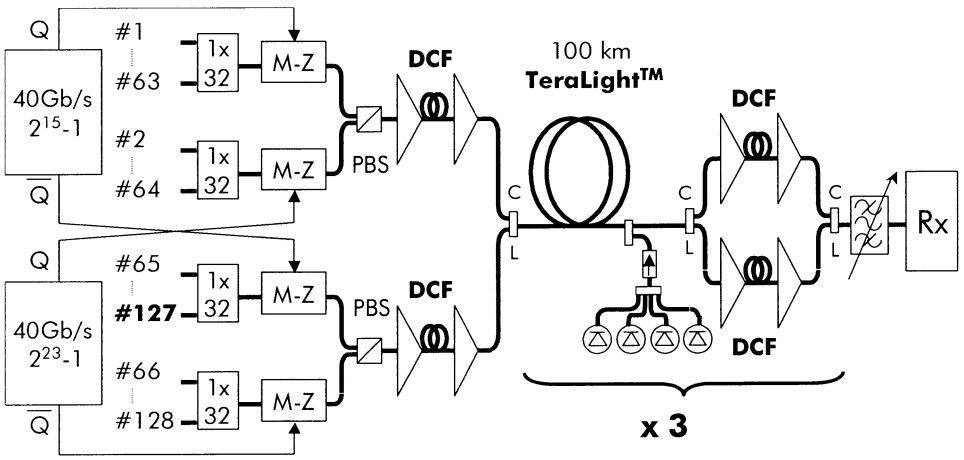


figure 4.2 : Schéma expérimental de l'expérience de transmission à 5.12 Tbit/s sur 300 km.

Les amplificateurs « boosters » ainsi que les autres EDFAs sont des amplificateurs double-étage, comprenant un étage à faible facteur de bruit, pompé à 980 nm et un second étage à fort gain, pompé à 1480 nm (Cf. Chapitre 1 § II.3.2. et II.3.4.1.). Les pertes internes (correspondant à la somme des pertes des composants insérés entre les deux étages d'amplification) de ces amplificateurs s'étendent à 6 dB pour ceux utilisés en bande C et 9 dB pour ceux utilisés en bande L, compte-tenu de la plus grande longueur des fibres de compensation en bande L. Pour améliorer le rapport signal à bruit en fin de liaison une amplification Raman distribuée, est réalisée en multiplexant en longueur d'onde et dans le sens de propagation inverse de celui des canaux, des

signaux continus, provenant de pompes laser semi-conductrices, aux longueurs d'onde de 1427 nm, 1439 nm, 1450 nm et 1485 nm. Une dépolarisation de ces pompes Raman est obtenue par multiplexage en polarisation de deux pompes différentes ayant la même longueur d'onde.

La ligne de transmission proprement dite comprend 3 tronçons de 100 km de fibre TeraLight ayant une dispersion locale de 8 $ps.nm^{-1}.km^{-1}$, une pente de dispersion de 0.057 $ps.nm^{-2}.km^{-1}$ et des pertes linéiques de 0.205 dB/km (ces valeurs étant données pour une longueur d'onde de 1550 nm). La PMD cumulée sur l'ensemble de ces tronçons vaut environ 1.1 ps. Entre les deux étages d'amplification des EDFA à l'émission (amplificateurs « boosters »), en cours de transmission et en réception (pré-amplificateurs), des modules de DCF permettent de compenser la dispersion chromatique cumulée dans les fibres de ligne et de répartir cette compensation pour limiter l'impact des effets non-linéaires lors de la propagation.

En fin de liaison la dispersion chromatique résiduelle est ajustée canal par canal pour obtenir la meilleure performance de transmission. Chaque canal est démultiplexé via un filtre optique « étroit » et « décalé » comme nous avons vu au chapitre 2 § II.1. , d'une bande passante à 3 dB d'environ 0.3 nm et d'un décalage en longueur d'onde par rapport à la longueur d'onde porteuse du canal étudié de 0.15 nm vers le canal «voisin » distant de 75 GHz dans le domaine spectral. De cette manière un filtrage BLA alternativement « à gauche » puis « à droite » est appliqué à la réception permettant de retrouver l'information contenue dans les spectres des canaux tels que montrés à la figure 4.1. Cette dernière opération est réalisé par un récepteur opto-électrique ETDM fonctionnant au débit de 40 Gbit/s. Celui-ci comprend un EDFA, dit « pré-amplificateur », permettant de fournir à la photodiode un signal optique d'une puissance de 10 dBm (Cf. Chapitre 1 § II.4.). L'horloge du signal optique est récupérée par un traitement non-linéaire du signal suivi par un circuit à bouclage de phase (PLL : *Phased-Locked Loop*) qui se synchronise, au hasard, sur l'une des quatre séquences tributaires à 10 Gbit/s. Les données du signal, au débit de 40 Gbit/s sont, quant à elles, démultiplexées temporellement, par voie électronique, vers des données électriques au débit de 10 Gbit/s grâce à l'usage de bascules successivement échantillonnées aux taux de répétition de 20 GHz puis 10 GHz. Le taux d'erreurs peut alors être évalué par un analyseur de transmission à 10 Gbit/s.

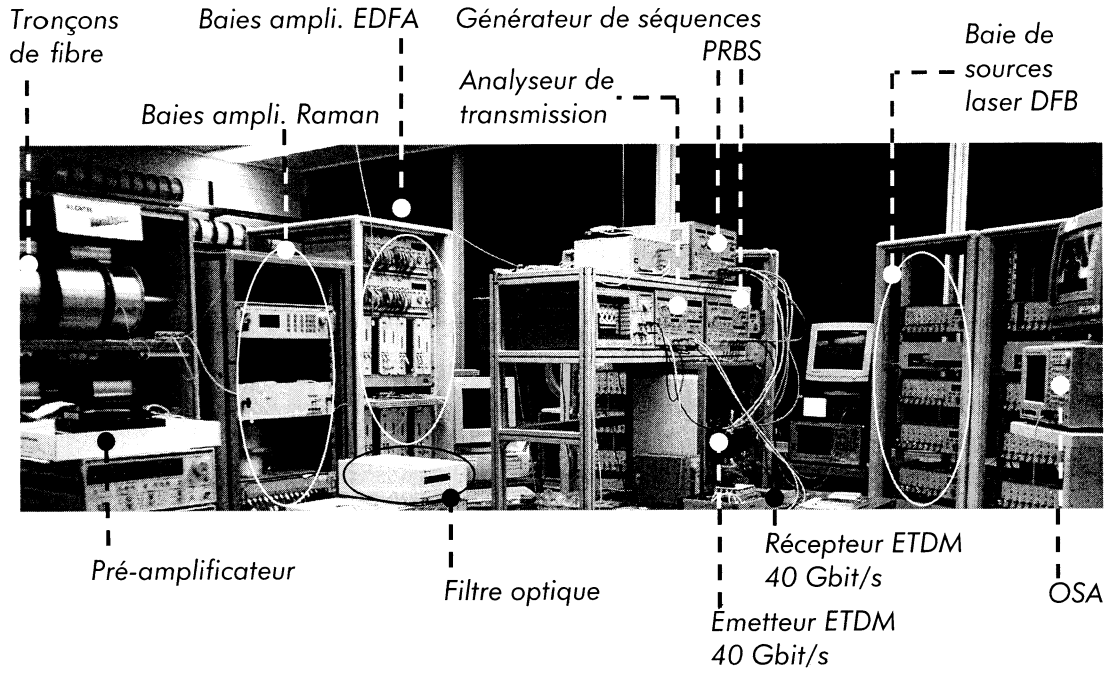


figure 4.3 : Photographie du système pour l'expérience de transmission à 5.12 Tbit/s.

I.1.2. Résultats de transmission sur 300 km

Le spectre de l'ensemble des canaux à la sortie du troisième tronçon de fibre et avant le démultiplexage est montré à la figure 4.4 avec 64 canaux en bande C et 64 canaux en bande L. L'excursion de puissance est d'environ 4 dB entre les canaux à plus faible et plus forte puissance moyenne.

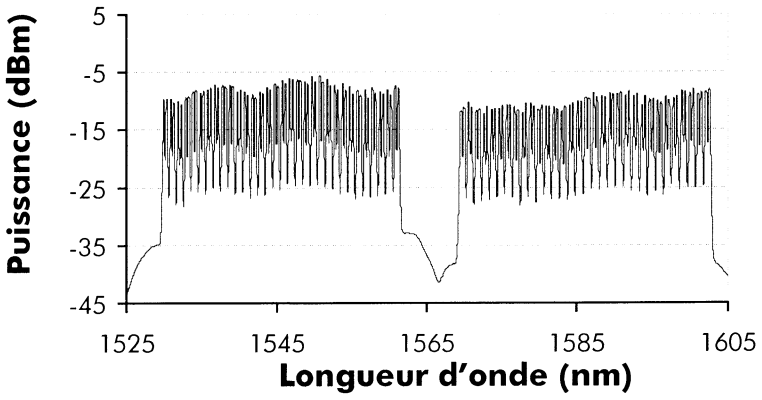


figure 4.4 : Spectre des 128 canaux WDM obtenu en sortie du troisième tronçon avant démultiplexage (résolution 0.02 nm).

Les résultats de performance : rapport signal à bruit optique (OSNR) et taux d'erreurs sont reportés à la figure 4.5 pour les 128 canaux. L'OSNR, ramené à une bande de 0.1 nm, est compris dans les intervalles : [27.3 dB, 30.3 dB] en bande C et [28.5 dB, 32.3 dB] en bande L. Les taux d'erreurs restent toujours inférieurs à 2.10^{-9}. Les canaux

démultiplexés par filtrage BLA « à gauche » et « à droite » sont respectivement indiqués par des marques pleines ou vides. Les taux d'erreurs obtenus par les deux types de filtrage sont similaires. Pour l'ensemble des canaux, les taux d'erreurs les plus hauts correspondent aux OSNR les plus bas. A ce titre, on remarque que les canaux de courtes longueurs d'onde (en début de bande C) montrent les plus faibles OSNR. Cette pénalité, observée en début de bande C, est probablement due à l'effet Raman auto-induit qui transfère la puissance portée par les courtes longueurs d'onde vers les grandes longueurs d'onde, qu'il s'agisse des canaux contenant l'information ou des pompes Raman entre elles.

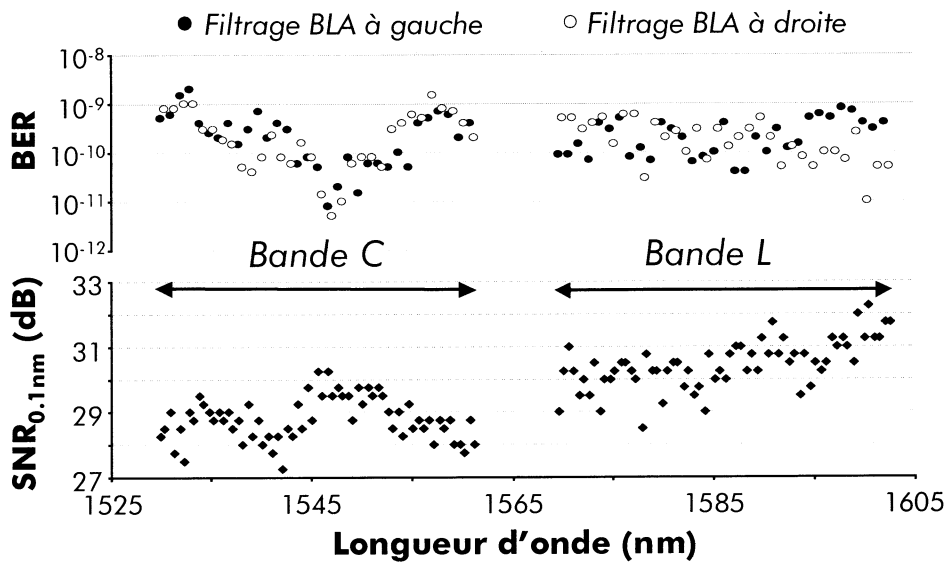


figure 4.5 : Rapport signal à bruit dans 0.1 nm et taux d'erreurs obtenus sur les 128 canaux au bout de 300 km de transmission.

La capacité ainsi transmise sur 300 km est de 5.12 Tbit/s sur une bande optique d'environ de 8 THz (64 nm) et avec une densité spectrale d'information de 0.64 bit.s^{-1}.Hz^{-1}.

I.1.3. Technologies clefs permettant d'atteindre cette performance de transmission

Les points forts dans la conception du système de transmission de cette expérience ont été, outre la réalisation des composants, l'agencement de l'amplification optique pour assurer un gain relativement homogène sur la bande optique utilisée et une puissance suffisante pour transmettre l'ensemble de 128 canaux, la mise en œuvre de la technique de filtrage BLA par rapport à l'allocation particulière de longueurs d'onde, et enfin, la compensation et la gestion de dispersion chromatique.

I.1.3.1. *Gestion des puissances des canaux dans la ligne de transmission*

Du point de vue de la gestion de la puissance par l'amplification hybride EDFA/Raman distribuée, la ligne est ajustée de telle sorte que la puissance en entrée des EDFAs soit homogène sur l'ensemble des canaux, dans chaque bande d'amplification. La figure 4.6, illustre le principe suivi pour assurer cette homogénéité de puissance. En entrée du

premier EDFA, les canaux ont une puissance relativement homogène. Cet EDFA est conçu de telle sorte que les puissances des canaux en sa sortie varient approximativement linéairement en dB, en fonction de leur longueur d'onde porteuse, le canal de plus grande longueur d'onde ayant une puissance moyenne environ 3 dB inférieure à la puissance moyenne du canal à plus faible longueur d'onde et ce, dans les deux bandes d'amplification. Ensuite, au cours de la propagation dans un tronçon de 100 km de fibre (exemple du tronçon n°2 à la figure 4.6), l'effet Raman auto-induit (Cf. chapitre 1 § I.6.2.2.) compense les écarts de puissance entre les canaux qu'il y avait en début de tronçon en transférant de la puissance des canaux portés par les courtes longueurs d'onde vers les autres. Par suite, la distribution des puissances des canaux est homogène dans chaque bande en sortie de tronçon. Néanmoins la déplétion des canaux de la bande C par rapport à ceux de la bande L, du fait du transfert de puissance par effet Raman auto-induit, implique une puissance moyenne en bande C environ 4 dB plus faible qu'en bande L. L'amplification Raman distribuée, réalisée par quatre pompes semi-conductrices, fournit alors un gain relativement homogène dans chaque bande, et plus fort en bande C qu'en bande L, pour compenser cette déplétion. Ce gain Raman correspond à environ 12 dB en bande C et 10 dB en bande L.

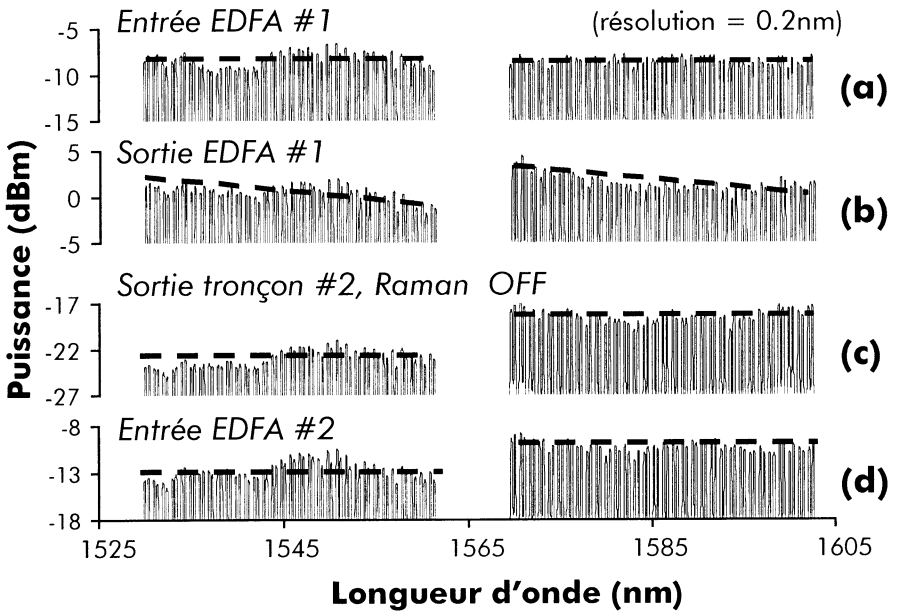


figure 4.6 :Illustration du principe de la gestion des puissances dans la ligne de transmission par les spectres du multiplex enregistrés pour différentes étapes.

Pour mesurer plus précisément le transfert de puissance dû à l'effet Raman auto-induit nous avons enregistré les spectres de l'ensemble des canaux en entrée et sortie de tronçon ainsi que les pertes cumulées d'un tronçon de fibre. Les résultats obtenus sont présentés à la figure 4.7. Le transfert de puissance est, comme nous l'avons vu au chapitre 1 § I.6.2.2. , linéaire (en dB) en fonction de la longueur d'onde porteuse des canaux, et l'écart maximal observé dans chaque bande est d'environ 3 dB, ce qui compense bien la répartition de puissance réglée en début de tronçon par une conception particulière des EDFAs (Cf. figure 4.6 b).

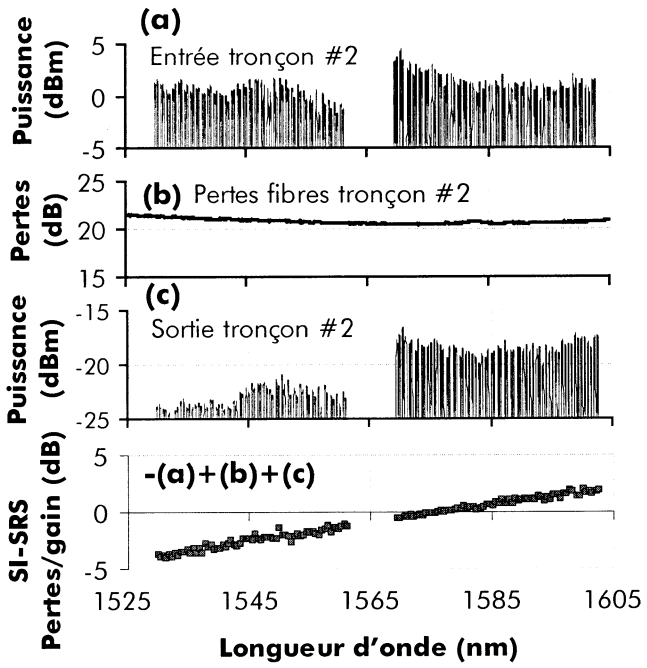


figure 4.7 : Evaluation du transfert de puissance par effet Raman auto-induit des canaux portés par les courtes longueurs d'onde vers les autres. En (a) spectre des canaux en entrée de tronçon, en (b), pertes du tronçon de 100 km, en (c) spectre en sortie du tronçon et en (d), déduction du transfert de puissance.

L'homogénéité de l'évolution de la puissance en fonction des canaux, ainsi réalisée, permet de garantir une homogénéité de la performance des canaux.

I.1.3.2. *Compensation et gestion de dispersion*

Les fibres de compensation sont ajustées pour réaliser la gestion de dispersion optimisée par simulations numériques. Cette gestion de dispersion optimale est fournie par les résultats obtenus au chapitre 3. La dispersion cumulée, en fonction de la distance de propagation est tracée pour les canaux n°1 et n° 64 en bande C puis n° 65 et n° 128 en bande L à la figure 4.8. La pré-compensation de dispersion est réglée pour atteindre une valeur de –150 ps/nm pour le canal central de chaque bande d'amplification. Les deux fibres compensatrices réparties dans les EDFA de la ligne assurent une compensation d'environ 103 % de la dispersion cumulée dans chaque tronçon de fibre de ligne. Par ailleurs, la dispersion cumulée après un tronçon de fibre de ligne suivi par une fibre de compensation, est différente selon les canaux, compte-tenu d'une compensation seulement partielle de la pente de dispersion des fibres de ligne par celle des fibres de compensation. Nous avons donc choisi d'utiliser des fibres de compensation différentes pour compenser la dispersion des canaux de la bande C et de la bande L. Compte-tenu, de la séparation en ces deux bandes, de l'amplification de type EDFA, cette première correction d'écart de compensation de dispersion entre les canaux, ne nécessite pas un démultiplexage de bandes supplémentaire en cours de ligne.

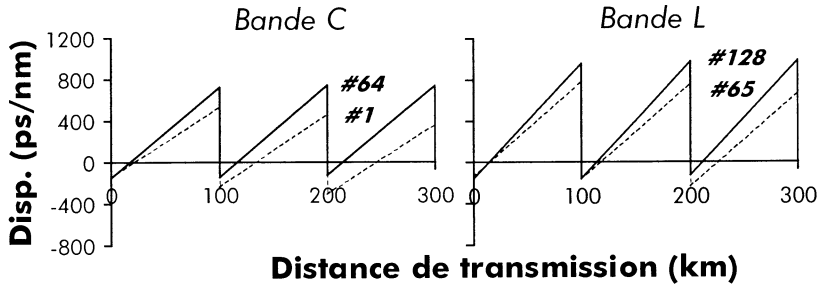


figure 4.8 : Dispersion cumulée en fonction de la distance pour les canaux extrêmes du multiplex, en bande C à gauche et en bande L à droite.

Néanmoins, dans chaque bande, la compensation imparfaite de la pente de dispersion chromatique par les fibres de compensation mène, après la propagation dans trois tronçons, à une dispersion cumulée variable selon les canaux. Comme le montre la figure 4.9, par la mesure de dispersion cumulée en fonction de la longueur d'onde avant la post-compensation de dispersion, les canaux ont une dispersion cumulée d'environ 400 ps/nm à 800 ps/nm en bande C et d'environ 700 ps/nm à 1100 ps/nm en bande L. Or, comme nous l'avons vu au chapitre 3 § I.1.4.3. , la tolérance à la dispersion résiduelle vaut environ 60 ps/nm pour ces canaux modulés au débit de 40 Gbit/s. Compte-tenu de la disparité de la dispersion cumulée avant la post-compensation de dispersion, il convient donc de compenser canal par canal cette dispersion cumulée. Pour cela, un système constitué d'une combinaison variable de fibres de compensation permet d'ajuster rapidement la valeur de dispersion cumulée, en post-compensation de dispersion. Le réglage de la valeur de cette post-compensation de dispersion est effectué pour obtenir un taux d'erreurs minimal.

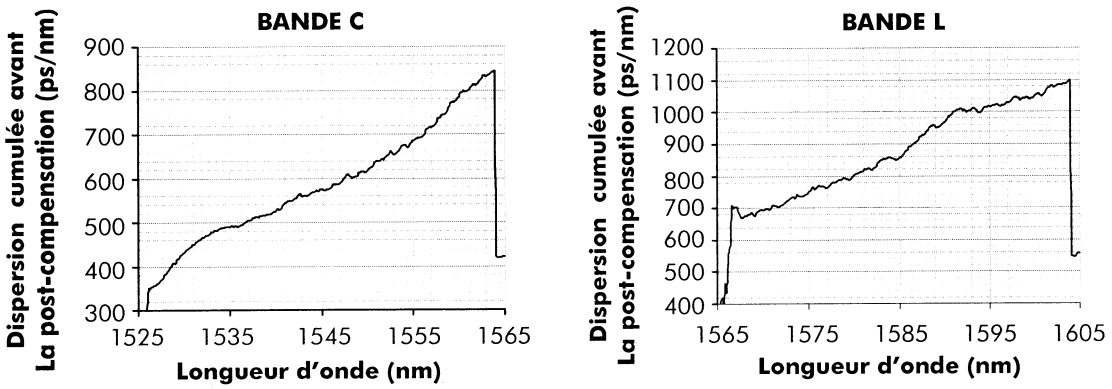


figure 4.9 : Dispersion cumulée en fonction de la longueur d'onde, mesurée avant la post-compensation de dispersion, dans les bandes d'amplification C, à gauche, et L, à droite.

Cette gestion de dispersion est ainsi adaptée pour permettre une propagation du signal en limitant les dégradations dues aux effets non-linéaires et à la dispersion pour l'ensemble des canaux de la bande C et de la bande L.

I.1.3.3. *Filtrage en bande latérale atténuée et allocation de longueurs d'onde*

Nous avons vu, lors de la présentation des résultats de transmission à la figure 4.5, que les taux d'erreurs des canaux étaient similaires entre un filtrage BLA des canaux « à gauche » ou « à droite ». Pour réceptionner au mieux les informations contenues dans la demi-bande de chaque canal, compte-tenu de l'allocation des longueurs d'onde des canaux, à espacement spectral alterné de 50 GHz puis 75 GHz, il faut suivre un certain nombre de conditions. Ces conditions, déjà détaillées au chapitre 2 § III.1.2. sont brièvement rappelées ici :

- Un filtre adapté au filtrage BLA à « gauche » ou « à droite ». Les pertes d'insertion de ces filtres sont rappelées à la figure 4.10. Leur bande passante à 3 dB est comprise entre 0.25 nm et 0.3 nm et leur décalage par rapport à la longueur d'onde porteuse du canal étudié est compris entre 0.15 nm et 0.2 nm ou –0.2 nm et –0.15 nm.
- Une tension de biais des modulateurs M-Z qui favorise la réception de l'information pour un filtrage BLA donné (Cf. figure 2.22). Les valeurs de tension de biais utilisées lors de cette expérience de transmission sont reportées à la figure 4.11 (a). A ces tensions de biais, correspond un *chirp* du signal à l'émission induit par ces modulateurs M-Z.
- Le *chirp* du signal, induit par les modulateurs utilisés, implique une variation de la valeur de post-compensation de dispersion, à partir de la valeur correspondante sans chirp, pour retrouver la meilleure qualité de transmission (Cf. chapitre 3 § I.1.5.5.). La dispersion résiduelle menant au meilleur taux d'erreurs, pour l'ensemble des canaux est donnée en (b) de la figure 4.11. En bande C d'amplification, celle-ci est comprise dans l'intervalle [70 ps/nm ; 140 ps/nm] pour les canaux filtrés BLA « à gauche » et dans [-20 ps/nm ; 70 ps/nm] pour les canaux filtrés BLA « à droite ». Ces mêmes intervalles de dispersion résiduelle correspondent en bande L, respectivement à [30 ps/nm ; 140 ps/nm] et [-70 ps/nm ; 10 ps/nm]. Ces valeurs de dispersion résiduelle sont obtenues par calcul, à partir de la mesure de dispersion cumulée avant la post-compensation montrée en figure 4.9 et d'une évaluation de la dispersion cumulée dans la fibre de post-compensation de dispersion. En outre ces valeurs de dispersion résiduelle ne prennent pas en compte une éventuelle dispersion chromatique apportée par les composants de la réception et en particulier les filtres optiques utilisés. Les canaux nécessitant les dispersions résiduelles les plus faibles (resp. les plus fortes) correspondent à ceux qui présentent un chirp positif (resp. négatif) induit par la modulation.

Ainsi un filtrage BLA donné (« à gauche » ou à « droite ») impose un type de filtre, une tension de biais et une dispersion résiduelle adaptés.

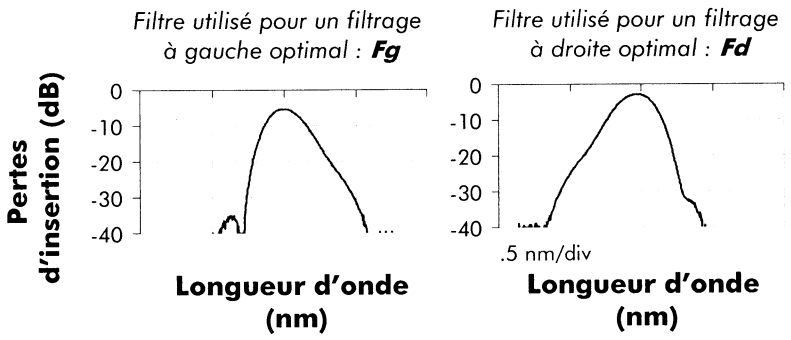


figure 4.10 : Rappel des pertes d'insertion des filtres les mieux adaptés parmi les filtres disponibles au laboratoire.

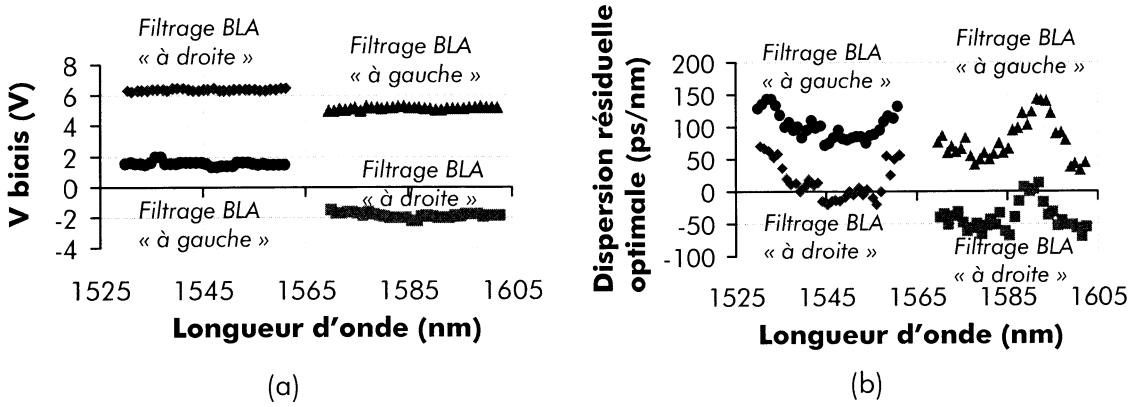


figure 4.11 : Tensions de biais utilisées pour les modulateurs des canaux filtrés par filtrage BLA « à gauche » et « à droite » en fin de liaison dans les bandes C et L d'amplification (a) et dispersion résiduelle correspondante pour ces différents canaux (b).

Ces aspects particuliers de la conception du système ont permis d'atteindre la performance de transmission de cette expérience et ont été utilisés pour les démonstrations ultérieures.

I.2. Evolution en distance jusqu'à 1200-1500 km [176]

Cette partie expose les résultats de transmission sur une distance étendue par rapport à l'expérience du paragraphe précédent. L'idée retenue ici est d'associer à la technique d'allocation de longueurs d'onde précédente, les technologies nécessaires pour atteindre une distance de transmission supérieure à 1000 km à savoir, un contrôle précis de la puissance et de la dispersion cumulée des canaux. De cette façon, la distance de transmission atteint 1200 km comme dans **[175]** mais la capacité totale transmise est augmentée de 3.2 Tbit/s[175] à 5.12 Tbit/s .

La contribution personnelle à cette expérience est moindre par rapport à la contribution aux autres expériences exposées dans ce chapitre. Néanmoins elle permet de bien montrer l'intérêt des campagnes de simulations numériques concernant la gestion de dispersion chromatique présentées au chapitre 3.

Le schéma expérimental est détaillé à la figure 4.12. L'émetteur est identique à celui de l'expérience du paragraphe précédent à ceci près qu'un codage des données est effectué pour la correction des erreurs. Ce codage nécessite de transmettre un débit supplémentaire de 2.7 Gbit/s. Les équipements terminaux doivent donc être adaptés au nouveau débit de 42.7 Gbit/s. Les quatre tributaires à 10 Gbit/s sont codés pour obtenir quatre tributaires à 10.7 Gbit/s avant d'être multiplexés électriquement sur le même principe que pour une émission à 40 Gbit/s. En fin de liaison le décodage des erreurs est, de la même manière, effectué sur les quatre tributaires à 10.7 Gbit/s, après démultiplexage des canaux à 42.7 Gbit/s. En sortie de décodage on retrouve les quatre tributaires à 10 Gbit/s qui peuvent être traités par l'analyseur de transmission. La capacité d'information transmise vaut 5.12 Tbit/s comme pour l'expérience précédente. La principale différence expérimentale est cependant la distance de

transmission qui est, ici, 4 voire 5 fois plus grande. Pour atteindre ces distances au laboratoire, il est nécessaire, pour des questions de coût, de simuler la transmission en bouclant sur elle-même une transmission à plus courte distance. Ici, la distance de transmission pour un tour de boucle est de 300 km. Pour réaliser ce bouclage, des interrupteurs basés sur des cellules acousto-optiques permettent de contrôler la propagation et la mesure des signaux lumineux dans la boucle et dans le récepteur (notés AO 1 et AO 2 à la figure 4.12). Le fonctionnement de la boucle peut être trouvé dans l'article **[176]**. De cette manière, il est possible d'analyser la performance de transmission après chaque tour de boucle et nous nous concentrerons, par la suite, sur les résultats de transmission après 4 ou 5 tours, et par conséquent après des distances de transmission de 1200 km ou 1500 km.

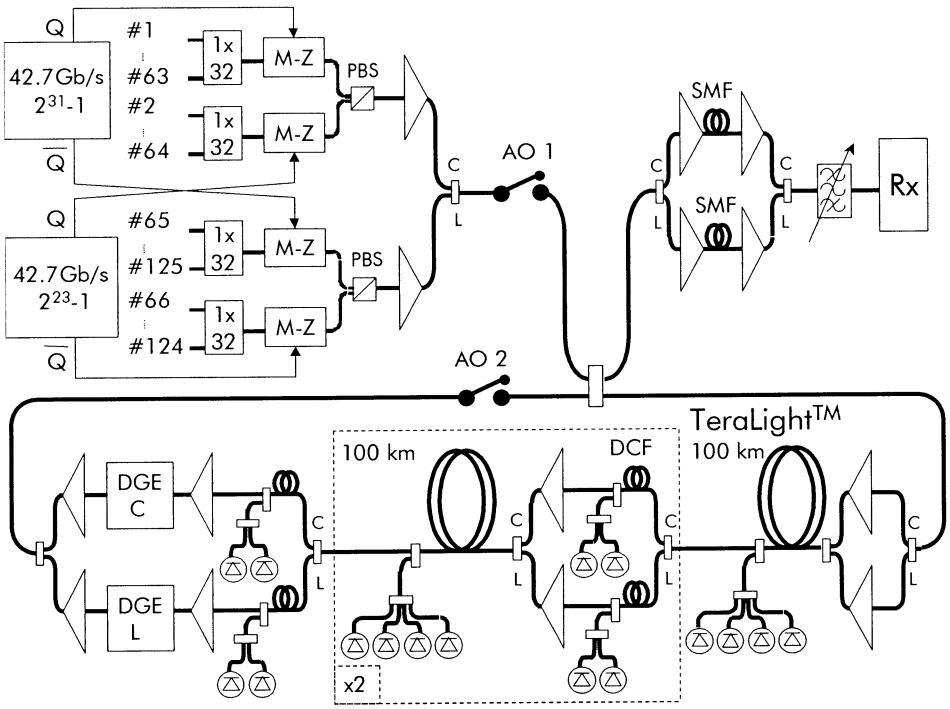


figure 4.12 : Schéma du montage de l'expérience de transmission à 5.12 Tbit/s sur 1200 km si 4 tours de boucle sont effectués, et 1500 km pour 5 tours (AO : Acousto-optique, DGE : Dynamic Gain Equalizer).

Outre l'usage de la correction des erreurs, des adaptations de la conception du système par rapport à une expérience sur 300 km ont été mises en oeuvre pour atteindre de telles distances de l'ordre du millier de kilomètres. Ces adaptations sont, comme schématisées à la figure 4.12, une amplification EDFA assistée d'une amplification Raman distribuée aussi bien dans la fibre de ligne que dans les fibres de compensation, ainsi qu'un contrôle de la puissance et de la dispersion chromatique cumulée des canaux plus précis. Par la suite, nous allons détailler uniquement la gestion de dispersion employée pour ces transmissions à grande distance et expliquer son rôle dans l'augmentation de la distance de propagation de 1200 km à 1500 km. De plus amples détails sur les autres aspects peuvent cependant être trouvés dans les articles [176] et [177].

La figure 4.13, fournit les gestions de dispersion chromatique employées pour les transmissions sur 1200 km et 1500 km. Pour cela, nous avons tracé la dispersion cumulée en fonction de la distance pour les canaux centraux dans chaque bande

d'amplification, c'est-à-dire, pour les canaux portés par la longueur d'onde de 1545 nm en bande C et 1585 nm en bande L. La fibre de ligne utilisée est, comme pour l'ensemble des expériences présentées ici, la fibre TeraLight. Néanmoins ses paramètres sont légèrement modifiés pour garantir une compensation de pente de dispersion chromatique. La dispersion locale garde sa valeur de 8 $ps.nm^{-1}.km^{-1}$, mais la pente de dispersion vaut, cette fois, 0.052 $ps.nm^{-2}.km$ et l'aire effective, 63 μm^2 (toutes ces valeurs étant données pour la longueur d'onde de 1550 nm). Les fibres de compensation de dispersion sont conçues de telle sorte que la pente de dispersion de la fibre de ligne soit compensée. La répartition de la compensation de dispersion est effectuée de telle sorte que la dispersion cumulée en pré-compensation soit nulle et que la post-compensation de dispersion soit ajustée canal par canal pour obtenir le plus faible taux d'erreurs. La dispersion résiduelle en ligne, c'est-à-dire, la somme de la dispersion cumulée dans un tronçon de fibre de ligne et de la dispersion cumulée dans la fibre de compensation qui la suit, a, en bande L, une valeur d'environ –25 ps/nm pour le canal porté par la longueur d'onde de 1585 nm. En bande C, la valeur de dispersion résiduelle, initialement fixée à –25 ps/nm dans le cas d'une transmission sur 1200 km, pour le canal à la longueur d'onde de 1545 nm a été changée pour atteindre une transmission de 1500 km. C'est sur ce point que nous nous concentrerons dans ce paragraphe. Sur la figure figure 4.13, en bande C nous avons indiqué la carte de dispersion utilisée pour la transmission sur 1200 km par des lignes en pointillés et par un trait continu celle utilisée pour la transmission sur 1500 km (à titre de comparaison la représentation de la carte de dispersion pour la transmission de 1200 km est prolongée pour un tour de boucle supplémentaire). Nous expliquerons, après la présentation des résultats de transmission, les raisons d'un tel changement de gestion de dispersion.

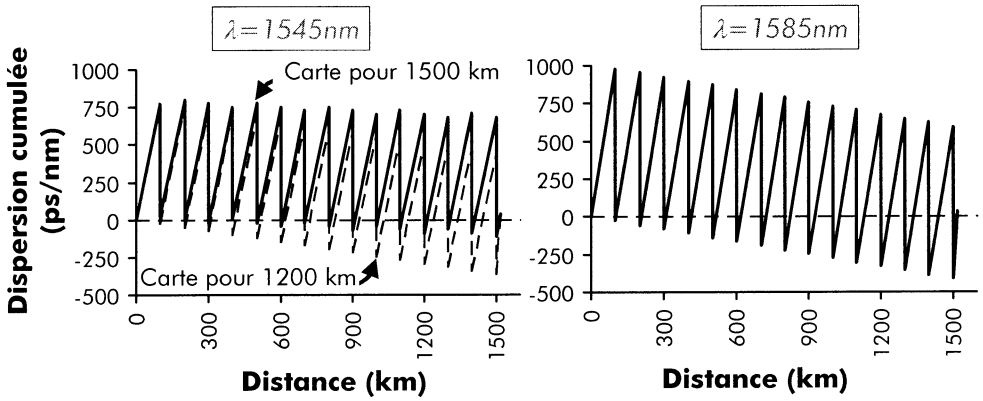


figure 4.13 : Cartes de gestion de dispersion présentant la dispersion cumulée en fonction de la distance pour les canaux aux longueurs d'onde de 1545 nm (Bande C) et 1585 nm (Bande L). En bande C, la gestion de dispersion a été effectuée différemment pour les expériences de transmission sur 1200 km et 1500 km.

La figure 4.14, donne les résultats de transmission en termes de taux d'erreurs pour l'ensemble des 128 canaux et dans les deux cas de distance de transmission : 1200 km et 1500 km et en termes d'OSNR pour la transmission sur 1200 km. Pour une transmission sur 1200 km le rapport signal à bruit optique obtenu en fin de liaison ramené dans 0.1 nm est compris entre 22.1 dB et 26.0 dB en bande C et entre 22.7 dB et 27.6 dB en bande L. Les taux d'erreurs n'excédent pas $1.4.10^{-4}$ sur l'ensemble des canaux pour la transmission sur 1200 km (Cf. graphique central de la figure 4.14).

Après correction des erreurs par les cartes FEC actuelles, nous pouvons donc obtenir des taux d'erreurs inférieurs à 10^{-13}.

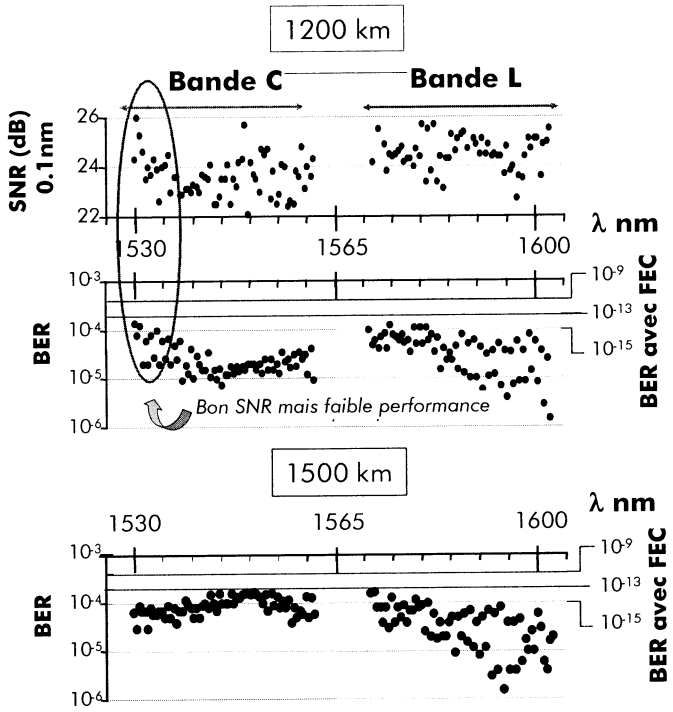


figure 4.14 : Rapport signal à bruit et taux d'erreurs de l'ensemble des canaux pour la transmission sur 1200 km, puis nouveaux taux d'erreurs obtenus après extension de 1200 km à 1500 km.

Sur cette figure 4.14, et toujours pour les résultats de transmission à 1200 km on peut constater que les taux d'erreurs des canaux de début de bande C sont, en comparaison aux autres canaux, plus élevés, alors même que les OSNR qui leur correspondent sont aussi plus élevés. Ce sont ces canaux qui limitent la transmission à 1200 km. Lorsque nous effectuons un tour de boucle supplémentaire, c'est-à-dire 5 tours au lieu de 4, les taux d'erreurs de ces canaux dépassent la valeur de quelques 10^{-3}. Cependant une augmentation ou une diminution de leur puissance n'apportaient pas d'amélioration significative en termes de taux d'erreurs. Ceci indique que le compromis de puissance entre les dégradations des effets non-linéaires et du bruit était bien réalisé pour ces canaux, malgré leur OSNR élevé par rapport à celui des autres canaux de la bande C. Une telle variation de la performance de transmission dans la bande C suggère que la gestion de dispersion n'est pas aussi optimale pour les canaux du centre de la bande C et que pour les canaux extrêmes.

Afin de mieux analyser cette difficulté nous avons utilisé les règles analytiques du chapitre 3 § I.1. Puisque la dispersion résiduelle est ajustée canal par canal pour obtenir le meilleur taux d'erreurs, nous nous sommes concentrés sur la relation entre la pré-compensation de dispersion et la compensation en ligne (Cf. chapitre 1 § I.1.5.). Cette relation est indiquée par la ligne noire sur le graphique de la Figure 4.15 (b). En utilisant des simulations numériques, nous avons aussi évalué les facteurs Q' obtenus pour une transmission sur 1500 km d'un canal modulé à 40 Gbit/s au format NRZ en fonction de la pré-compensation et de la dispersion résiduelle en ligne. Nous rappelons que cette dernière grandeur correspond à la somme de la dispersion cumulée dans un tronçon de fibre de ligne et dans la fibre de compensation qui suit ce tronçon. On peut remarquer sur ce graphique de la Figure 4.15 (b) qu'il y a un très

bon accord entre la règle analytique et les simulations numériques et que la tolérance à la dispersion résiduelle en ligne est réduite, c'est-à-dire qu'une pénalité de 1 dB sur le facteur Q' par rapport au facteur Q' minimal est provoqué par un écart d'environ +/- 5 ps/nm de dispersion résiduelle en ligne. Malgré l'utilisation de fibres de compensation qui compensent totalement la pente de dispersion chromatique de la fibre de ligne, la dispersion résiduelle en ligne varie avec la longueur d'onde porteuse des canaux du fait de la pente de la pente de dispersion ! La partie (a) de Figure 4.15 fournit cette valeur de dispersion résiduelle en ligne pour les canaux de la bande C et après chaque compensation de dispersion des trois tronçons de fibre de la boucle. Sur ces mesures, nous avons indiqué la valeur optimale de dispersion résiduelle, prédite par les simulations numériques et la règle analytique, à – 25 ps/nm. Or nous pouvons constater que les canaux des régions à courtes longueurs d'onde de la bande C s'éloignent de cette valeur optimale de dispersion résiduelle en ligne.

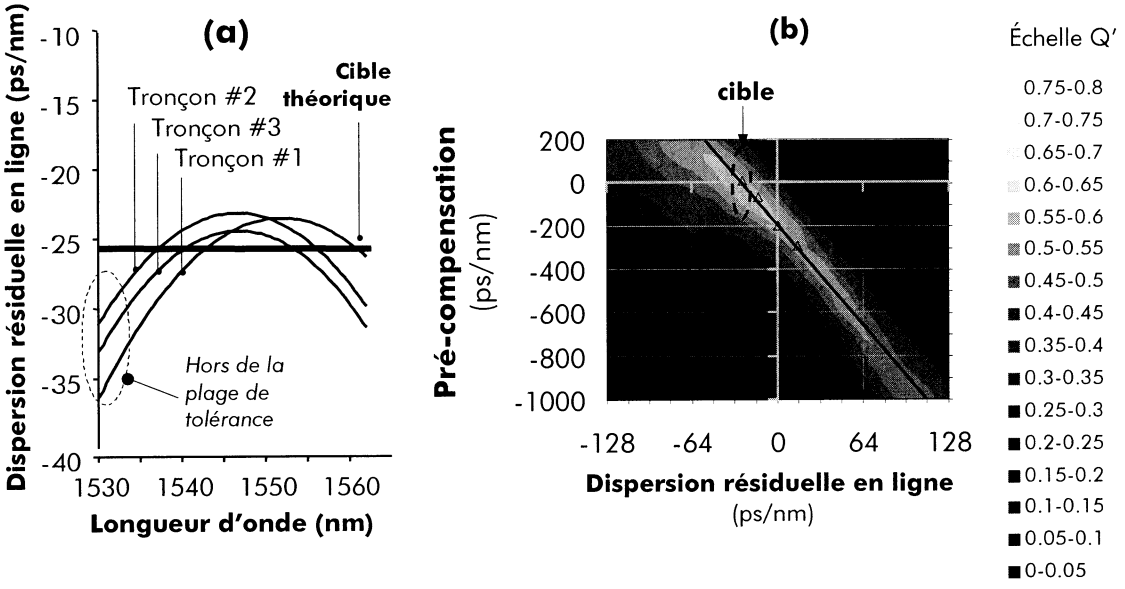


Figure 4.15 : (a) Mesure de la dispersion résiduelle en ligne dans la bande C après chaque tronçon de fibre de la boucle, (b) facteurs Q' obtenu par simulation numérique d'une transmission sur 1500 km d'un canal modulé à 40 Gbit/s au format NRZ. La ligne et les symboles triangulaires indiquent les prédictions de la règle analytique.

Pour rendre plus homogènes les taux d'erreurs sur la totalité de la bande C, nous avons donc ajouté une section de fibre SMF de 50 ps/nm de dispersion cumulée (à 1550 nm) dans la boucle à re-circulation. La nouvelle carte de dispersion obtenue en bande C est indiquée par une ligne continue à la figure 4.13. Par cette opération, les canaux du début de la bande C ont une dispersion résiduelle en ligne qui s'approche de la valeur optimale de –25 ps/nm. La transmission peut alors être étendue à 5 tours de boucle, soit 1500 km. Les résultats de performance de transmission après cette extension sont montrés dans la partie basse de la figure 4.14. On remarque que les taux d'erreurs sont dégradés en moyenne sur l'ensemble des canaux, du fait de la transmission supplémentaire sur 300 km. Néanmoins les canaux en bande C présentent une performance de transmission plus homogène que pour la transmission à 1200 km grâce au réajustement de la gestion de dispersion que nous venons de détailler. Les taux d'erreurs obtenus restent alors tous en deçà de $1.5.10^{-4}$.

Par cette extension de la transmission jusqu'à 1200 km puis 1500 km, outre la performance de transmission en elle-même, nous avons pu vérifier, avec une certaine précision, la validité expérimentale des conclusions du chapitre 3, fournies par l'outil de simulation numérique ou par les règles analytiques en ce qui concerne la gestion de dispersion chromatique.

II. Expériences de transmission à 10.2 Tbit/s sur 100 km puis 300 km

Avant la réalisation des expériences présentée ici, des transmissions de capacité de plusieurs Terabit/s ont déjà été démontrées. L'utilisation de formats de modulation à faible densité spectrale a permis d'atteindre une capacité de 2.6 Tbit/s sur 120 km avec une densité spectrale d'information de 1 $bit.s^{-1}.Hz^{-1}$ [172] . Une transmission à 7 Tbit/s sur 50 km a aussi été réalisée en utilisant une propagation bidirectionnelle des canaux [178]. Enfin l'usage du multiplexage en polarisation a été mis en valeur par une transmission sur 176 km d'une capacité de 6.4 Tbit/s [179]. Ici nous avons choisi d'associer cette technique du multiplexage en polarisation avec l'allocation particulière de longueurs d'onde des expériences détaillées au § I. La capacité d'information atteint alors la valeur record de 10.2 Tbit/s. Deux étapes de distance de propagation sont montrées, avec, tout d'abord une transmission sur 100 km puis une transmission sur 300 km. Un grand nombre d'aspects de la conception de ces systèmes de transmission sont similaires aux expériences précédentes et nous n'y reviendrons pas.

II.1. Transmissions à 10.2 Tbit/s sur 100 km [180]

II.1.1. Principe et description du montage expérimental

Le principe de l'expérience est présenté à la figure 4.16. Les canaux sont multiplexés en longueur d'onde et sur deux états de polarisation orthogonaux (notés // et $\perp$ à la figure 4.16). Sur un état de polarisation, les longueurs d'onde sont allouées avec un espacement spectral alterné de 50 GHz puis 75 GHz comme pour les expériences à 5.12 Tbit/s précédentes. Les longueurs d'onde porteuses des canaux ont les mêmes valeurs sur les deux états de polarisation, comme illustré à la figure 4.16. A la réception, la technique du filtrage BLA est appliquée pour l'ensemble des canaux, avec l'alternance d'un filtrage BLA « à gauche » et « à droite » sur les deux états de polarisation. La densité spectrale d'information obtenue est doublée par rapport aux expériences de transmission à 5.12 Tbit/s et atteint donc 1.28 $bit.s^{-1}.Hz^{-1}$. La première source de dégradation due au multiplexage en polarisation provient du fait que l'on ne peut plus alterner l'état de polarisation d'un canal à l'autre, puisqu'il existe un ensemble de canaux à espacement spectral alterné sur chaque état de polarisation. Nous perdons donc ici, l'avantage, pour la réduction de la *diaphotie* linéaire et des éventuels effets non-linéaires croisés, d'une alternance de polarisation entre les canaux. Une mesure comparative entre un multiplexage des canaux à espacement spectral et polarisation alternés, et un multiplexage des canaux à espacement alterné sur une même polarisation, indique un écart de taux d'erreurs d'environ deux décades. La seconde source de dégradation provient simplement de la *diaphotie* linéaire intervenant entre deux canaux, aux mêmes longueurs d'onde porteuses et sur les deux états de polarisation.

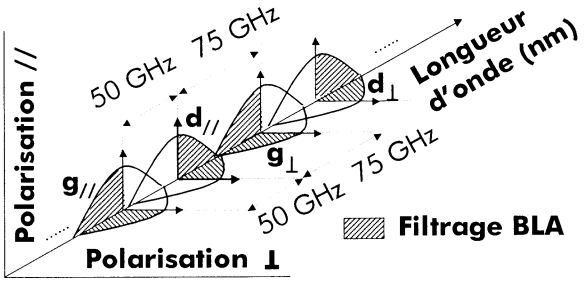


figure 4.16 : Principe de l'expérience de transmission à 10.2 Tbit/s sur 100 km.

Pour mettre en œuvre cette transmission, nous avons suivi le schéma expérimental illustré à la figure 4.17. L'émetteur comprend 128 sources laser DFB de longueurs d'onde porteuses comprises entre 1529.94 nm et 1561.22 nm en bande C et entre 1569.59 nm et 1602.53 nm en bande L. Les canaux pairs et impairs des deux bandes sont multiplexés par des multiplexeurs de bande C et L. Ensuite ils sont dédoublés sur deux fibres par des coupleurs (50/50) pour être modulés par deux modulateurs commandés par des séquences de données complémentaires et au débit de 42.66 Gbit/s. La longueur des séquences est de 2^{15}-1 pour les canaux en cours de mesure et 2^{23}-1 pour les autres. Par ces dernières opérations, on obtient deux ensembles de canaux pour les canaux pairs et deux ensembles pour les canaux impairs. Ceci aboutit, par conséquent, à un total de quatre ensembles de 64 canaux modulés avec des informations différentes et ayant un espacement spectral régulier de 125 GHz. Un codage correcteur des erreurs est par ailleurs effectué, comme pour les expériences de transmission à 5.12 Tbit/s sur 1200 km et 1500 km (Cf. § I.2.). Ces ensembles de 64 canaux sont ensuite « entrelacés » par des coupleurs, puis multiplexés en polarisation. Un tel montage d'émetteur permet d'obtenir une décorrelation des données entre des canaux « voisins » en longueur d'onde et sur les deux états de polarisation orthogonaux. Le multiplexage en polarisation est réalisé par un coupleur de polarisation (PBS : Polarisation Beam Splitter).

Cette dernière opération nécessite l'utilisation de composants à maintien de polarisation des sources laser jusqu'au coupleur de polarisation. Bien que de tels composants soient très efficaces pour maintenir la polarisation des canaux avant leur multiplexage en polarisation, la cascade d'un grand nombre d'entre eux induit une variation résiduelle de la polarisation des canaux. Cette variation résiduelle n'est, par ailleurs, pas identique d'un canal à l'autre et un passage par un élément polarisant, comme il en existe souvent dans les modulateurs, provoque une variation de puissance des canaux, variable dans le temps et d'un canal à l'autre. Cette variation de puissance rend, par la suite, instable la qualité de la transmission. Pour la réalisation pratique d'un tel émetteur, il est donc nécessaire soit de limiter le nombre de composants à maintien de polarisation mis en cascade, soit, le cas échéant, de limiter les variations de la polarisation des canaux en insérant, dans la chaîne de composants à maintien de polarisation, d'autres éléments polarisants.

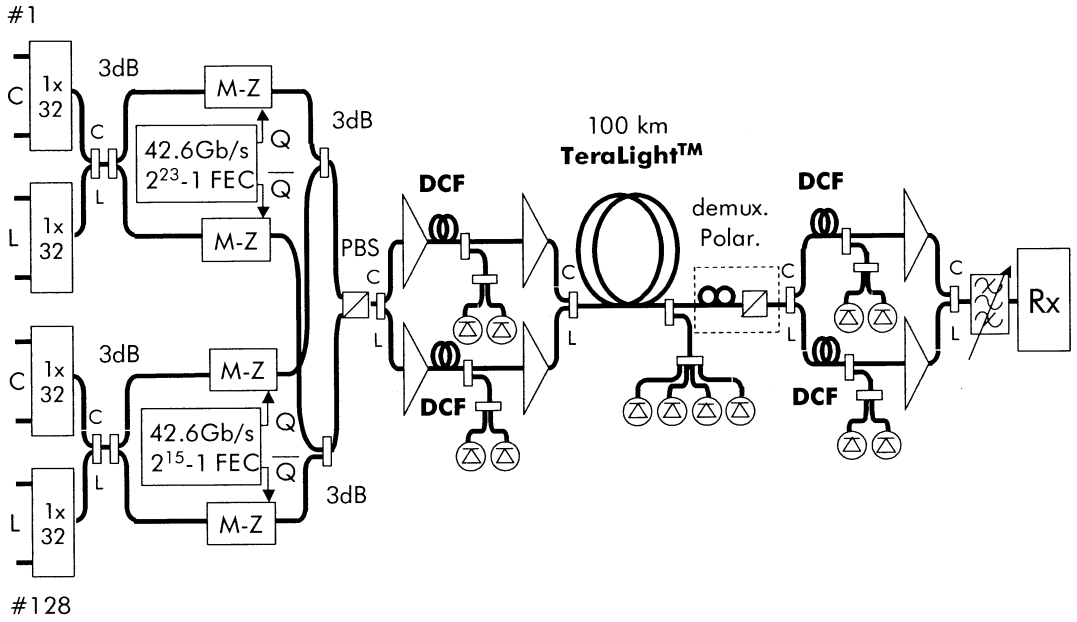


figure 4.17 : Schéma du système expérimental.

Les 256 canaux sont ensuite amplifiés par des EDFA qui fournissent une puissance de sortie de 21.5 dBm dans chaque bande. La puissance par canal est donc de –2.5 dBm. La ligne de transmission consiste en un tronçon de 100 km de fibre TeraLight (D=8 $ps.nm^{-1}.km^{-1}$, d'=0.057 $ps.nm^{-2}.km^{-1}$, A_{eff}=65 μm^2 pour une longueur d'onde de 1550nm). La gestion de dispersion est simplifiée pour cette transmission à un seul tronçon. Elle correspond à une pré-compensation de dispersion de –150 ps/nm pour le canal central de chaque bande d'amplification et à une post-compensation de dispersion ajustée canal par canal pour minimiser le taux d'erreurs. Les EDFA utilisés avant la propagation sont des EDFA à double étage alors qu'à la fin de la liaison, les EDFA ne comprennent qu'un étage. Par ailleurs ces amplificateurs discrets sont assistés par une amplification Raman distribuée aussi bien dans la fibre de ligne que dans les fibres de compensation, de manière à améliorer le facteur de bruit global des EDFA. Le pompage optique pour l'amplification Raman est réalisé par des pompes continues se propageant dans le sens contraire à celui des canaux et aux longueurs d'onde de 1427 nm, 1439 nm, 1450 nm et 1485 nm pour le pompage dans la fibre de ligne. En ce qui concerne le pompage dans les fibre de compensation, les longueurs d'onde de pompe valent 1427 nm et 1455 nm pour le pompage de la bande C et 1480 nm et 1495 nm pour le pompage de la bande L. Les spectres expérimentaux des canaux WDM obtenus en entrée d'amplificateur « booster », en entrée de ligne et en fin de liaison, avec ou sans l'usage du pompage pour l'amplification Raman sont montrés à la Figure 4.18. L'amplificateur « booster » est conçu de telle sorte à fournir un gain environ 4 dB plus fort en début de bande C pour contrecarrer le transfert de puissance vers les grandes longueurs d'onde dû à l'effet Raman auto-induit. De cette manière, lorsque les pompes Raman sont éteintes, la puissance des canaux est homogène sur les bandes C et L. L'allumage des pompes Raman vient alors apporter un gain de 17 dB dans l'une ou l'autre bande d'amplification.

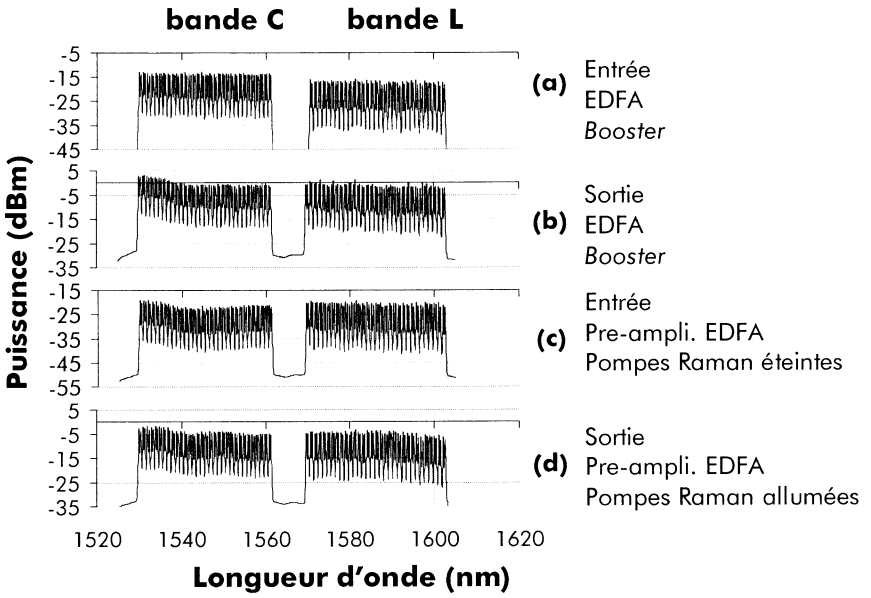


Figure 4.18 : Spectres expérimentaux

En fin de liaison un démultiplexage des deux états de polarisation est réalisée grâce à un contrôleur de polarisation suivi d'un polariseur. Les canaux sont alors filtrés par un filtrage BLA alternativement « à gauche » puis « à droite » de la même façon que pour les expériences à 5.12 Tbit/s précédentes. Le signal est alors détecté par un récepteur ETDM comprenant une correction des erreurs.

II.1.2. Résultats de transmission sur 100 km

Les résultats de transmission sur 100 km sont donnés à la figure 4.19. Les deux premiers graphiques concernent le rapport signal à bruit obtenus pour les canaux filtrés par filtrage BLA « à droite » (cercles) puis « à gauche » (triangles) et sur les deux états de polarisation. L'OSNR (ramené dans 0.1 nm) varie dans les intervalles [28.4 dB, 34.5 dB] et [28.7 dB, 34.1 dB] dans les bandes C et L respectivement. Le dernier graphique de la figure 4.19 montre, quant à lui, les taux d'erreurs obtenus avant la correction des erreurs par le FEC, pour les 128 canaux sur un des deux états de polarisation (symboles creux) plus quelques canaux multiplexés sur l'autre état de polarisation (symboles pleins). Les taux d'erreurs correspondant aux canaux démultiplexés par un filtrage BLA « à gauche » ou « à droite » sont similaires et restent plus faibles que 10^{-4} avant la correction des erreurs. Après la correction des erreurs (se référer à la figure 1.40), les taux d'erreurs restent inférieurs à 5.10^{-15}.

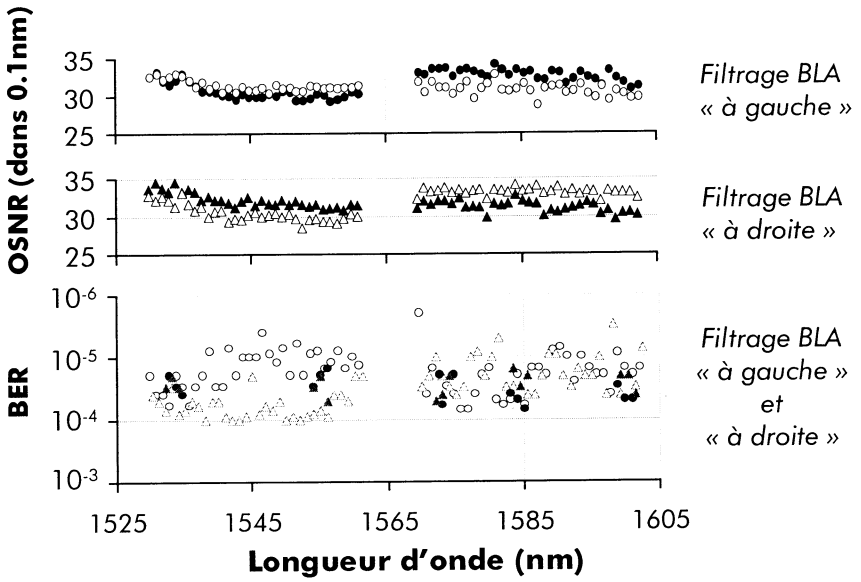


figure 4.19 : Résultats de transmission à 10.2 Tbit/s sur 100 km.

II.2. Transmission sur 300 km [184]

L'extension de la transmission à partir d'une distance ne dépassant pas 117 km [180], [181] jusqu'à 300 km repose sur trois améliorations de l'expérience précédente. Tout d'abord, une nouvelle allocation de longueurs d'onde dont l'étude numérique a été présentée au chapitre 2 § VI.2. , [182]. Ensuite, l'usage d'*entrelaceurs* pour réduire la *diaphotie* linéaire par un filtrage optique des canaux effectué à l'émission [183], avant leur multiplexage (Cf. chapitre 2 § IV.). Enfin, un pompage optique du second ordre pour compléter l'amplification Raman distribuée [185]. Au cours de la description de cette expérience, nous insisterons plus sur ces nouveaux aspects que sur des éléments déjà présents dans les expériences précédentes.

II.2.1. Principe

L'expérience repose sur le nouveau principe d'allocation des canaux en longueur d'onde et en polarisation, présenté à la figure 4.20 et provenant de l'étude numérique montrée au § VI.2. du chapitre 2. Il s'agit de multiplexer, sur un état de polarisation (noté //) un ensemble de canaux avec un espacement spectral alterné de 50 GHz puis 75 GHz, et de reproduire ce même schéma de multiplexage en longueur d'onde sur un état de polarisation orthogonal au premier (noté $\perp$) avec cependant, un écart spectral de 40 GHz entre les porteuses optiques des canaux sur les deux états de polarisation. En fin de liaison, les canaux sont démultiplexés en longueur d'onde grâce à un filtrage BLA indiqué en grisé suivant les divers cas : $g_{//}$ et $d_{//}$ pour un filtrage BLA respectivement « à gauche » et « à droite » sur l'état de polarisation //, ou $g_{\perp}$ et $d_{\perp}$ pour leurs correspondants sur l'état de polarisation $\perp$.

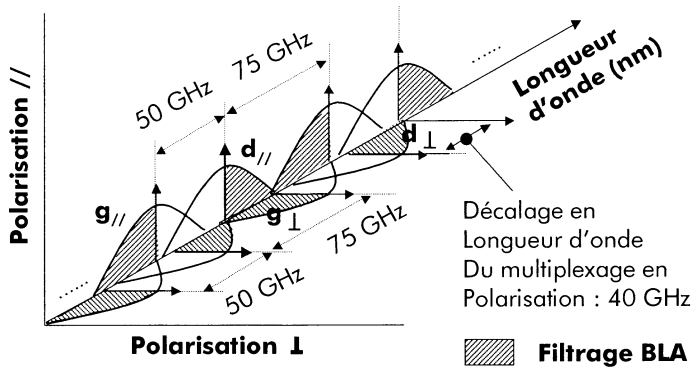


figure 4.20 : Principe de l'allocation de longueurs d'onde pour l'expérience de transmission à 10.2 Tbit/s sur 300 km.

L'intérêt d'une telle allocation de longueurs d'onde est de réduire la part de puissance, passant dans la bande du filtre du canal analysé, qui provient des canaux « voisins », en longueur d'onde et sur l'autre état de polarisation. Cependant cette nouvelle allocation nécessite la disponibilité de deux fois plus de sources laser DFB que pour l'expérience précédente. Le schéma expérimental est illustré par la figure 4.21. Deux ensembles de 128 lasers DFB dont les longueurs d'onde porteuses se distribuent de 1529.94 nm à 1561.54 nm en bande C et de 1569.59 nm à 1602.87 nm en bande L sont multiplexés via des multiplexeurs C/L. Chacun de ces deux ensembles est composé de deux sous-ensembles de 64 canaux ayant un espacement spectral de 125 GHz, « décalés » dans le domaine spectral, l'un par rapport à l'autre, de 50 GHz. Ils correspondent aux canaux pairs et impairs, et s'étendent sur la bande C et la bande L. Ils sont modulés de manière indépendante par deux modulateurs de type Mach-Zehnder commandés par des séquences PRBS électriques de 2^{23}-1 pour le sous-ensemble comprenant les canaux en cours de mesure et de 2^{31}-1 pour les autres. Avant d'être couplés dans une même fibre les deux sous-ensembles de canaux à 125 GHz d'espacement spectral sont filtrés par des filtres périodiques de période 125 GHz qui réduisent l'étendue spectrale des canaux et limitent, par conséquent, leur *diaphotie* linéaire lorsque ceux-ci sont ensuite multiplexés par des coupleurs. Ces filtres périodiques sont des *entrelaceurs* dont nous utilisons un seul port d'entrée (Cf. chapitre 2 § IV.). Ces sous-ensembles, une fois multiplexés forment les deux ensembles de 128 canaux, qui sont ensuite combinés dans la même fibre par des coupleurs de polarisation (PBS). Le multiplex alors formé a une capacité de 10.2 Tbit/s. De la même manière que pour les expériences précédentes, ceci nécessite l'usage de composants à maintien de polarisation depuis les sources laser jusqu'au PBS.

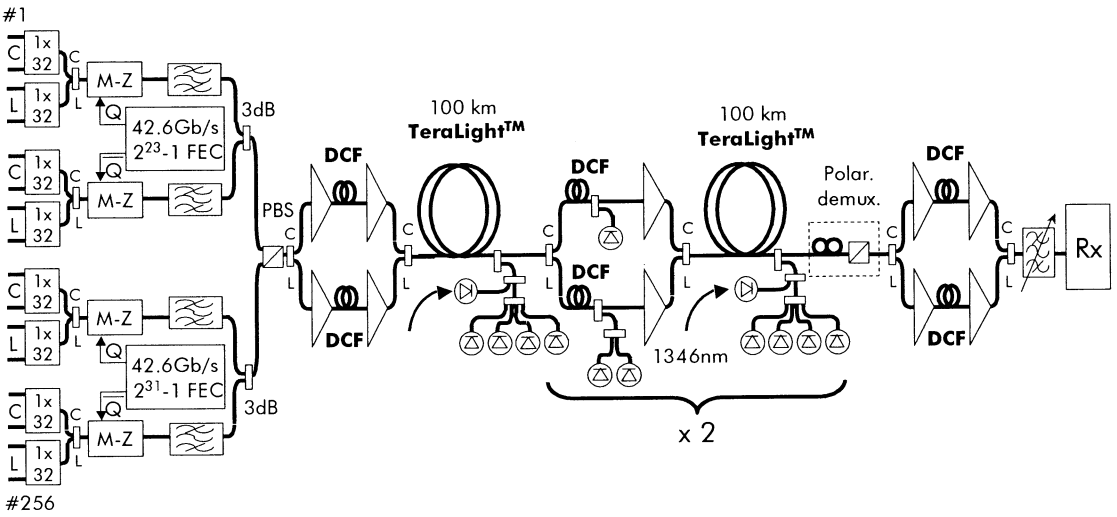


figure 4.21 : Schéma expérimental du système de transmission à 10.2 Tbit/s sur 300 km.

Les premiers EDFAs permettent de fournir une puissance totale de 20 dBm en bande C et 17 dBm en bande L. La ligne de transmission consiste en trois tronçons de 100 km de fibre TeraLight (à 1550 nm : α=0.2 dB/km, D= 8 ps.nm^{-1}.km^{-1}, d'=0.052 ps.nm^{-2}.km et A_{eff}=63 μm^2). Deux sections de fibre de compensation d'une dispersion cumulée avoisinant –150 ps/nm sont insérées entre les deux étages d'amplification des amplificateurs « boosters ». D'autres sections de fibre de compensation sont insérées dans la ligne, avant chaque EDFA. Elles permettent de compenser la dispersion et la pente de dispersion de la fibre de ligne de sorte que l'écart de dispersion cumulée entre les canaux n'excède pas 10 ps/nm à l'entrée de chaque EDFA. En fin de liaison un ajustement fin de la dispersion résiduelle est effectué pour chaque canal. Les répéteurs consistent en des EDFAs en bande C et en bande L. La PMD cumulée sur la concaténation de ces fibres n'excède pas 1.1 ps.

De la même manière que pour l'expérience précédente, le rapport signal à bruit avant la réception est amélioré grâce au multiplexage de pompes semi-conductrices (Cf. § II.1.1.) réalisant une amplification Raman distribuée. Ici le schéma de pompage pour l'amplification Raman est amélioré par le multiplexage d'une pompe supplémentaire d'une longueur d'onde de 1346 nm [185]. La figure 4.22 illustre le principe de cette nouvelle technique. Compte-tenu de l'effet Raman auto-induit, un transfert de puissance a lieu, au cours de la propagation dans la fibre de ligne, des courtes vers les grandes longueurs d'ondes. Ce transfert de puissance s'effectue à la fois pour les canaux de transmission et pour les différentes pompes Raman. Un pompage des premières pompes Raman par une pompe additionnelle de longueur d'onde environ100 nm en deçà, soit ici, 1346 nm, permet de limiter cette déplétion. De la sorte, le pompage Raman se distribue sur une distance plus grande à la fin de chaque tronçon de fibre de ligne et le facteur de bruit de l'amplification équivalente en est diminué. Ce pompage, dit pompage Raman du second ordre permet de gagner environ 1 dB sur l'OSNR en fin de liaison.

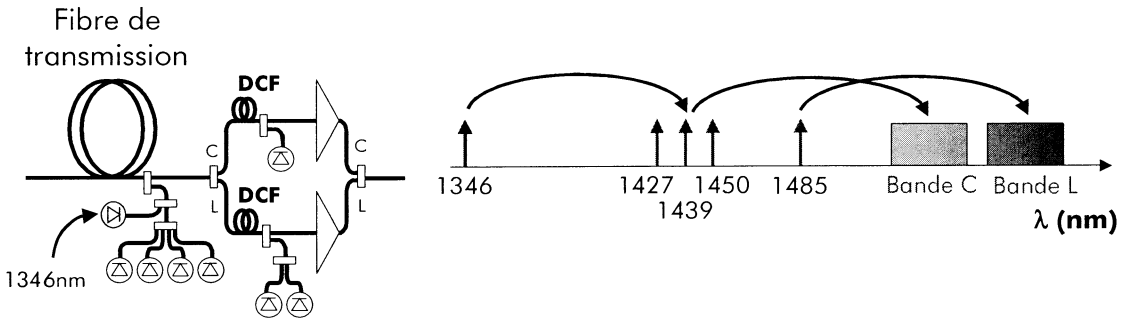


figure 4.22 : Schéma de pompage pour l'amplification Raman distribuée des canaux dans les bandes C et L.

L'excursion de la puissance des canaux, après une propagation sur 300 km, reste dans un intervalle de 6 dB comme le montre le spectre expérimental de la figure 4.23.

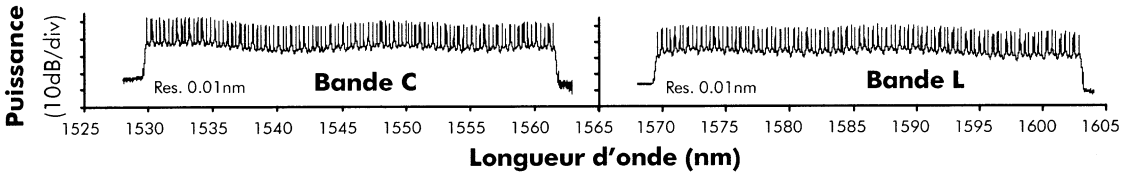


figure 4.23 : Spectre obtenu en fin de liaison de l'ensemble des 256 canaux.

Avant la réception, le démultiplexage des canaux est réalisé par un contrôleur de polarisation suivi d'un polariseur puis un filtrage en bande latérale atténuée est effectué pour chaque canal. Pour illustrer ce démultiplexage nous avons reporté plusieurs spectres à la figure 4.24. Le premier correspond à un détail du spectre de la figure 4.23, sur une bande de 3 nm. On remarque sur ce spectre que la très forte densité spectrale d'information se traduit par une sorte de continuum des spectres de modulation des canaux. L'agencement des porteuses optiques à espacement spectral alterné de 50 GHz puis 75 GHz, décalées globalement de 40 GHz entre les deux états de polarisation, se traduit par une suite de pics d'écarts spectraux valant périodiquement 40 GHz, 35 GHz, 40 GHz et 10 GHz. Après démultiplexage en polarisation et en longueur d'onde nous obtenons les spectres dans les quatre cas de filtrage BLA, deux initialement sur l'état // de polarisation et deux autres sur l'état $\perp$ comme indiqué sur la figure 4.24. Le filtrage BLA est effectué de la même manière que pour l'expérience de transmission précédente, en utilisant des filtres optiques d'une bande passante à 3 dB d'environ 0.25 nm.

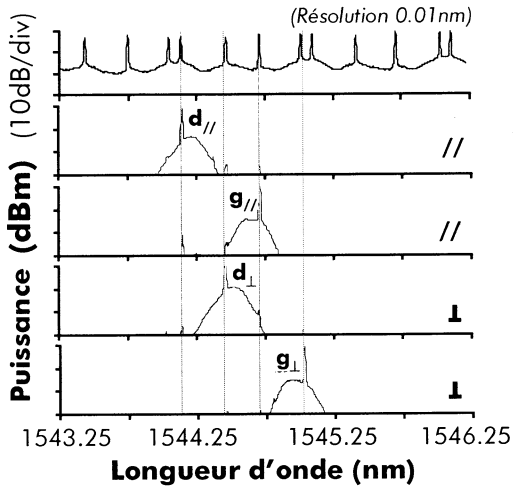


figure 4.24 : Spectre de 12 canaux sur une bande optique de 3 nm extrait de la figure 4.23 puis spectres des canaux après démultiplexage en polarisation et par les filtres optiques de réception. Les deux cas de filtrage BLA sont montrés pour chaque état de polarisation.

Après ces dernières opérations, le récepteur électronique fonctionnant à 42.66 Gbit/s permet de démultiplexer temporellement les séquences binaires en quatre tributaires au débit de 10.7 Gbit/s décodés par la carte FEC. Nous obtenons alors quatre séquences de données corrigées au débit de 10 Gbit/s dont l'analyse permet d'évaluer le taux d'erreurs des canaux après transmission.

II.2.2. Résultats

Les résultats de cette dernière transmission sont fournis à la figure 4.25. Le rapport signal à bruit pour un canal sur quatre est montré au pied de la figure. Celui-ci, ramené dans une bande de 0.1 nm est compris entre 27 dB et 29 dB en bande C et entre 27 dB et 30 dB en bande L. Le taux d'erreurs est, quant à lui, mesuré sur l'ensemble des 256 canaux. Pour chaque canal, les taux d'erreurs minimal et maximal obtenus sur les quatre tributaires sont aussi précisés (respectivement par des cercles et triangles). Le taux d'erreurs reste inférieur à 10^{-4} pour l'ensemble des canaux, avant correction par le FEC. La correction des erreurs limite ensuite le taux d'erreurs à 5.10^{-15}.

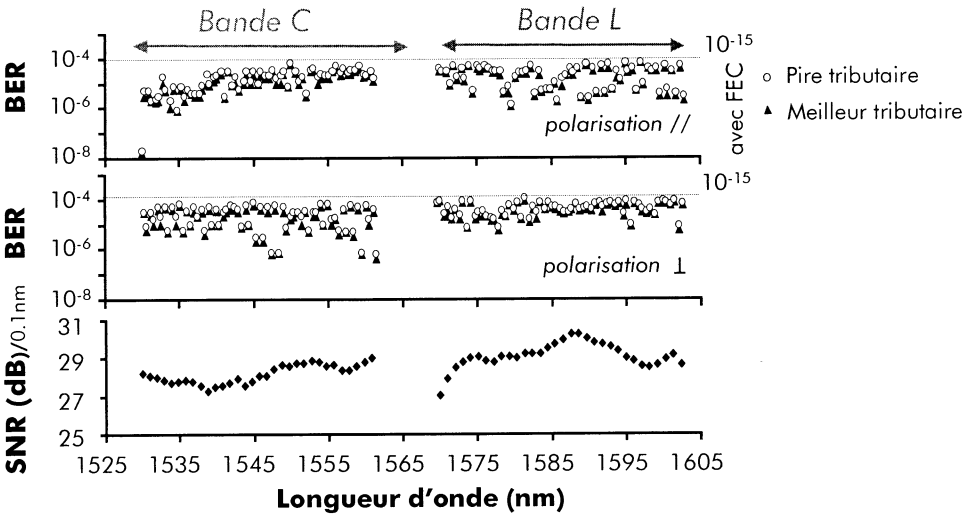


figure 4.25 : Résultats de performance de transmission à 10.2 Tbit/s sur 300 km.

Ainsi grâce à l'usage d'un nouveau schéma d'allocation des longueurs d'onde, à un filtrage optique de la bande spectrale des canaux à l'émission et à l'usage d'un pompage Raman du second ordre, la transmission de 10.2 Tbit/s est étendue à la distance de 300 km tout en gardant une longueur de tronçon de fibre de 100 km, compatible avec les contraintes des systèmes de transmission terrestres.

Pour conclure sur ces deux dernières expériences de transmission, la technique de multiplexage en polarisation des canaux permet de doubler la densité spectrale et la capacité d'information transmise a atteint une valeur record de 10,2 Tbit/s sur 300 km. Néanmoins la mise en œuvre d'un tel multiplexage pour un système réel de transmission impose l'usage de composants à maintien de polarisation plus coûteux, ainsi qu'un circuit de démultiplexage en polarisation automatique pour chaque canal. Par ailleurs, la distance de transmission de canaux multiplexés en polarisation est limitée par la dépolarisation des canaux causée par une éventuelle PMD cumulée dans la ligne.

III. Petit historique des expériences de transmission terrestres WDM Nx40 Gbit/s

Cette dernière partie permet de mieux comprendre comment les expériences présentées dans ce chapitre s'intègrent dans une évolution des performances de transmission démontrées par plusieurs laboratoires internationaux. Du fait de la profusion des démonstrations d'expérience de transmission à haute capacité au cours de ces dernières années (1999-2002), nous avons restreint l'historique aux expériences de transmission terrestre WDM à 40 Gbit/s.

III.1. Bibliographie des transmissions terrestres WDM Nx40 Gbit/s à haute capacité

La figure 4.26 illustre l'évolution de la performance de transmission de septembre 1997 à septembre 2002, en donnant le produit de la capacité d'information par la

distance de transmission, pour les systèmes terrestres WDM Nx40 Gbit/s expérimentaux. Des symboles différents sont employés pour préciser la compagnie dans laquelle ces expériences ont été menées.

La première expérience WDM à 40 Gbit/s a été présentée à ECOC'97 (*European Conference on Optical Communication*). Il s'agissait d'une transmission de 5 canaux sur une distance de 105 km réalisée dans les laboratoires de Fujitsu [186]. Les équipements terminaux, fonctionnant au débit de 40 Gbit/s, étaient basés sur la technique du multiplexage temporel optique (OTDM). L'année suivante, les laboratoires de Bell (Lucent technologies) exposaient, quant à eux, leurs résultats de transmission sur 85 km mais avec une capacité totale d'information de 1.2 Tbit/s [188]. Puis, les équipes de recherche de NTT ont montré pour la première fois, une transmission 4x40 Gbit/s en utilisant un émetteur basé sur le principe de L'ETDM, tandis que leur récepteur fonctionnait encore grâce au démultiplexage temporel optique [187]. La distance de transmission est alors étendue au delà de 300 km par les équipes de Lucent Technologies avec la présentation à OFC '99 (*Optical Fiber Communication conference*), d'une transmission de 1 Tbit/s (25x40 Gbit/s) sur une distance de 342 km [190]. Puis, la réduction de l'espacement spectral entre canaux de 200 GHz à 100 GHz a permis d'atteindre la capacité totale de 1.6 Tbit/s dans la bande C d'amplification, et de la transmettre sur 4x100 km [192]. Pour cette dernière expérience, exposée à ECOC'99, les technologies de l'amplification Raman distribuée et, de l'ETDM à la fois dans l'émetteur et le récepteur, ont été mises en pratique. Une croissance supplémentaire de capacité est alors rendue possible par l'utilisation de la bande L d'amplification, ajoutée à la bande C. Une première expérience WDM Nx40 Gbit/s est démontrée par Siemens à ECOC'99 avec une capacité totale de 3.2 Tbit/s sur une distance de 40 km seulement [171], suivie d'une expérience à la même capacité mais sur 300 km réalisée par Lucent Technologies et exposée à OFC'00 [169]. Lors de cette dernière conférence, une expérience de transmission de 1 Tbit/s sur 375 km, conduite par NTT, fait état de l'usage de code correcteurs d'erreurs (FEC) pour la première fois en ce qui concerne les transmissions Nx40 Gbit/s [170]. Le gain sur l'OSNR, apporté par le FEC est utilisé pour une extension de la longueur des tronçons de fibre jusqu'à 125 km. A partir de la fin de l'année 2000, deux axes de recherche se dessinent plus précisément pour ces transmissions terrestres à 40 Gbit/s : la recherche de capacités d'information très élevées, jusqu'à la dizaine de Terabit/s, sur des distances de 50 km à 300 km ou la recherche de distances de transmission de l'ordre du millier de kilomètres en conservant une capacité transmise inférieure ou égale à 5 Tbit/s.

Du point de vue de l'augmentation de capacité, les techniques mises en œuvre sont le filtrage optique, une allocation particulière de longueur d'onde, le multiplexage en polarisation, la transmission bidirectionnelle de données, l'emploi de format de modulation à étendue spectrale réduite ou l'utilisation de la bande S. Alcatel montre ses premiers résultats de transmission WDM à 40 Gbit/s avec une capacité de 1.28 Tbit/s [168] et 5.12 Tbit/s [174] à ECOC'00. Cette dernière expérience (décrite au § I.1.) utilise l'association d'une allocation de longueur d'onde des canaux à espacement spectral alterné avec un filtrage BLA en réception, pour atteindre la densité spectrale d'information de 0.64 $bit.s^{-1}.Hz^{-1}$. La technique du multiplexage en polarisation est mise en œuvre pour une transmission à 6.4 Tbit/s sur 176 km réalisée par NEC [179]. Une transmission utilisant, quant à elle, la propagation bidirectionnelle de 176 canaux sur une distance de 50 km est exposée par Siemens à ECOC'00 [178]. La modulation au format de modulation PSBT permet d'atteindre une densité spectrale d'information de 0.8 $bit.s^{-1}.Hz^{-1}$. Ainsi, deux transmissions d'une capacité de 3.2 Tbit/s concentrée sur

la seule bande C d'amplification, sont réalisées par Alcatel en utilisant ce format de modulation : une transmission sur 300 km à ECOC'01 [200] et une autre sur 900 km [202] à OFC'02. Par ailleurs, une transmission WDM sur les bandes C, L et S d'une capacité de 10.9 Tbit/s sur 117 km est montrée à OFC'01 par NEC [181]. La barrière des 10 Tbit/s est aussi franchies par Alcatel avec les expériences de transmission à 10.2 Tbit/s, par une augmentation de la capacité, non pas par le biais de l'ouverture d'une nouvelle bande optique, mais par l'augmentation de la densité spectrale en utilisant le multiplexage en polarisation. Ces expériences sont détaillées au § II. . La distance de transmission démontrée, d'abord de 100 km à OFC'01 [180] est étendue à 300 km lors de OFC'02 [184]. Pour cette dernière expérience, un grand nombre de technologies sont combinées : des équipements ETDM fonctionnant à 42.66 Gbit/s permettant la correction des erreurs par FEC, une allocation particulière de longueur d'onde associé à un filtrage BLA à la réception, une amplification Raman distribuée en bande C et L , le multiplexage en polarisation et la technique du filtrage à l'émission.

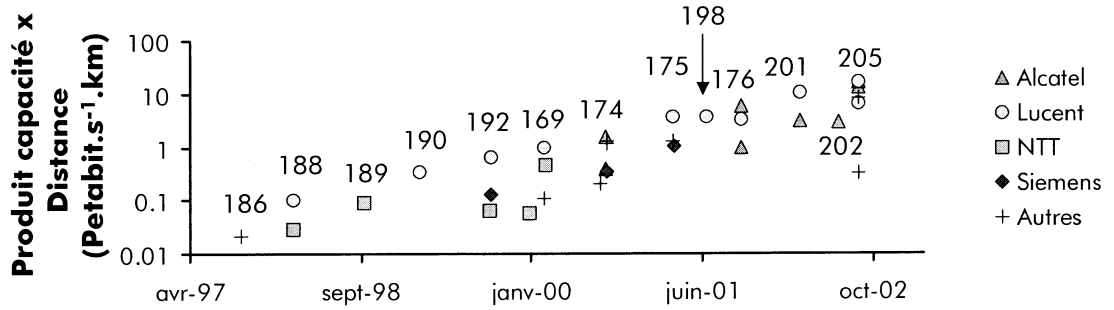


figure 4.26 : Evolution du produit capacité x distance des transmissions WDM terrestres Nx40 Gbit/s de septembre 1997 à septembre 2002. Les numérotations correspondent aux références bibliographiques de fin de chapitre.

Du point de vue de la distance de transmission, une série de démonstrations montrent des résultats de systèmes terrestres dits *Ultra-Long Haul* (ULH). Une première transmission de 1.28 Tbit/s sur 1000 km est exposée à ECOC'00 par Nortel[196]. Puis Lucent montre une transmission de 3 Tbit/s sur 1200 km [175]. Alcatel répond aussi à cette évolution de la distance de transmission en démontrant une expérience de transmission à 5.12 Tbit/s sur 1200 km, où les techniques d'augmentation de la densité spectrale d'information sont associées avec des gestions de dispersion cumulée et de puissance des canaux adaptées aux transmissions sur une large bande optique et sur une distance supérieure au millier de kilomètres [176]. La distance de transmission est encore accrue par l'emploi de format de modulation des canaux combinant la modulation en intensité et en phase et permettant de limiter les interactions non-linéaires entre les impulsions. Des transmissions sur 40x100 km à OFC'02 [201] puis 52x100 km à ECOC'02 [205] sont démontrées par Lucent en utilisant le format de modulation RZ-DPSK. La distance de 5200 km est aussi atteinte par Mintera par une transmission à 1.6 Tbit/s de canaux modulés au format CS-RZ [204]. Dans le même axe de recherche, Alcatel présente une transmission sur 2100 km en utilisant le format PSBT et la technique du filtrage optique à l'émission [207]. La densité spectrale d'information atteinte pour cette dernière expérience est de 0.8 $bit.s^{-1}.Hz^{-1}$ permettant d'assurer une transmission de 6.4 Tbit/s sur les bandes C et L sans l'emploi du multiplexage en polarisation.

CONCLUSION DU CHAPITRE 4

Au cours de ce chapitre, nous avons décrit les schémas expérimentaux, donné les résultats de performance et précisé les points technologiques clefs d'expériences de transmission terrestres à très haute capacité.

La première consiste en une transmission sur 3x100 km de 128 canaux modulés à 40 Gbit/s menant à une capacité totale de 5.12 Tbit/s et une densité spectrale d'information de 0.64 $bit.s^{-1}.Hz^{-1}$. Cette transmission fait intervenir les résultats de simulation numériques des chapitre 2 et 3 et notamment la technique du multiplexage des canaux avec un espacement spectral alterné, associée avec un filtrage en bande latérale atténuée à la réception. Outre la mise en œuvre expérimentale de ces techniques nous avons aussi décrit dans ce chapitre d'autres éléments clefs de ces transmissions large bande. En particulier nous expliquons la configuration de l'amplification hybride Erbium/Raman qui permet d'assurer un rapport signal à bruit en fin de liaison homogène dans les bandes d'amplification et suffisant pour l'ensemble des canaux WDM.

Ensuite nous avons montré l'extension de cette transmission de 300 km à 1500 km en utilisant en plus des technologies déjà en place, une amplification Raman dans les modules DCF et l'usage de codes correcteurs d'erreurs. Cette extension a été l'occasion de montrer à quel point les simulations numériques de la gestion de dispersion sont utiles comme guides à la réalisation de transmissions WDM Nx40 Gbit/s sur des distances supérieures au millier de kilomètres.

Une expérience de transmission à 10.24 Tbit/s a ensuite été décrite. Cette expérience a été rendue possible grâce à l'utilisation du multiplexage en polarisation en complément aux techniques précédentes. D'abord limitée à 100 km, la distance de cette transmission a ensuite été étendue à 300 km en utilisant trois autres solutions technologiques : un décalage PDM des longueurs d'onde porteuses sur les deux états de polarisation orthogonaux, un filtrage à l'émission des canaux puis l'utilisation d'une amplification Raman distribuée du second ordre par un pompage des pompes Raman.

Comme nous l'avons montré à la fin de ce chapitre, ces expériences de transmission ont permis d'exposer des résultats records parmi les meilleures démonstrations de transmission des laboratoires de recherche internationaux.

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 4

[168] S. Bigo, E. Lach, Y. Frignac, D. Hamoir, P. Sillard, W. Idler, S. Gauchard, A. Bertaina, S. Borne, L. Lorcy, N. Torabi, B. Franz, P. Nouchi, P. Guénot, L. Fleury, G. Wien, G. Le Ber, R. Fritschi, B. Junginger, M. Kaiser, D. Bayart, G. Veith, J.-P. Hamaide, J.-L. Beylat, « 1.28 Tbit/s WDM Transmission of 32 ETDM channels at 40Gbit/s over 3x100km distance. », *ECOC'00*, Th., pp. 17, Munich, Germany, Sept. 3-7.

[169] T. N. Nielsen, A. J. Stenz, K. Rottwitt, D. S. Vengsarkar, Z. J. Chen, P. B. Hansen, J. H. Park, K. S. Feder, T. A. Strasser, S. Cabot, S. Stulz, D. W. Peckham, L. Hsu, C. K. Kan, A. F. Judy, J. Sulhoff, S. Y. Park, L. E. Nelson, L. Grüner-Nielsen, «3.28-Tb/s (82x40Gb/s) transmission over 3x100 km nonzero-dispersion fiber using dual C- and L-band hybrid Raman/Erbium-doped inline amplifiers», in OFC'00, PD 23, Baltimore, MD, March 3-10

[170] Y. Miyamoto, K. Yonenaga, S. Kuwahara, M. Tomizawa, A. Hirano, H. Toba, K. Murata, Y. Tada, Y. Umeda and H. Miyazawa, «1,2Tbit/s (30 x 42,7Gbit/s ETDM optical channel) WDM transmission over 376km with 125km spacing using forward error correction and suppressed carrier RZ format», in OFC'00, PD-26, Baltimore, MD, March 3-10

[171] J.-P. Elbers, C. Scheerer, A. Färbert, C. Glingener, A. Schöpflin, E. Gottwald, G. Fischer, «3.2 Tbit/s (80 x 40 Gbit/s) bidirectional DWDM/ETDM transmission», in ECOC'99, PD-2.5, Nice, France, Sept. 26-30

[172] T. Ono and Y. Yano, "Key Technologies for terabit/s WDM systems with high spectral efficiency of over 1bit/s/Hz", IEEE J. Quantum Electron., vol. 34, n°11, pp.2080-2088 (1998)

[173] S. Bigo et W. Idler, "Des térabits par seconde sur une fibre TeraLight™ d'Alcatel", revue des telecommunications d'Alcatel, 4ième trimestre 2000.

[174] S. Bigo, A. Bertaina, Y. Frignac, S. Borne, L. Lorcy, D. Hamoir, D. Bayart, J.-P. Hamaide, W. Idler, E. Lach, B. Franz, G. Veith, P. Sillard, L. Fleury, P. Guénot, P. Nouchi, « 5.12 Tbit/s (128x40 Gbit/s WDM) Transmission over 3x100 km of TeraLight™ Fibre. », ECOC'00, PD-1.2, Munich, Germany, Sept. 3-7.

[175] B. Zhu, L. Leng, L. E. Nelson, Y. Qian, S. Stulz, C. Doerr, L. Stulz, S. Chandrasekar, S. Radic, D. Vengsarkar, Z. Chen, J. Park, K. Feder, H. Thiele, J. Bromage, L. Gruner-Nielsen, and S. Knuden, «3,08Tb/s (77x42,7Gd/s) transmission over 1200km of non-zero dispersion shifted fiber with 100km spans using C and L band distributed raman amplification», in OFC'01, PD23, Anaheim, California, March 17-22

[176] S. Bigo, W. Idler, J.-C. Antona, G. Charlet, C. Simonneau, M. Gorlier, M. Molina, S. Borne, C. de Barros, P. Sillard, P. Tran, R. Dischler, W. Poehlmann, P. Nouchi, Y. Frignac, « Transmission of 125 WDM channels at 42,7Gbit/s (5Tbit/s capacity) over 12x100 km of TeraLightTM Ultra fibre », *ECOC'01*, PD.M.1.1, Amsterdam, Netherlands, Oct. 1-4.

[177] S. Bigo, Y. Frignac, J.C. Antona, G. Charlet, "Design of multi-terabit/s terrestrial transmission system improved through simple analytical tools", devant être publié dans les Annales des Télécommunications.

[178] A. Färbert, G. Mohs, S. Spälter, J-P. Elbers, C. Fürst, A. Shöpflin, E. Gottwald, C. Scheerer, C. Glingener, «7Tb/s (176 x 40Gb/s) Bidirectional interleaved transmission with 50GHz Channel spacing», in ECOC'00, PD-1.3, Munich, Germany, Sept. 3-7

[179] T. Ito, K. Fukuchi, K. Sekiya, D. Ogasahara, R. Ohhira, T. Ono, «6.4Tb/s (160 x 40Gb/s) WDM Transmission experiment with 0,8bit/s/Hz spectral efficiency», in ECOC'00, PD-1.1, Munich, Germany, Sept. 3-7

[180] S. Bigo, Y. Frignac, G. Charlet, W. Idler, S. Borne, H. Gross, R. Dischler, W. Poehlmann, P. Tran, C. Simonneau, D. Bayart, G. Veith, A. Jourdan and J.-P. Hamaide, « 10,2 Terabit/s (256x40 Gbit/s PDM/WDM) transmission over 100 km of TeraLight fiber with 1,28 bit/s/Hz spectral efficiency », *OFC'01*, PD25, Anaheim, California, March 17-22.

[181] K. Fukuchi, T. Kasamatsu, M. Morie, R. Ohhira, T. Ito, K. Sekiya, D. Ogasahara and T. Ono, «10,92 Tb/s (273x40Gb/s) triple band/ultra dense WDM optical repeatered transmission experiment», in OFC'01, PD24, Anaheim, California, March 17-22

[182] S. Lanne, Y. Frignac, G. Charlet, W. Idler, S. Bigo, «Optimization of polarization multiplexed scheme at 1.28 bit/s/Hz information spectral density», in ECOC'02, P.3.11, Copenhagen, Denmark, Sept. 8-12.

[183] T. Miyakawa, I. Morita, K. Tanaka, H. Sakata, and N. Edagawa, "2,56Tbit/s (40Gbit/sx64WDM) unrepeatered 230km transmission with 0,8bit/s/Hz spectral efficiency using low noise fiber raman amplifier and 170μm^2 Aeff fiber", in OFC'01, PD26, Anaheim, California, March 17-22

[184] Y. Frignac, G. Charlet, W. Idler, R. Dischler, P. Tran, S. Lanne, S. Borne, C. Martinelli, G. Veith, A. Jourdan, J.-P. Hamaide, S. Bigo, « Transmission of 256 wavelength-division and polarisation multiplexed channels at 42.7Gb/s (10.2Tb/s capacity) over 3x100km of TeraLight fiber », OFC'02, FC5-1, Anaheim, California, March 17-22.

[185] L. Labrunie et al., « 1.6 Terabit/s (160x10.66 Gbit/s) unrepeatered transmission over 321km using second-order pumping distributed Raman amplification », OAA'01, PD3, Stresa, 1-4 July 2001.

[186] S. Watanabe, S. Takeda, G. Ishikawa, H. Ooi, J. G. Nielsen, and C. Sonne, «Simultaneous wavelength conversion and optical phase conjugaison of 200Gb/s (5x40Gb/s) WDM signal using a highly nonlinear four-wave mixer», in ECOC'97, PD p. 1, Edinburgh, UK, Sept. 22-25

[187] K. Yonenaga, A. Matsuura, S. Kuwahara, M. Yoneyama, Y. Miyamoto, K. Hagimoto and K. Noguchi, «Dispersion compensation-free 40-Gbit/s x 4 channel WDM transmission experiment using zero-dispersion-flattened trasmission line», in OFC'98, PD-20, San Jose, California, Feb. 22-27

[188] C. D. Chen, I. Kim, O. Mizuhara, T. V. Nguyen, K. Ogawa, R. E. Tench, L. D. Tzeng and P. D. Yeates, «1.2-Tb/s WDM transmission experiment over 85 km fiber using 40Gb/s line rate transmitter and 3R receiver», in OFC'98, PD-21, San Jose, California, Feb. 22-27

[189] Y. Miyamoto, K. Yonenaga, A. Hirano, N. Shimizu, M. Yoneyama, H. Takara, K. Noguchi, K. Tsuzuki, «1.04-Tbit/s DWDM Transmission experiment based on alternate-polarization 80-Gbit/s OTDM signals», in ECOC'98, p. 55, Madrid, Spain, Sept. 20-24

[190] C. D. Chen, I. Kim, O. Mizuhara, T. V. Nguyen, K. Ogawa, R. E. Tench, L. D. Tzeng and P. D. Yeates, «1-Tb/s (40Gb/s x 25ch) WDM transmission over 342km of TrueWave (non-zero dispersion) fiber», in OFC'99, PD-7, San Diego, California, Feb. 21-26

[191] A. Sano, S. Kuwahara, Y. Miyamoto, M. Yoneyama, K. Noguchi, «Long amplifier-spacing 4x40Gbit/s WDM transmission with SPM/XPM suppresion by pre-chirping and dispersion management», in ECOC'99, I-32, Nice, France, Sept. 26-30

[192] T. Nielsen, A. J. Stentz, P. B. Hansen, Z. J. Chen, D. S. Vengsarkar, T. A. Strasser, K. Rottwitt, J. H. Park, S. Stulz, S. Cabot, K. S. Feder, P. S. Westbrook, S. G. Korinski, «1.6Tb/s (40x40Gb/s) transmission over 4x100km nonzero-dispersion fiber using hybrid Raman/Erbium-doped inline», in ECOC'99, PD-2.2, Nice, France, Sept. 26-30

[193] K. Yonenaga, Y. Miyamoto, A. Hirano, A. Sano, S. Kuwahara, H. Toba, K. Murata, M. Fukutoku, Y. Yamane, K. Noguchi, T. Ishibashi and K. Nakajima, «320Gbit/s WDM field experiment using 40Gbit/s ETDM channels over 176km dispersion-shifted fibre with nonlinearity-tolerant signal format», Electron. Lett., Vol. 36, n°2, pp. 153-155, Jan. 2000

[194] Y. Zhu, W. S. Lee, G. Pettitt, M. Jones and A. Hajifotiou, «Eight-channel 40Gb/s RZ transmission over four 80km spans (328km) of NDSF with a net dispersion tolerance in excess of 180 ps/mn», in OFC'00, TuD4-2, Baltimore, MD, March 3-10

[195] H. Murai, H. T. Yamada, A. R. Pratt and Y Ozeki, «8 x 40 Gbit/s transmission over 640km of large effective-area nonzero-dispersion shifted fibre with an input power tolerance greater than 7dB», Electron. Lett., Vol. 36, n°17, pp. 1479-1480, Aug. 2000

[196] Y. Zhu, W. Lee, C. Scahill, C. Fludger, D. Waltley, M. Jones, J. Homan, B. Shaw and A. Hadjifotiou, «1,28Tbit/s (32 x 40Gbit/s) transmission over 1000km with only 6 spans», in ECOC'00, PD-1.4, Munich, Germany, Sept. 3-7

[197] D. Chen, S. Wheeler, D. Nguyen, A. Färbert, A. Shöpflin, A. Richter, C.-J. Weiske, K. Kotten, P. M. Krummrich, A. Schex, C. Glingener, «3.2 Tb/s field trial (80x40Gb/s) over 3x82km SSMF using FEC, Raman and tunable dispersion compensation «, in OFC'01, PD36, Anaheim, California, March 17-22

[198] B. Zhu, L. Leng, L. E. Nelson, Y. Qian, L. Cowsar, S. Stulz, C. Doerr, L. Stulz S. Chandrasekhar, S. Radic, D. Vengsarkar, Z. Chen, J. park, K.S. Feder, H. Thiele, J. Bromage, L. Gruner-Nielsen and S. Knudsen, «3.08Tbit/s (77x42.7 Gbit/s) WDM transmission over 1200 km fibre with 100 km repeater spacing using dual C- and L-band hybrid Raman/erbium-doped inline amplifiers», Electron. Lett., Vol. 37, n°13, pp. 844-845, June 2001

[199] B. Zhu, L. Leng, L.E. Nelson, S. Knudsen, J. Bromage, D. Peckham, S. Stulz, K. Brar, C. Horn, K. Feder, H. Thiele, and T. Veng, «1.6 Tb/s (40 x 42.7Gbit/s) transmission over 2000 km of fiber with 100-km dispersion-managed spans», in ECOC'01, PD.M.1.8, Amsterdam, Netherlands, Oct. 1-4

[200] H. Bissessur, G. Charlet, C. Simonneau, S. Borne, L. Pierre, C. De Barros, P. Tran, W. Idler, R. Dischler, «3,2 Tb/s (80x40Gb/s) C-Band Transmission over 3x100 km with 0,8 bit/s/Hz efficiency», in ECOC'01, PD.M.1.11, Amsterdam, Netherlands, Oct. 1-4

[201] A. H. Gnauck, G. Raybon, S. Chandrasekhar, J. Leuthold, C. Doerr, and L. Stulz, A. Agrawal, S. Banerjee, D. Grosz, S. Hunsche, A. Kung, A. Marhelyuk, D. Maywar, M. Movassaghi, X. Liu, and C. Xu, X. Wei and D. M. Gill, «2.5 Tb/s (64x42.7 Gb/s) Transmission over 40x100 km NZDSF using RZ-DPSK format and all-raman amplified spans», in OFC'02, FC2-1, Anaheim, California, March 17-22

[202] G. Charlet, W. Idler, R. Dischler, J.-C. Antona, P. Tran, S. Bigo, «3.2Tbit/s (80x42.7 Gb/s) C-band transmission over 9x100 km of TeraLight fiber with 50GHz channel spacing», in OAA'02, PDP1, Vancouver, Canada, July 14-17

[203] I. Morita , T. Tsuritani, N. Yoshikane, A. Agata, K. Imai and N. Edagawa, «100% spectral-efficient 25 x 42.7 Gbit/s transmission using asymmetrically filtered CS-RZ signal and a novel crosstalk suppressor», in ECOC'02, PD4.7, Copenhagen, Denmark, Sept. 8-12

[204] C. Rasmussen, S. Dey, Fenghai Liu, J. Bennike, B. Mikkelsen, P. Mamyshev, M. Kimmitt, K. Springer, D. Gapontsev, V. Ivshin, «Transmission of 40x42.7 Gbit/s over 5200km UltraWave fiber with terrestrial 100km spans using turn-key ETDM transmitter and receiver», in ECOC'02, PD4.4, Copenhagen, Denmark, Sept. 8-12

[205] B. Zhu, L. Leng, A. H. Gnauck, M. O. Pedersen, D. Peckham, L. E. Nelson, S. Stulz, S. Kado, L. Gruner-Nielsen, R. L. Lingle, Jr. , S. Knudsen, J. Leuthold, C. Doerr, S. Chandrasekhar, G. Baynham, P. Gaarde, Y. Emori, and S. Namiki, «Transmission of 3.2 Tb/s (80x42.7 Gb/s) over 5200 km of UltraWave fiber with 100-km dispersion managed spans using RZ-DPSK format», in ECOC'02, PD4.2, Copenhagen, Denmark, Sept. 8-12

[206] D. F. Grosz, A. Agarwal, S. Banerjee, A. P. Küng, D. N. Mayvar, A. Gurevich, T. H. Wood, C. R. Lima, B. Faer, J. Black, C. Hwu, «5.12 Tb/s (128x42.7 Gb/s) transmission with 0.8 bit/s/Hz spectral efficiency over 1280 km of standard single-mode fiber using all-Raman amplification and strong signal filtering», in ECOC'02, PD4.3, Copenhagen, Denmark, Sept. 8-12

[207] G. Charlet, J.-C. Antona, S. Lanne, P. Tran, W. Idler, M. Gorlier, S. Borne, A. Klekamp, C. Simmoneau, L. Pierre, Y. Frignac, M. Molina, F. Beaumont, J.-P. Hamaide, S. Bigo, «6.4 Tb/s (159x42.7 Gb/s) capacity over 21x100km using bandwidth-limited phase-shaped binary transmission», in ECOC'02, PD4.1, Copenhagen, Denmark, Sept. 8-12

CONCLUSION GENERALE

Ce travail de thèse concerne les systèmes de transmission optiques de canaux modulés à 40 Gbit/s et multiplexés en longueur d'onde (WDM) permettant d'atteindre des distances de transmission terrestres typiques de quelques centaines de kilomètres. Il s'inscrit dans l'évolution du débit par canal des systèmes WDM de 10 Gbit/s à 40 Gbit/s. Pour répondre à cette évolution, il faut d'une part adapter la conception des systèmes aux difficultés physiques liées au débit de 40 Gbit/s et d'autre part apporter des éléments de comparaison de l'usage de ce débit par rapport au débit de 10 Gbit/s. Les travaux présentés dans ce mémoire répondent à ces enjeux en donnant des règles d'ingénierie précises pour l'optimisation de la conception des systèmes de transmission à 40 Gbit/s et en proposant des idées nouvelles quant à l'augmentation de la densité spectrale d'information obtenue par multiplexage de canaux modulés à ce nouveau débit. Les résultats obtenus sont appuyés par des démonstrations expérimentales de transmissions à très haute capacité.

Une étude bibliographique détaillée sur les transmissions optiques terrestres a été menée (présentée en introduction) permettant de mieux percevoir l'ensemble des résultats de transmission et leur évolution sur plusieurs années. Cette étude a, entre autre, mis en évidence que l'augmentation du débit de modulation des canaux ne conduit pas nécessairement à l'augmentation de la capacité globale des systèmes. Une évolution en débit doit donc aussi intégrer une augmentation en densité spectrale d'information pour se traduire en terme de capacité.

Dans le chapitre 1 nous avons introduit les principaux éléments nécessaires à la conception et à l'optimisation des systèmes. Ceux-ci reposent sur des domaines variés avec tout d'abord, la physique de la propagation optique dans les fibres, puis une connaissance des composants utiles tout au long de la chaîne de transmission et enfin des aspects ayant attrait aux communications numériques en ce qui concerne les critères de qualité de la transmission de l'information. L'introduction de ces notions a aussi permis de mettre en place le cadre d'étude des transmissions à 40 Gbit/s en expliquant les hypothèses faites dans les modélisations conduites durant la thèse et les solutions expérimentales permettant d'émuler des transmissions au laboratoire. Les résultats personnels de simulations numériques ont quant à eux été regroupés dans les chapitre 2 et 3 puis le chapitre 4 décrit les expériences de laboratoire menées en équipe.

Le chapitre 2, dédié à l'augmentation de la densité spectrale d'information, regroupe plusieurs travaux originaux basés sur l'optimisation du filtre optique des canaux modulés à 40 Gbit/s. Les difficultés souvent évoquées lorsqu'on considère de très haut débits de modulation sont liées à la rapidité des phénomènes temporels que ce soit pour l'électronique haute fréquence ou la propagation optique. Mais dans le domaine spectral, les canaux ont une étendue de modulation plus importante qu'à des débits inférieurs et ceci est à la source de possibilités technologiques nouvelles. Nous avons exploité ces possibilités en utilisant à bon escient un filtrage optique de bande passante plus étroite que la bande de modulation des canaux. En particulier un filtrage en bande latérale atténuée (BLA) des canaux peut être réalisé à 40 Gbit/s de manière simple en utilisant des filtres optiques commercialement disponibles. Une technique nouvelle consistant en l'association du filtrage BLA avec une allocation des longueurs d'onde porteuses des canaux à espacement spectral alterné de 50 GHz puis 75 GHz a

permis de tirer un meilleur parti de la bande optique en atteignant une densité spectrale d'information de 0.64 $bit.s^{-1}.Hz^{-1}$. Une combinaison astucieuse de cette nouvelle technique avec le multiplexage en polarisation des canaux a par ailleurs accru la densité spectrale jusqu'à une valeur de 1.28 $bit.s^{-1}.Hz^{-1}$. De plus l'optimisation de techniques déjà connues a été étudiée, concernant l'application d'un filtrage optique des canaux à l'émission, avant leur multiplexage et l'usage de formats à faible étendue spectrale. L'étude de ces techniques ne s'est pas arrêtée à la vérification de leur principe de fonctionnement. Des idées de conception ont aussi permis de présenter les configurations optimales de leur mise en place et les changements de conception à apporter aux systèmes pour les adapter à ces techniques nouvelles. Ces travaux apportent des éléments de reponse quant à l'intérêt de l'usage du débit de 40 Gbit/s pour des augmentations de la densité spectrale.

L'utilisation du nouveau débit de 40 Gbit/s implique aussi une étude approfondie du comportement des signaux en propagation optique. Cette étude est l'objet du chapitre 3 principalement dans le cadre des transmissions à canal unique ou WDM basées sur des signaux modulés à 40 Gbit/s au format de modulation NRZ. La dispersion chromatique étant le maître mot des transmissions à ces débits de modulation, celle-ci est pleinement considérée dans les études menées. A ce sujet, la difficulté technologique réside plus dans la gestion de la compensation de dispersion chromatique tout au long du système, en vue de réduire l'impact des effets non-linéaires, que de la compensation de dispersion elle-même. Des campagnes de simulations de transmission massives ont été réalisées en vue d'optimiser numériquement la conception des lignes de transmission à 40 Gbit/s et notamment la gestion de dispersion chromatique. Des règles simples et précises ont été tirées de l'exploitation d'un grand nombre de résultats provenant de ces campagnes de simulation. Ces règles simples fixent les paramètres de gestion de dispersion à partir des caractéristiques typiques des systèmes : fibres utilisées, puissance d'entrée dans les tronçons de fibres, nombre de tronçons... Une première règle fixe notamment la valeur de dispersion résiduelle optimale que doit avoir le signal optique en fin de liaison. Une seconde règle donne une relation entre la valeur de pré-compensation de dispersion optimale en fonction de la compensation en ligne. Le choix de cette compensation en ligne est alors orienté selon que les systèmes considérés doivent atteindre des performances optimales ou doivent présenter une tolérance plus importante sur leurs paramètres de conception. Nous nous sommes aussi attachés, dans ce chapitre, a proposer des éléments d'explication des comportements de propagation observés en développant des modèles analytiques simples et en vérifiant leur adéquation avec les règles tirées des résultats de simulation numérique. Ces règles d'ingénierie permettront sans doute d'optimiser rapidement la gestion de dispersion, a priori très complexe, des systèmes de transmission fonctionnant au débit de 40 Gbit/s en remplaçant le calcul numérique de la propagation pas à pas du signal optique en des opérations réalisables à la calculatrice. Au delà de l'optimisation de la gestion de dispersion chromatique, ces simulations apportent des éléments de réponse au sujet de la faisabilité des transmissions à 40 Gbit/s. On y constate que, pour des transmissions sur 500 km, la puissance du signal à l'entrée des tronçons doit être fixée à 1 dB près compte tenu du rapport signal à bruit requis en fin de liaison et des dégradations dues aux effets non-linéaires. L'usage d'autres technologies comme l'amplification Raman distribuée et les codes correcteurs d'erreurs est alors conseillé.

D'autres campagnes de simulation ont, quant à elles, élargi le domaine d'étude à des débits allant de 10 Gbit/s à 160 Gbit/s pour des transmissions à canal unique. Outre la précision du domaine de validité des règles de gestion de dispersion établies à partir

des études numériques de transmissions fonctionnant au débit de 40 Gbit/s, ces simulations ont permis de mettre en évidence un argument important pour le choix des fibres de ligne. Dans les cas de transmissions à un seul canal, la propagation du signal présente moins de distorsions sur des fibres ayant une dispersion locale plus forte ou plus faible qu'une certaine valeur spécifique du débit employé. Enfin l'emploi de formats de modulation différents du format NRZ est aussi envisagé. On retiendra à ce sujet une comparaison originale des formats de modulation NRZ et RZ dans le cadre de transmission WDM ayant une densité spectrale de 0.4 $bit.s^{-1}.Hz^{-1}$. Puis une étude du format de modulation CS-RZ a mis en évidence un intérêt pour ce format quant à la propagation de signaux modulés à 40 Gbit/s. Les sauts de phase entre les impulsions de canaux modulés au format CS-RZ permettent en effet de limiter leur interaction non-linéaire en propagation et par suite d'améliorer les performances de transmission.

Les chapitres 2 et 3, principalement fondés sur des résultats numériques offrent donc une approche assez complète pour les systèmes utilisant le débit de 40 Gbit/s sur l'optimisation d'une part de la quantité d'information transmise sur une bande optique donnée et d'autre part de la propagation de ces signaux dans les fibres. Les travaux d'analyse numérique de la conception optimale des systèmes ont fait l'objet de publications fournies en annexe tandis que les solutions ou techniques nouvelles ont été protégées par plusieurs brevets. Le chapitre 4 expose pour sa part des démonstrations expérimentales de transmission à capacités globales records de 5.12 Tbit/s et 10.24 Tbit/s sur des distances respectivement de 300 km puis 1500 km et 100 km puis 300 km. Ces expériences réalisées dans le cadre d'un travail d'équipe intègrent notamment les idées originales et les optimisations numériques de conception des systèmes présentées dans les chapitre 2 et 3. Elles permettent en outre d'évaluer la fiabilité des résultats de simulation et l'intérêt des techniques proposées. Leur présentation à plusieurs conférences en session « postdeadline » a permis d'inscrire ces travaux parmi les démonstrations expérimentales de transmissions terrestres de premier plan au niveau international.

Compte-tenu de la conjoncture actuelle des transmissions optiques, que nous avons évoquée en introduction, l'application industrielle des résultats présentés dans ce mémoire ne verra pas le jour immédiatement mais sera probablement repoussée de quelques années lorsqu'une augmentation de la demande de capacité nécessitera l'installation d'équipements de télécommunication nouveaux. Dans un avenir plus proche, les études menées dans ce travail de thèse permettent d'apporter, en retour, des informations utiles pour la conception de systèmes fonctionnant à des débits inférieurs à 40 Gbit/s.

TABLE DES FIGURES

figure 1 : Evolution du produit capacité x distance des systèmes de transmission sur fibres optiques et technologies associées (d'après [1]). 22

figure 2 : Transmissions terrestres WDM publiées depuis 1995 avec, à gauche, les différentes contributions des principaux acteurs du domaine et à droite une distinction selon le débit par canal employé. 25

figure 3 : Densité spectrale des principales transmissions terrestres dont les performances ont été publiées depuis 1995. Les ronds noirs correspondent aux configurations d'émetteur basées sur un multiplexage des canaux en longueur d'onde seulement et les cercles aux configurations d'émetteur mettant en plus en œuvre un multiplexage en polarisation. 26

figure 4 : Produit capacité-distance des expériences de transmissions terrestres depuis 1995 ; à gauche, où nous distinguons les performances avec ou sans code correcteur d'erreur et à droite, où nous détaillons le type d'amplification optique employé (SRS :Stimulated Raman Scattering). 27

figure 5 : Répartition de différentes transmissions sur fibres optiques en fonction de l'espacement entre amplificateurs et de la distance totale de transmission. Un symbole différent est utilisé en fonction de la date de démonstration (LH : Long Haul, ULH : Ultra-Long Haul). 28

figure 6 : Capacités mondiales établies par sommation de toutes les contributions des modems si ceux-ci fonctionnent au maximum de leur capacité (Source Dell'Oro). 31

figure 1.1 : Onde lumineuse modulée en amplitude. Séquence temporelle à gauche et spectre à droite. 45

figure 1.2 : 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. 47

figure 1.3 : Evolution de la puissance moyenne (en mW à gauche et dBm à droite) en fonction de la distance de propagation dans une fibre optique de 100 km et perdant 0.2 dB de puissance par km. 50

figure 1.4 : Courbe de variation des pertes linéiques en fonction de la longueur d'onde pour les fibres monomodes standard (d'après [27]). 51

figure 1.5 : Illustration de l'effet sur le signal de la dispersion chromatique : variation de la vitesse de groupe en fonction de la longueur d'onde résultant en un élargissement de l'enveloppe des impulsions et en une variation de fréquence instantanée le long des impulsions. 53

figure 1.6 : Exemple de variation de la dispersion en fonction de la longueur d'onde pour la fibre standard (SMF) et à dispersion décalée (DSF) d'après [21]. 53

figure 1.7 : Illustration de la différence du temps d'arrivée en fin de fibre(ou DGD) de deux impulsions polarisées différemment en entrée de fibre. 55

figure 1.8 : Distribution statistique du DGD mesurée pour une fibre de 43 ps de PMD sur une période de 6 mois [22]. 56

figure 1.9 : Illustration du décalage de fréquence induit sur une impulsion par la SPM. 64

figure 1.10 : Exemples de distorsions d'une séquence temporelle dues à la SPM après une propagation sur 2x100 km de SMF (d'après [2]). 65

figure 1.11 : Schéma de principe de la modulation de phase croisée d'une onde centrée sur ω_2 sur une onde centrée sur ω_1. 66

figure 1.12 : Exemple de déformations de la séquence temporelle dues à la XPM en fonction du décalage temporel des séquences de données initiales (d'après [2]). 67

figure 1.13 : 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 (d'après [2]). 70

figure 1.14 : Schémas de principe des effets intra-canaux, à gauche pour l'i-XPM et à droite pour l'i-FWM d'après [38]. 72

figure 1.15 : Exemple de séquences temporelles avant et après propagation sur un système de 100 km de SMF compensé en dispersion. 72

figure 1.16 : Réponse spectrale de l'effet Brillouin pour une fibre en Silice (d'après [21]). 74

figure 1.17 : Exemple de mesure de seuil Brillouin pour un signal continu, un signal modulé à 10 Gbit/s et le même signal à 10 Gbit/s en modulant en plus la source par un signal à basse fréquence (10 kHz). .. 74

figure 1.18 : Exemple de mesure d'électrostriction sur une fibre NZDSF de 6km.....75

figure 1.19 : Exemple 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 1µm [21]. 76

figure 1.20 : Impact du SI-SRS sur le spectre d'un ensemble de canaux WDM (d'après [46]).....77

figure 1.21 : Principe de la méthode de Fourier à pas séparés symétriques utilisée dans le logiciel de simulation OCEAN (d'après [21]).....81

figure 1.22 : Schéma de principe des systèmes de transmission terrestres sur fibres optiques (Tx : émetteur, Rx : récepteur, M-Z : modulateur Mach-Zehnder, mux. : multiplexeur, EDFA : amplificateur à fibre dopée à l'Erbium, DCF : fibre de compensation de dispersion.....82

figure 1.23 : A gauche, illustration du principe des lasers semi-conducteurs detypes DFB (Distributed Feed Back) en haut et DBR (Distributed Bragg Reflector) en bas. Pour les deux cas, la zone active est hachurée et les réseaux d'indice sont indiqués par une ligne ondulée. A droite, apparence extérieur d'une diode laser. 83

figure 1.24 : rapport de la largeur d'impulsion sur la largeur initiale en fonction de la distance mesurée en x fois la longueur de dispersion L_D (Cf. tableau 1.1) pour trois valeurs de chirp de l'impulsion initiale (d'après [21]).....85

figure 1.25 : A gauche : Schéma de principe d'un modulateur de type Mach-Zehnder[50], à droite : illustration de la fonction de transfert en intensité de ce type de modulateur, modulant la lumière continue des sources laser par les données électriques. 86

figure 1.26 : Schéma de principe des principaux formats de modulation en amplitude (NRZ et RZ) et à la fois en amplitude et en phase (CS-RZ et PSBT). Pour ces schémas, B correspond au débit de modulation et T au temps bit (d'après [2]) 87

figure 1.27 : Principe du multiplexage temporel 4 vers 1 de séquence binaire pour le passage à un débit de modulation 4 fois plus important (d'après [54]).....88

figure 1.28 : Principe du multiplexage en longueur d'onde et possibilités offertes par la fibre optique compte-tenu de son profil de pertes linéiques en fonction de la longueur d'onde. Les flèches correspondent à de possibles porteuses optiques des canaux de transmission. 89

figure 1.29 : exemples de multiplexage spatial de 36 ou 216 fibres optiques dans des câbles. 90

figure 1.30 : Figure de principe de l'effet de diaphotie linéaire de canaux n°1 et 3 sur un canal n°2 filtré pour la réception.....91

figure 1.31 : Schéma de principe d'un étage d'amplification de type EDFA avec trois architectures de pompage : co-directionnel (a), contra-directionnel (b) et bidirectionnel (c).....93

figure 1.32 : Evaluation du gain global d'un amplificateur en tenant compte des pertes d'entrée C_1 et de sortie C_2 (exemple d'une configuration bidirectionnelle de pompage).....94

figure 1.33 : Principe d'un amplificateur EDFA à double étage d'amplification et comprenant des pertes internes. 95

figure 1.34 : Principe de fonctionnement de l'amplification Raman distribuée. 96

figure 1.35 : Equivalence de l'amplification Raman distribuée avec une amplification discrète de gain $G_{on/off}$ et de N_{feq} et profil de variation de la puissance dans un tronçon de fibre présentant une amplification distribuée. 96

figure 1.36 : Schéma d'une chaîne d'amplificateurs optiques séparés par des composants comportant des pertes 98

figure 1.37 : Exemple d'un système de deux EDFA séparé par un composant à pertes.....99

figure 1.38 : Schéma de principe de la gestion de dispersion chromatique, représentant en haut les divers emplacement possibles pour la répartition des DCFs dans un système de transmission terrestre, et en bas la carte de dispersion associée à cette répartition (d'après [2]).....103

figure 1.39 : Schéma de principe d'un récepteur (Rx) utilisé pour détecter l'information d'un canal optique. 105

figure 1.40 : Courbe de correspondance du taux d'erreurs avant et après correction par un circuit de correction d'erreurs au laboratoire.....107

figure 1.41 : Principe de la méthode d'évaluation du taux d'erreur par le facteur Q : à gauche, l'évolution temporelle du signal avec des fluctuations des niveaux hauts et bas et à droite les distributions supposées gaussiennes de ces niveaux avec des variances σ_1 et σ_0 autour des intensités moyennes I_1 et I_0. Le niveau I_D correspond au seuil de décision.....108

figure 1.42 : Correspondance entre facteur Q et taux d'erreurs 109

figure 1.43 : Principe d'évaluation du taux d'erreur par la méthode du facteur Q (d'après [22]). 109

figure 1.44 : Exemple de principe du tracé d'une courbe de taux d'erreurs. 110

figure 1.45 : Courbe de taux d'erreur en présence d'un plancher d'erreur due aux effets de propagations et/ou à l'accumulation du bruit optique généré par les amplificateurs en ligne. 111

figure 1.46 : Exemple de sensibilité à un taux d'erreurs de 10^{-10} en configuration back-to-back (sans transmission) et de pénalité au même taux d'erreurs apportée par la transmission. 112

figure 1.47 : Construction du diagramme de l'œil à partir de la séquence temporelle. 112

figure 1.48 : exemples de diagrammes de l'œil de signaux modulés à 10 Gbit/s avec le cas d'un signal de bonne qualité à gauche et d'un signal bruité à droite. 113

figure 1.49 : Rappel des schémas de principe d'un système de transmission terrestre en haut et du type de réception utilisée en bas. 115

figure 1.50 : Abaque logarithmique aidant le calcul de la puissance par canal requise pou avoir un OSNR donné en fin de liaison. 116

figure 1.51 : Allure de la courbe de pénalité de transmission due à la dispersion cumulée. 117

figure 1.52 : Allure d'une courbe de pénalité de transmission causée par un effet non-linéaire donné.. 118

figure 1.53 : Influence sur la qualité du signal en termes de pénalité sur la sensibilté à un taux d'erreurs de 10^{-10} en fonction de la diaphotie dans les deux cas de diaphotie dans ou en dehors de la bande spectrale du filtre optique de réception. 119

figure 1.54 : Représentation schématique du principe et des hypothèses du calcul des bruits de battement. 121

figure 1.55 : Illustration du rapport des bruits de battements signal-spontané et spontané-spontané pour les symboles « 1 » ou « 0 » en fonction de l'OSNR dans la bande du filtre optique et du taux d'extinction. 123

figure 1.56 : Schéma décrivant comment les différents effets sont pris en compte pour prédire la qualité des systèmes de transmission dans les études menées au cours de ce travail de thèse. 126

figure 1.57 : Interprétation de l'évolution des courbes de taux d'erreurs. 127

figure 1.58 : Quelques différences entre les systèmes de transmission installés (a) et ceux émulés au laboratoire (b). 132

figure 2.1 : Principe des différentes méthodes d'augmentation de la capacité globale des transmissions sur une fibre optique. Partant d'une configuration (a) de multiplexage, il est possible d'augmenter la capacité globale en augmentant le débit de modulation (b), le nombre de canaux (c) ou la bande optique (d).. 144

figure 2.2 : Bandes optiques disponibles pour les transmissions WDM : **1.3** pour la bande à 1.3 µm, **S** pour la bande « Short » (courtes longueurs d'onde), **C** pour « Common », **L** pour « Long ». 146

figure 2.3 : Observation expérimentale de l'intérêt, pour la réception de l'information d'un canal, d'un filtrage optique étroit et décalé par rapport à sa longueur d'onde porteuse. (a) principe de l'expérience dans le domaine spectral, (b) résultat en termes de pénalité par rapport au cas sans filtre et de diagramme de l'œil en fonction du décalage du filtre. 147

figure 2.4 : Schéma de principe des simulations numériques pour l'étude du filtrage optique et de la diaphotie linéaire entre les canaux WDM. L'étude est faite en configuration back-to-back (mux. : multiplexer, M-Z : modulateur de type Mach-Zehnder, Tx : émetteur, Rx : récepteur, D : données, mW : puissancemètre). 149

figure 2.5 : principe d'analyse du filtrage optique et de la diaphotie linéaire entre les canaux multiplexés en longueur d'onde. (a) : cas d'un seul canal filtré, (b) : étude de la puissance des canaux voisins passant dans le filtre optique, (c) : analyse de la qualité du signal dans la configuration finale. 150

figure 2.6 : Allure des fonctions de transfert en puissance F(jf) des filtres utilisés dans les simulations. Sauf précision, la phase de ces filtres sera supposée uniforme. 151

figure 2.7 : Facteur Q' obtenu pour un canal modulé à 42.66 Gbit/s dans la configuration (a) de la figure 2.5 pour différents types de filtre : rectangulaire (Rect.), Butterworth d'ordre 3 (Butt. 3), gaussien (Gauss.) et gaussien d'ordre 2. Pour chaque filtre, le facteur Q' est montré en fonction de la bande passante à 3 dB (B_O) et du décalage du filtre par rapport à la longueur d'onde porteuse du canal (δ). 152

figure 2.8 : Graphiques de facture identique à ceux de la figure 2.7, mais montrant cette fois les pertes du signal causées par le filtrage. 152

figure 2.9 : Coupe des résultats obtenus pour le filtre gaussien (Cf figure 2.7) dans le cas d'une bande passante à 3 dB valant 0.25 nm. Les courbes de droite donnent à la fois l'évolution du facteur Q' et des pertes induites par le filtrage, en fonction du décalage du filtre. 153

figure 2.10 : Spectre du signal après filtrage par un filtre optique d'une bande à 3 dB de 0.25 nm décalé de 0.16 nm. Le spectre du signal au format NRZ initial est reporté en grisé..... 154

figure 2.11 : Qualité du signal reçu en termes de facteur Q' pour un canal de transmission « central » dans le domaine spectral, parmi un ensemble de 5 canaux multiplexés avec un espacement spectral de 100 GHz. La figure permet de comparer les résultats obtenus avec ou sans décorrélation des données sur les différents canaux. 155

figure 2.12 : Qualité de réception de l'information du canal central parmi 5 canaux modulés à 42.66 Gbit/s avec des espacements spectraux variables de 50 GHz à 200 GHz (cas c de la figure 2.5) et pour différents types de filtres optiques (Rect. : rectangulaire, Butt. 4 : Butterworth d'ordre 4, Gauss. : gaussien). 157

figure 2.13 : Valeurs de la puissance intégrée des canaux voisins passant dans la bande du filtre optique utilisée pour filtrer le canal central. Cette figure donne les résultats s'appuyant sur le principe décrit à la figure 2.5 dans le cas (b) et correspond au filtrage fournissant les qualités de réception de la figure 2.12 précédente..... 157

figure 2.14 : Principe du filtrage BLA associé à une allocation en longueur d'onde particulière. L'espacement spectral entre les canaux vaut alternativement a GHz puis b GHz (a<b). Le filtrage BLA est appliqué, pour chaque canal sur la moitié de bande spectrale appartenant à l'espacement le plus grand, c'est-à-dire où la diaphotie linéaire est la plus faible..... 159

figure 2.15 :Analyse expérimentale de la qualité de réception de l'information contenue dans un canal modulé au format NRZ et filtré par un filtre de bande passante valant 0.25 nm, en fonction du décalage de ce filtre par rapport à la longueur d'onde porteuse du canal. Cette figure reprend les résultats de la figure 2.3 et les étend au cas de décalage du filtre vers les courtes fréquences..... 160

figure 2.16 : Extension des résultats obtenus en figure 2.7 et en figure 2.12, pour des décalages de filtre vers les courtes longueurs d'onde. Les résultats sont montrés, pour le cas d'un filtre gaussien appliqué à un canal seul (à gauche) ou dans une configuration WDM à 100 GHz d'espacement spectral entre canaux. 160

figure 2.17 : Mesures des pertes d'insertion en fonction de la longueur d'onde de deux types de filtres utilisés au laboratoire pour la réception des canaux modulés à 42.66 GHz. La courbe de gauche montre les pertes d'insertion du filtre menant à la meilleure qualité de réception pour un filtrage BLA « à gauche » tandis que la courbe de droite correspond au filtre le mieux adapté pour un filtrage BLA « à droite ». ...162

figure 2.18 : Correspondance entre fonction de filtrage (en noir) et spectre du signal modulé (en gris) pour le cas d'un filtrage BLA « à gauche » optimal..... 162

figure 2.19 : Résultats obtenus, toujours avec les mêmes paramètres variables, pour une configuration comprenant un seul canal filtré(en haut) et pour le cas du filtrage du canal « central » d'un ensemble de 5 canaux WDM ayant un espacement spectral de 100 GHz (en bas). Les filtres utilisés ici sont des filtres de laboratoire présentant les pertes d'insertion dissymétriques présentées à la figure 2.17 et dont nous avons supposé la réponse en phase nulle. 163

figure 2.20 : Module et argument de la fonction de transfert F(jf) d'un filtre Butterworth d'ordre 3 à phase non nulle, en fonction de la fréquence. 163

figure 2.21 : Facteurs Q' obtenus après filtrage d'un canal au format NRZ en fonction de la bande passante du filtre et de son décalage par rapport à la longueur d'onde porteuse du canal. Les résultats sont déclinés en fonction d'une dispersion chromatique cumulée de –80 ps/nm à + 80 ps/nm dans les cas où l'on utilise un filtre Butterworth à phase supposée nulle en (a) (Cf. figure 2.6) où en prenant en compte la réponse en phase du même filtre (b) (Cf. figure 2.20). 164

figure 2.22 : Obtention des formats de modulation NRZ à chirp positif ou négatif selon la tension de biais utilisée pour commander les modulateurs..... 165

figure 2.23 : Résultats de qualité de filtrage montrant les facteurs Q' obtenus en utilisant un filtre gaussien de bande passante et décalage variables. Le format NRZ que l'on filtre est obtenu, ici, en utilisant un modulateur à un bras, présentant du chirp de valeur moyenne valant 0.7 sur la bande spectrale du canal. Ce dernier est négatif dans le cas du graphique de gauche et positif pour le graphique de droite. Les valeurs maximales de facteur Q' sont entourées. 166

figure 2.24 : Résultats de simualtions numériques pour l'optimisation de l'espacement spectral alternée (a GHz puis b GHz) de la technique d'augmentation de la densité spectrale (Cf. figure 2.14). Dans la partie supérieure a+b vaut 150 GHz et dans la partie inférieure, 125 GHz. 168

figure 2.25 :Principe des simulations numériques visant à optimiser l'asymétrie de la réponse spectrale du filtre utilisé pour le filtrage BLA à la réception d'un canal filtré « à droite » dans une configuration de multiplexage en longueur d'onde à espacement spectral alterné de 50 GHz puis 75 GHz. 169

figure 2.26 : Résultats des simulations dont le principe est détaillé en figure 2.25. En (a), les courbes donnent les facteurs Q' obtenus en fonction du décalage du filtre asymétrique, chacune pour une asymétrie donnée par le rapport des bandes passantes « droite » et « gauche » (d/g). La courbe en (b) correspond au maximum de facteur Q' des courbes en (a) en fonction de l'asymétrie (d/g) du filtre. 170

figure 2.27 : Mesures du taux d'erreurs en fonction des décalages des filtres optiques pour un canal devant être filtré BLA « à gauche » à la réception et un canal devant être filtré « à droite ». Ces mesures sont agrémentées de diagrammes de l'œil pour différentes valeurs de décalage des filtres et de spectres des canaux, après filtrage à décalage optimal, en partie inférieure de la figure. 171

figure 2.28 :Principe de l'asservissement du filtrage optique BLA en réception (FBG : Fiber Bragg Gratings, mW : puissancemètre, piezo : piézo-électrique). 172

figure 2.29 : Schémas de principe du filtrage optique à l'émission. 173

figure 2.30 : principe de fonctionnement d'un entrelaceur et réponse spectrale obtenue par passage dans chacun de ses ports d'entrée. 174

figure 2.31 : Facteur Q' obtenus pour le canal central (dans le domaine spectral) parmi 5 canaux WDM d'espacement spectral variable de 50 GHz à 200 GHz (Cf. figure 2.5 cas c) en fonction de la bande passante et du décalage du filtre optique utilisé en réception. Ce filtre à une fonction de transfert de type Butterworth (ordre 4) présenté à la figure 2.20. Celui ci n'est utilisé qu'à la réception pour les graphiques de la partie supérieure de la figure, et à la fois à l'émission et à la réception, pour les graphiques de la partie inférieure. 175

figure 2.32 : Facteur Q' maximal, obtenu sur les variations des paramètres du filtre de réception et extrait des résultats de la figure 2.31, en fonction de l'espacement spectral entre canaux et avec ou sans l'usage d'un filtre optique à l'émission. 176

figure 2.33 : Principe de la cascade d'entrelaceurs permettant un multiplexage ou démultiplexage de canaux avec une réponse spectrale présentant une fonction de filtrage périodique de bande passante accordable, l'ensemble pouvant se symbolise par un entrelaceur équivalent ayant comme ports d'entrée 1 et 2, les ports d'entrée 1A et 2A. 177

figure 2.34 : Agencement des réponses spectrales des ports des entrelaceurs de la cascade d'entrelaceurs présentée à la figure 2.33. En (a), obtention de fonction de filtrage à bande passante plus étroite que par l'usage d'un entrelaceur seul. En (b), obtention de fonctions de filtrage à bande passante périodiques avec un espacement spectral alterné. 178

figure 2.35 : Résultats de filtrage optique appliqué au canal central d'un multiplex WDM de 5 canaux modulés à 42.66 Gbit/s pour différents espacements spectraux (de 50 GHz à 100 GHz) et pour les formats de modulation PSBT, E-PSBT avec un taux d'extinction de 10 dB, 13 dB ou 17 dB. 180

figure 2.36 : Report des valeurs maximales du facteur Q' sur les variations du filtrage optique de la figure 2.35 en fonction de l'espacement spectral des canaux et des formats de modulation à profil de phase contrôlé (PSBT). 181

figure 2.37 : Variations des facteurs Q' en fonction de la bande passante et du décalage d'un filtre optique de type gaussien, dans une configuration de canaux WDM à 100 GHz d'espacement spectral, et pour les formats de modulation NRZ, RZ, CS-RZ et E-PSBT (E=13dB). 182

figure 2.38 : Principe d'augmentation de la densité spectrale d'information en insérant, dans une configuration de multiplexage de canaux modulés à 40 Gbit/s avec un espacement spectral de 100 GHz, des canaux modulés à 10 Gbit/s. 183

figure 2.39 :Sensibilité du récepteur pour les différents canaux WDM modulés alternativement aux débits de 40 Gbit/s et 10 Gbit/s, à gauche pour des puissances moyennes identiques entre les canaux (en l'occurrence 5 dBm) et à droite, lorsque les canaux modulés à 40 Gbit/s ont une puissance moyenne 9 dB plus forte que les canaux modulés à 10 Gbit/s. 184

figure 2.40 : Illustration dans le domaine spectral, du multiplexage en longueur d'onde avec en haut, le spectre des canaux multiplexés en longueur d'onde seulement (reprenant la figure 2.1) et en bas, le spectre des canaux multiplexés en longueur d'onde et en polarisation. 185

figure 2.41 : Schéma de montage d'un système de transmission comprenant un multiplexage en longueur d'onde et en polarisation des canaux (WDM/PDM). 186

figure 2.42 : Allure des spectres de canaux WDM pour différentes répartitions en longueur d'onde et en polarisation : en (a), canaux multiplexés en longueur d'onde sur des états de polarisation alternativement

orthogonaux, en (b), multiplexage en longueur d'onde et en polarisation sur les mêmes longueurs d'onde porteuses et en (c), multiplexage en longueur d'onde et en polarisation sur des longueurs d'onde porteuses qui diffèrent d'une quantité inférieure à l'étendue spectrale d'un canal. 187

figure 2.43 :Principe d'allocation en longueur d'onde et en état de polarisation des canaux. En (a), les canaux sur les deux états de polarisation ont des longueurs d'onde porteuses identiques. En (b), l'ensemble des longueurs d'onde porteuses d'un état de polarisation est décalé, dans le domaine spectral, par rapport aux longueurs d'onde porteuses sur l'autre état de polarisation. Le filtrage BLA des canaux à la réception est indiqué par des bandes spectrales hachurées (g et d signifiant filtrage « à droite » et « à gauche »). 189

figure 2.44 : Facteurs Q' obtenus pour les 18 canaux, 9 sur l'état de polarisation noté // et 9 autres sur l'état ⊥, en fonction de la bande passante et du décalage du filtre optique gaussien utilisé en réception et pour l'exemple d'un décalage PDM global en fréquence de 40 GHz. Les schémas superposés aux graphiques indiquent la correspondance avec les spectres des canaux, les points clairs indiquant la demi-bande des spectres à filtrer par filtrage BLA à la réception 190

figure 2.45 :Valeurs maximales des facteurs Q' présentés à la figure 2.44, pour les 9 canaux sur l'état de polarisation // et les 9 autres sur l'état de polarisation ⊥ 190

figure 2.46 : Moyennes des facteurs Q', obtenues sur l'ensemble des canaux, en fonction du décalage PDM. Cette moyenne est effectuée en ne prenant pas en compte les canaux extrêmes du multiplex en longueur d'onde. 191

figure 2.47 : Analyse expérimentale de la variation de qualité de réception pour deux canaux notés d// et g// (Cf. figure 2.43) en fonction du décalage PDM. La qualité de réception est ici traduite par une pénalité sur le facteur Q par référence au facteur Q obtenu pour un décalage PDM de 40 GHz vers les basses fréquences. 191

figure 3.1 : A gauche : analyse des variations de pénalités dues aux effets non-linéaires en fonction de la puissance d'entrée dans les tronçons pour plusieurs longueurs de séquence binaire. A droite : séquence temporelle en haut et diagramme de l'œil en bas, montrant le type de symboles les plus dégradés au cours de la transmission. 206

figure 3.2 : Schéma de principe des simulations numériques de liaisons terrestres 207

figure 3.3 : Représentation d'une carte de dispersion chromatique. La dispersion résiduelle en ligne correspond à la somme de la dispersion cumulée dans un tronçon de fibre et de la dispersion cumulée dans une fibre de compensation. La dispersion résiduelle est la dispersion cumulée non compensée en fin de liaison 210

figure 3.4 : Exemple de représentation des résultats de simulation en termes de pénalité sur la sensibilité représentée par des paliers de niveaux (échelle de gris) en fonction de la pré-compensation de dispersion et la dispersion résiduelle en ligne. Le niveau blanc correspond au niveau de pénalité nulle, autrement dit, aux transmissions de bonne qualité. Pour tous les points de ce graphique, la puissance d'entrée dans les tronçons et la dispersion résiduelle en fin de liaison sont les mêmes. 211

figure 3.5 : Représentation des résultats de pénalités de transmission à quatre dimensions. Chaque petit graphique est un graphique du type de celui reporté en figure 3.4. Lequel est ensuite répété verticalement en fonction de la puissance d'entrée dans les tronçons de fibre et horizontalement en fonction de la dispersion résiduelle. 211

figure 3.6 : Exemples de prévision des résultats de pénalité sur la sensibilité comme décrits à la figure 3.5 pour deux cas particuliers. A : transmissions limitées par les effets non-linéaires seuls, B : transmissions limitées par le bruit optique seul. Les zones de bon fonctionnement des systèmes sont cerclées. 212

figure 3.7 : Résultats numériques de transmission à canal unique modulé à 40 Gbit/s sur 5 x 100 km de fibre SMF. Les résultats sont fournis en termes de pénalité sur la sensibilité ('échelle de gris en bas à droite) et pour les plages de variation de pré-compensation et de dispersion résiduelle en ligne, fixées pour chaque sous graphique, et dont la grille est détaillée en bas à gauche. 213

figure 3.8 : Résultats de transmission similaires à ceux de la figure 3.7 mais pour la fibre TeraLight. Attention, les échelles en bas à gauche ne sont pas les mêmes que celles employées pour la SMF. 214

figure 3.9 : Résultats de transmission similaires à ceux de la figure 3.7 mais pour la fibre e-LEAF. 214

figure 3.10 : Résultats de transmission similaires à ceux de la figure 3.7 mais pour la fibre TW-RS. 214

figure 3.11 : Résultats de transmission similaires à ceux de la figure 3.7 mais pour la fibre LEANZDSF-. 215

figure 3.12 : Variation de la pénalité en fonction de la dispersion résiduelle. En (a) la courbe est tracée en faisant varier la dispersion résiduelle par l'intermédiaire de la fibre de post-compensation tout en gardant

figure 4.22 : Schéma de pompage pour l'amplification Raman distribuée des canaux dans les bandes C et L. 322

figure 4.23 : Spectre obtenu en fin de liaison de l'ensemble des 256 canaux. 322

figure 4.24 : Spectre de 12 canaux sur une bande optique de 3 nm extrait de la figure 4.23 puis spectres des canaux après démultiplexage en polarisation et par les filtres optiques de réception. Les deux cas de filtrage BLA sont montrés pour chaque état de polarisation. 323

figure 4.25 : Résultats de performance de transmission à 10.2 Tbit/s sur 300 km. 324

figure 4.26 : Evolution du produit capacité x distance des transmissions WDM terrestres Nx40 Gbit/s de septembre 1997 à septembre 2002. Les numérotations correspondent aux références bibliographiques de fin de chapitre. 326

PUBLICATIONS ANNEXÉES

Y. Frignac, S. Bigo, « Numerical optimization of residual dispersion in dispersion-managed systems at 40Gbit/s. », OFC'00, TuD3, Baltimore, MD, March 3-10.

Y. Frignac, S. Bigo and J.-P. Hamaide, « NRZ vs RZ format in Nx40Gbit/s WDM terrestrial transmission systems with high spectral efficiency of 0.4 bit/(s.Hz) », *ECOC'01*, Th.B.1.1, Amsterdam, Netherlands, Oct. 1-4.

Y. Frignac, J.-C. Antona, S. Bigo and J.-P. Hamaide, « Numerical optimization of pre- and in-line dispersion compensation in dispersion-managed systems at 40Gbit/s », OFC'02, ThFF5, Anaheim, California, March 17-22.

Y. Frignac, H. Bissessur, P. Pecci, S. Bigo, «Dispersion management optimization for 160Gb/s transmission systems using RZ or CS-RZ modulation formats», in ECOC'02, 6.1.6, Copenhagen, Denmark, Sept. 8-12

W. Idler, S. Bigo, Y. Frignac, B. Franz, G. Veith, « Vestigial side-band demultiplexing for ultra-high capacity (0.64bit/s/Hz) of 128x40Gbit/s channels », *OFC'01*, MM3, Anaheim, California, March 17-22.

S. Bigo, A. Bertaina, Y. Frignac, S. Borne, L. Lorcy, D. Hamoir, D. Bayart, J.-P. Hamaide, W. Idler, E. Lach, B. Franz, G. Veith, P. Sillard, L. Fleury, P. Guénot, P. Nouchi, « 5.12 Tbit/s (128x40 Gbit/s WDM) Transmission over 3x100 km of TeraLightTM Fibre. », ECOC'00, PD-1.2, Munich, Germany, Sept. 3-7.

S. Bigo, W. Idler, J.-C. Antona, G. Charlet, C. Simonneau, M. Gorlier, M. Molina, S. Borne, C. de Barros, P. Sillard, P. Tran, R. Dischler, W. Poehlmann, P. Nouchi, Y. Frignac, « Transmission of 125 WDM channels at 42,7Gbit/s (5Tbit/s capacity) over 12x100 km of TeraLightTM Ultra fibre », *ECOC'01*, PD.M.1.1, Amsterdam, Netherlands, Oct. 1-4.

S. Bigo, Y. Frignac, G. Charlet, W. Idler, S. Borne, H. Gross, R. Dischler, W. Poehlmann, P. Tran, C. Simonneau, D. Bayart, G. Veith, A. Jourdan and J.-P. Hamaide, « 10,2 Terabit/s (256x40 Gbit/s PDM/WDM) transmission over 100 km of TeraLight fiber with 1,28 bit/s/Hz spectral efficiency », *OFC'01*, PD25, Anaheim, California, March 17-22.

Y. Frignac, G. Charlet, W. Idler, R. Dischler, P. Tran, S. Lanne, S. Borne, C. Martinelli, G. Veith, A. Jourdan, J.-P. Hamaide, S. Bigo, « Transmission of 256 wavelength-division and polarisation multiplexed channels at 42.7Gb/s (10.2Tb/s capacity) over 3x100km of TeraLight fiber », OFC'02, FC5-1, Anaheim, California, March 17-22.

Numerical optimization of residual dispersion in dispersion-managed systems at 40 Gbit/s

Yann Frignac and Sébastien Bigo
Alcatel Corporate Research Centre, Route de Nozay, 91460 Marcoussis, France
Tel: +33 (1) 69631478 – Fax: +33 (1) 69631865 – email: Yann.Frignac@ms.alcatel.fr

The careful tuning of group-velocity dispersion (GVD) compensation in the transmitter (pre-compensation), within the repeaters (in-line compensation) and in the receiver (post-compensation) is a powerful technique, known as dispersion management, to reduce the impact of fiber nonlinearities [1, 2]. However, owing to the complex interplay between nonlinearities and GVD, the design of dispersion-managed links often requires a large number of time-consuming simulations [3-5].

In this paper, we focus on the cumulated GVD at the end of the link. This residual GVD decreases proportionally to the square of the bit-rate, making it especially critical at high bit-rates. At 10 Gbit/s, it has been mentioned several times that it should be slightly positive in NRZ format [1,5]. Here, we quantify numerically this parameter at 40 Gbit/s in single-channel links as a function of power, number of spans, fiber type, modulation format and dispersion map.

1. Simulation parameters

The basic configuration of our simulated system is represented in Fig. 1. In the transmitter, a single-channel at 40 Gbit/s with 128-bit pattern is generated with NRZ modulation or RZ modulation with 50% (sinusoidal-like) or 25% duty cycle. The link consists of N ($3<N<10$) spans of transmission fibers with characteristics that, we believe, are typical of commercially available products. Their GVD, GVD slope, attenuation α, effective area A_{eff} and nonlinear index n_2 are listed in Table 1.

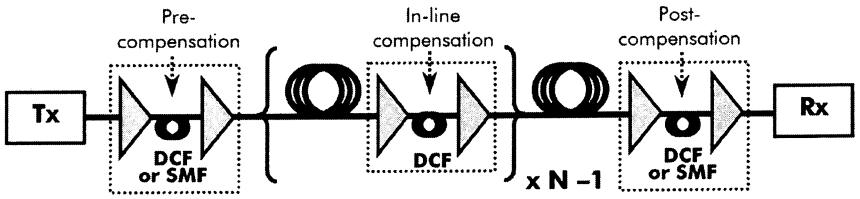


Figure 1: Basic configuration of the simulated link

At the end of the link, the receiver incorporates a preamplifier with 5.5dB noise figure, a optical filter of rectangular shape with 3-dB bandwidth of 0.8 nm, and a 28 GHz photodiode. The system performance is evaluated through the power penalty at 10^{-10} bit-error rate (BER). To compensate for GVD, dispersion compensating modules are used in the transmitter, within the repeaters (assumed dual-stage) and in the receiver. These modules consist either of dispersion compensating fiber (see characteristics in Table 1) or standard single-mode fiber (SMF) to cover both under- and over-compensation configurations. We assume that the power injected in these compensating stages is sufficiently low for nonlinearities to be negligible ($n_2 = 0$). In addition, the N-1 repeaters generate no spontaneous noise, in order to focus on GVD/nonlinearity interactions. In these conditions, the performance is independent on the span length L, provided that L is significantly larger than the asymptotic effective length $1/\alpha$ (~ 20km). Indeed, propagation over the additional kilometers of a longer span is linear and can strictly be neutralized by the appropriate additional amount of dispersion compensating fiber in the following repeater, so as to keep the residual GVD of the span, and thus the performance, constant. In particular, despite L=100km in the simulations, we found no penalty difference down to at least L=50km.

Table 1. Fiber parameters used in simulations

	Characteristics at 1.55 μm					*Investigated ranges at 1.55μm*	
	GVD	*GVD slope*	*α*	A_{eff}	n_2	*pre-comp.*	*in-line comp.*
	ps/nm/km	*ps/nm²/km*	*dB/km*	*μm²*	*M²/W*	*ps/nm/km*	*ps/nm/km*
Transmission fibers							
SMF	17.0	0.057	0.20	80	2.5	[-1000, 0]	[0, 425]
Alcatel Teralight	8.0	0.058	0.20	65	2.7	[-900, 300]	[-200, 200]
Corning e-LEAF	4.0	0.085	0.20	72	2.7	[-500, 250]	[-100, 100]
Lucent Truewave RS	4.0	0.045	0.20	55	2.7	[-500, 250]	[-100, 100]
Compensating fibers							
DCF	-80.0	-0.300	0.5		0		
SMF	17.0	0.057	0.20		0		

In-line comp. = residual GVD of (isolated span+its DCF module)

We carry out a comprehensive set of simulations over four fiber types, with power per channel varying from 1dBm to 9 dBm, number of spans from 3 to 10. Pre-compensation and in-line compensation per span vary within a range dependent on fiber type and detailed in Table 1. The amount of post-compensating fiber is such that the residual dispersion at the end of the link falls within the [0,70] ps/nm/km range. This makes a total of 36,000 simulations for this investigation. Note that pre-, post and in-line compensations are always given in ps/nm, which, we believe, eases the comparison between fibers. In contrast, the compensation ratios used in [3] artificially penalize fibers with large GVD.

2. Results

Figure 2 shows penalty results as a function of residual dispersion, obtained over SMF in NRZ format with various powers per channels P and number of spans N. Each curve corresponds to a given amount of pre- and in-line compensation. It can clearly be seen in this figure that the larger N and P, the more the curves differs from each other, i.e. the more the penalty is dependent on the design of the dispersion map. In contrast, whatever the number of spans and the power per channel, the optimal residual dispersion is very much independent (within ±10ps/nm) on this design.

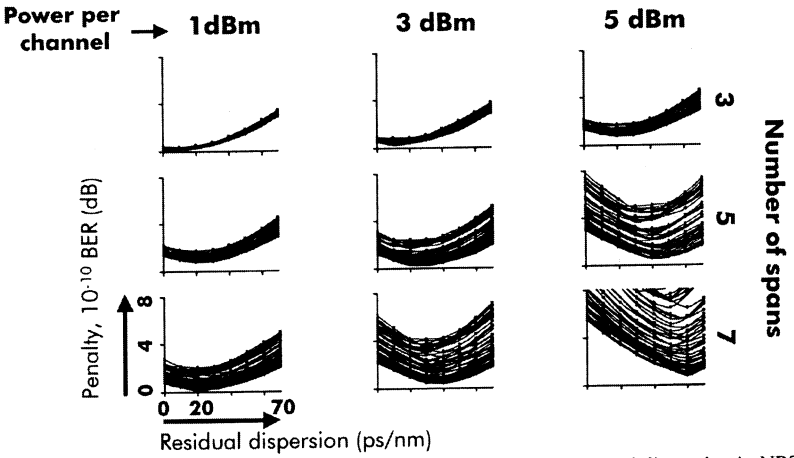


Figure 2: Performance after transmission over 5 spans of SMF as a function of residual dispersion in NRZ format. Each curve corresponds to a given amount of pre- and in-line compensation.

Moreover, the configurations with an optimal residual GVD that departs significantly from the mean value D_{opt} correspond to high penalties (e.g. greater than 5 dB), i.e. to operation regimes which should not be sought by a system designer. Remarkably enough, these conclusions were found to apply to all the configurations that we investigated, whatever the fiber type and modulation format.

It can also be noticed in Fig. 2 that the optimal residual dispersion is all the greater as the number of channels and the number of spans are large, as already observed at 10 Gbit/s [1]. To further illustrate this, we study now D_{opt} as a function of the cumulated nonlinear phase $\Phi_{NL}=2\pi n_2 P\, NL_{eff}/(\lambda A_{eff})$ where λ is the

signal wavelength and $L_{eff}=(1-\exp(-\alpha L))/\alpha$, the effective length. In Fig. 3, we represent D_{opt}, computed over SMF and based on three modulation formats. Each dot corresponds to one set (power per channel P, number of spans N), plotted at the corresponding nonlinear phase. The first important conclusion its that, whatever the format, two different sets (P, N) corresponding to a single nonlinear phase are found to require a very similar optimal residual GVD. Furthermore, in NRZ format, D_{opt} is found to increase with the nonlinear phase, in good accordance with previous studies on this matter, e.g. [1]. This is in very good accordance with a conventional model that considers self-phase modulation as a generator of chirp. In this case, the residual GVD must be increased as the nonlinear phase increases. Interestingly, Fig. 3 shows that the dependence between D_{opt} and Φ_{NL} is almost linear, whether in NRZ format or RZ format. However, NRZ requires a larger residual GVD than RZ with 50% duty cycle, which also requires a larger residual GVD than RZ format with 25% duty cycle. This result may be accounted for the fact that a signal with a wider spectrum (small duty cycle) is potentially more sensitive to pulse distortions at non zero residual GVD than a signal with smaller spectrum (larger duty cycle, up to NRZ).

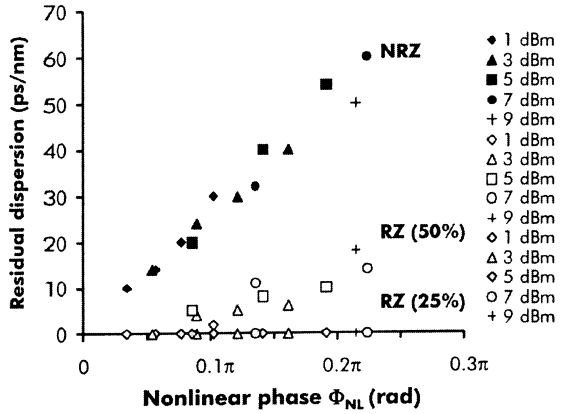


Figure 3: Optimal residual dispersion for NRZ format, and RZ format with 25% and 50% duty cycle. Each dot = the average of the minima of one subgraph like in fig. 2, at a given number of spans and power.

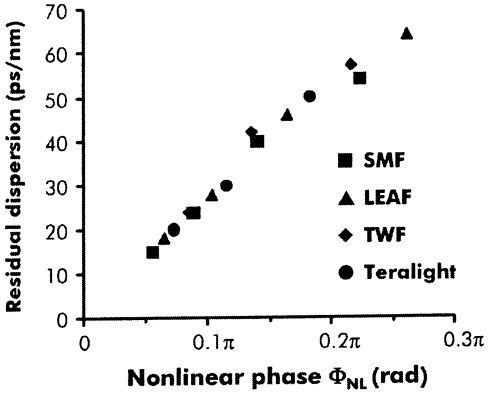


Figure 4: Optimal residual dispersion for different fiber types.

We now investigate the impact of the type of fiber on D_{opt}. Figure 4 shows results based on NRZ format, and obtained after propagation over the four fibers listed in Table 1. Each fiber type is referenced by a particular symbol. As in the previous figure, all the sets (power per channel, number of spans) are plotted at the corresponding nonlinear phase. It can seen that a given nonlinear phase cumulated over two different fiber types corresponds to only one optimal residual GVD D_{opt}, with a very good approximation. This confirms that D_{opt} depends only on Φ_{NL}, i.e. proportionally to the effective area, but also regardless the GVD / GVD slope of the transmission fiber.

Through a comprehensive investigation of dispersion management, we have exhibited a simple design rule for single-channel 40 Gbit/s dispersion-managed systems. Regardless the ultimate performance, for a given dispersion map, the optimal residual GVD cumulated at the end a link is only dependent on the cumulated nonlinear phase, whatever the fiber type.

[1] C. Caspar et al., "RZ vers NRZ modulation format for dispersion compensated SMF-based 10Gbit/s transmission with more than 100-km amplifier spacing", IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 11, n°4, pp. 481-483 (1999)

[2] A. Bertaina et al., "Experimental investigation of dispersion management for an 8x10 Gbit/s WDM transmission system over non-zero dispersion shifted fiber", IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 11, n°8 (1999)

[3] A. F. Judy, Technical Digest of NOC'99 (1999)

[4] M. I. Haye et al., "Pre- and post-compensation of dispersion and nonlinearities in 10 Gbit/s WDM systems", IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 9, n°9, pp. 1271-1273 (1999)

[5] G. Bellotti et al., "Dependence of self-phase modulation impairments on residual dispersion in 10 Gbit/s–based terrestrial transmissions using standard fiber", IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 11, n°7, pp. 824-826 (1999)

la pré-compensation de dispersion et la compensation en ligne fixes ; en (b), la courbe obtenue en (a) est répétée pour d'autres valeurs de pré-compensation et de compensation en ligne. 217

figure 3.13 : Courbes de variation de la pénalité de transmission en fonction de la dispersion résiduelle pour une ligne de 3, 5 ou 7 tronçons de 100 km de SMF ayant pour puissance d'entrée 1, 3 ou 5 dBm. Les courbes situées à droite donne les tendances de variation de la dispersion résiduelle optimale en fonction de la puissance d'entrée et du nombre de tronçons. 218

figure 3.14 : Variations de la pénalité de transmission en fonction de la dispersion résiduelle, obtenues pour des transmissions sur des fibres de ligne différentes : SMF, e-LEAF, TeraLight, TW-RS. Les transmissions comprennent ici 5 tronçons de fibre ayant une puissance d'entrée de 3dBm. 219

figure 3.15 : Dépendance de la dispersion résiduelle optimale en fonction de la phase non-linéaire. Les points répertoriés correspondent à la valeur de dispersion résiduelle optimale des réseaux de courbe de la figure 3.13 et de la figure 3.14 et ont des symboles différents avec le type de fibre employée. Pour chaque symbole, il existe donc plusieurs points correspondant aux différents cas de puissance d'entrée et nombre de tronçons. 220

figure 3.16 : En haut à droite : pénalité de transmission en fonction de la dispersion résiduelle pour les trois puissances d'entrée dans les DCF, les autres paramètres de gestion de dispersion ayant été optimisés. En bas à gauche : report des valeurs de dispersion résiduelle optimale en fonction de la phase non-linéaire cumulée dans les fibres de ligne et les DCF. Pour ce graphique nous avons rappelé, en grisé, les résultats du § I.1.4.1. 222

figure 3.17 : Exemple de variation de la pénalité de transmission en fonction de la dispersion résiduelle pour des transmissions sur 5x100 km de fibre SMF aux conditions optimales de pré-compensation et de compensation en ligne. Quatre courbes sont présentées ici en fonction de la puissance d'entrée dans les tronçons de 1 dBm à 7 dBm. 223

figure 3.18 : dépendance de la tolérance à la dispersion résiduelle en fonction de la puissance pour des transmissions de 5x100 km sur différents types de fibres. 223

figure 3.19 :Exemple de graphique en courbes de niveaux de pénalité de transmission en fonction de la pré-compensation et la compensation en ligne. Sur ce graphique, les points correspondent à la pré-compensation optimale pour une valeur de compensation en ligne donnée, parmi les valeurs discrètes des plages de variations du tableau 3.2. 225

figure 3.20 : Points de pré-compensation optimale en fonction de la dispersion résiduelle en ligne pour une transmission sur 5x100 km de fibre TeraLight. La multiplicité des points provient de la superposition des valeurs de pré-compensation optimale de tous les cas de puissance d'entrée et de dispersion résiduelle explorés dans les simulations (Cf. figure 3.8 et tableau 3.2). La ligne en pointillés épais correspond à la pré-compensation optimale moyenne. 226

figure 3.21 : Variations de la relation entre pré-compensation optimale et dispersion résiduelle en ligne avec le type de fibres, pour une transmission de 5x100 km en (a) ou avec le nombre de tronçons de 100 km employés dans une transmission sur fibre TeraLight en (b). Les courbes correspondent ici à des moyennes de pré-compensation optimale telle que celle représentée en pointillés à la figure 3.20. 227

figure 3.22 : Report à partir de la figure 3.21 des pré-compensation optimales pour 100 % de compensation en ligne en fonction de la dispersion locale de la fibre de ligne employée en (a) et de la pente de variation de la pré-compensation optimale avec la dispersion résiduelle en ligne en fonction du nombre de tronçons en (b). 227

figure 3.23 :Trois cartes de dispersion vérifiant les conclusions de la figure 3.20 avec en (a) le cas d'une carte de dispersion « descendante », nécessitant une pré-compensation positive, en (b) une carte ayant une compensation de dispersion en ligne de 100% et une pré-compensation optimale donnée et en (c) une carte de dispersion « montante » nécessitant une pré-compensation en valeur absolue plus forte qu'au (b) pour obtenir des pénalités de transmission minimales. 229

figure 3.24 : Illustration de trois cartes de dispersion vérifiant des résultats de la figure 3.21 (a). 229

figure 3.25 : Exemples de deux cartes de dispersion vérifiant les résultats de la figure 3.21 (b) : variation de la pré-compensation optimale en fonction de la variation de compensation en ligne et du nombre de tronçons. 230

figure 3.26 : Allures du profil de puissance (en surface grisée) et de la dispersion cumulée sur la distance d'un tronçon de fibre de ligne pour la répartition optimale des compensations de dispersion avant et après ce tronçon. 231

figure 3.27 :Principe de la conversion par la dispersion chromatique d'une phase non-linéaire infinitésimale accumulée à une distance z de propagation résultant en des fluctuations d'amplitude néfastes, visibles sur le diagramme de l'œil en fin de liaison. 233

figure 3.28 : Evaluation numérique du paramètre $\sigma_{transmission}$ (noté σ) en fonction de la distance de propagation dans le cas d'un système comportant un seul tronçon de 100 km de fibre TeraLight et pour trois valeurs de pré-compensation : 0, -180 et –300 ps/nm. La partie supérieure montre la carte de dispersion et l'évolution de la puissance du signal dans chaque cas. 235

figure 3.29 : Optimisation en annulant le paramètre σ en fin de liaison dans trois cas de transmission sur un tronçon selon la fibre utilisée : SMF, TeraLight ou e-LEAF. 235

figure 3.30 : Optimisation de la pré-compensation par annulation du paramètre σ pour une transmission de 5x100 km sur fibre TeraLight dans trois cas de pourcentage de compensation en ligne : 100%, 100%-6% et 100%+6%. 236

figure 3.31 : Valeurs de pré-compensation de dispersion optimales en fonction de la dispersion résiduelle en ligne obtenues par les simulations numériques (symboles) ou par les calculs analytiques consistant à annuler σ^{PIC} (courbes) pour des transmissions de 5x100 km sur fibre SMF, TeraLight et e-LEAF. 237

figure 3.32 : Principe de la limitation des dégradations dues aux effets non-linéaires intra-canaux en minimisant globalement sur un tronçon, le recouvrement des impulsions en présence de forte puissance. 238

figure 3.33 : Comparaison du lien entre la pré-compensation de dispersion et la dispersion résiduelle en ligne pour une transmission sur fibre TeraLight comprenant des pertes linéiques de 0.2 dB/km à gauche et aucune perte à droite. 241

figure 3.34 : Calcul du paramètre σ^{PIC} pour des cas de transmission sur fibre TeraLight avec amplification Raman. Pour les deux exemples de gain Raman dans la fibre de ligne, les graphiques correspondent au cas de pré-compensation de dispersion optimale pour lequel le paramètre σ est nul en fin de liaison. .243

figure 3.35 : Influence du chirp du modulateur à l'émission, à gauche, sur la liaison entre pré-compensation de dispersion optimale et dispersion résiduelle en ligne (a) et à droite sur la dispersion résiduelle optimale (b). Ces exemples sont montrés dans le cas de transmissions sur fibre TeraLight. 244

figure 3.36 : Etude des pénalités de transmission sur 5x100 km de fibre TeraLight (puissance d'entrée : 5 dBm, dispersion résiduelle : 40 ps/nm) en fonction de la pré-compensation de dispersion et la dispersion résiduelle en ligne comme à la figure 3.19, mais sur de plus amples plages de variation : de –4000 à 1000 ps/nm pour la pré-compensation et de –400 à 800 ps/nm pour la dispersion résiduelle en ligne (le cas d'une dispersion résiduelle en ligne de 800 ps/nm correspondant, ici, à aucune compensation en ligne). 245

figure 3.37 : Schéma des variations de la qualité de transmission dans le plan : (pré-compensation ; dispersion résiduelle en ligne). 246

figure 3.38 : Observations du comportement des pénalités de transmission lorsqu'on fait varier artificiellement la dispersion locale de la fibre de ligne de 1 $ps.nm^{-1}.km^{-1}$ jusqu'à 100 $ps.nm^{-1}.km^{-1}$. Les échelles de valeurs de pré-compensation et compensation en ligne sont proportionnelles à la dispersion de la fibre. La puissance d'entrée dans les tronçons vaut 5 dBm et la dispersion résiduelle en fin de liaison, 40 ps/nm. 248

figure 3.39 : Pénalités de transmission minimales sur toutes les gestions de dispersion testées en fonction de la puissance d'entrée dans les tronçons de fibres. Il s'agit ici de transmission de 5x100 km à canal unique modulé à 40 Gbit/s. Les aggravations des pénalités dues aux effets non-linéaires sont tracées pour cinq fibres différentes. 249

figure 3.40 : Courbes identiques à la figure 3.39, mais en fonction de la phase non-linéaire. 250

figure 3.41 : Courbes identiques à celles de la figure 3.39, pour lesquelles des droites de référence ont été ajoutées. Celles-ci indiquent, pour une puissance d'entrée donnée, l'OSNR atteint en fin de liaison (avec 5x100 km de transmission et des EDFAs de 6 dB de facteur de bruit), selon les pertes cumulées sur un tronçon de fibre. 251

figure 3.42 : Résultats des simulations numériques de transmission 5x40 Gbit/s sur SMF. 253

figure 3.43 : Résultats des simulations numériques de transmission 5x40 Gbit/s sur fibre TeraLight. 254

figure 3.44 : Résultats des simulations numériques de transmission 5x40 Gbit/s sur e-LEAF. 254

figure 3.45 : Dispersion résiduelle optimale en fonction de la phase non-linéaire cumulée. La variation quasi-linéaire est identique à celle du § I.1.4.1. 255

figure 3.46 :Vérification pour l'exemple de la fibre TeraLight, que la liaison entre pré-compensation optimale et dispersion résiduelle en ligne reste valable pour les transmissions WDM. Le graphique en surfaces de niveau grisées correspond à une transmission WDM sur 5x100 km de fibre TeraLight à 5dBm de puissance d'entrée. Les lignes noires superposées sont celles de la figure 3.21 (a). 256

figure 3.47 : Ecarts de pénalités obtenus en soustrayant simplement les résultats de pénalité des transmissions à canal unique de la figure 3.9 avec ceux des transmissions WDM 5x40 Gbit/s de la figure 3.44 précédente. 257

figure 3.48 : Pénalités minimales obtenues sur l'ensemble des gestions de dispersion en fonction de la puissance d'entrée par canal. Les lignes en trait fort correspondent aux résultats de simulation des transmissions 5x40 Gbit/s tandis que les lignes en pointillé sont des rappels des résultats de transmission à canal unique du § I.2. 259

figure 3.49 : Enumération des cas de figures, liés à la pente de dispersion chromatique. Le cas (a) correspond à une compensation de pente de dispersion , de la fibre de ligne par les fibres de compensation, parfaite tandis que les autres cas correspondent à une compensation partielle de pente de dispersion. Dans le cas (c) une post-compensation de dispersion est effectuée canal par canal de telle sorte que les dispersions résiduelles des différents canaux soient identiques. Le cas (d) reprend la configuration du cas (c) avec, en plus, une pré-compensation de dispersion appliquée canal par canal avant le multiplexage des canaux. 262

figure 3.50 : Exemple de prévision de difficultés dues à la pente de dispersion pour les transmissions WDM large bande. On a reporté ici, sur les résultats de simulations à canal unique extraits du § I.1.3. pour des transmissions sur 5x100 km de fibre SMF, TeraLight et e-LEAF, les valeurs de pré-compensation et de dispersion résiduelle en ligne de 5 canaux de longueurs d'onde porteuses espacés de 7.5 nm autour de celle du canal central (de longueur d'onde 1550 nm) pour lequel on aurait choisi plusieurs bonnes solutions de gestion de dispersion. 264

figure 3.51 : Résultats des transmissions WDM 40x40 Gbit/s sur 3x100 km de fibre SMF, TeraLight, TW-RS ou e-LEAF. Pour chaque cas les valeurs de pénalités de transmission sont indiquées pour une puissance d'entrée de 5 dBm dans les fibres de ligne et de –5 ou 1 dBm dans les fibres de compensation. 266

figure 3.52 : principe du réglage de la gestion de dispersion pour les systèmes de transmission 40x40 Gbit/s sur fibre e-LEAF, pour les cas d'une pré-compensation unique ou individualisée pour les canaux indiqués respectivement par les sigles Pre $\neq$ et Pre $\approx$. 267

figure 3.53 : Résultats de transmission 40x40 Gbit/s sur 3x100km de fibre e-LEAF avec 5 dBm de puissance d'entrée pour les cas de gestion de dispersion utilisant une pré-compensation unique(gris) ou individualisée (noir). La pénalité est exprimée ici avec pour référence de sensibilité en configuration back-to-back, la sensibilité avant multiplexage. 268

figure 3.54 : Exemple de résultats de transmission au débit de 40 Gbit/s sur fibre TeraLight. 271

figure 3.55 : Résultats bruts de transmission sur 5x100 km de fibre SMF, TeraLight et e-LEAF à plusieurs débits de modulation. 272

figure 3.56 : Pénalités de transmission minimales parmi toutes les gestions de dispersion explorées en fonction de la phase non-linéaire cumulée, pour les différents cas de fibres et débits de modulation. ... 274

figure 3.57 : (a) Report des pénalités minimales de la figure 3.56, mais en fonction de la variable $-\beta_2 B^2 L_{eff}$ pour trois valeurs de puissance d'entrée différentes et (b), abaque pour retrouver $-\beta_2 B^2 L_{eff}$ en fonction de la dispersion de la fibre et du débit de modulation sachant que l'on a pris, ici, une longueur effective de 21.5km (b). 275

figure 3.58 : Comparaison des variations de la dispersion résiduelle optimale en fonction de la phase non-linéaire entre les trois formats de modulation : NRZ, RZ(50%), RZ (20%). La comparaison est effectuée pour des transmissions sur SMF. 277

figure 3.59 : Comparaison du lien entre la pré-compensation de dispersion optimale et la dispersion résiduelle en ligne vu au § I.1.5. entre les formats de modulation NRZ et RZ(50%) dans le cas particulier de transmission sur fibre TeraLight. Les losanges noirs et ronds gris donnent les valeurs discrètes des pré-compensation optimales pour les formats NRZ et RZ respectivement et sont reportés à droite pour la comparaison. 278

figure 3.60 : Résultats de transmission pour les transmissions 40x40 Gbit/s sur 3x100 km de e-LEAF pour les formats de modulation NRZ et RZ. La partie basse donne les valeurs de sensibilité sans la ligne de transmission auxquelles il faut ajouter les pénalités de transmission de la partie haute pour obtenir les sensibilités en fin de propagation. 280

figure 3.61 : Montage de l'émetteur, en haut, pour le cas sans filtrage des canaux à l'émission et en bas, avec filtrage. La partie droite montre les différents spectres des canaux WDM obtenus après multiplexage dans chaque configuration et pour les formats NRZ et RZ. 281

figure 3.62 : Reprise de la figure 3.60 avec adjonction, pour chaque format de modulation, du cas où un filtrage à l'émission est effectué (symboles triangulaires). 282

figure 3.63 : Pénalités de transmission sur 3x100 km de fibre SMF au débit de 160 Gbit/s en fonction de la valeur de pré-compensation pour deux valeurs de puissance d'entrée dans les tronçons : 1 et 7 dBm, trois formats de modulation RZ(50%) , RZ (20%) et CS-RZ(60%) et trois configurations de compensation en ligne : 0 %, 100% ou pourcentage optimal(~110%).....284

figure 3.64 : Seuils de pénalités de transmission en puissance d'entrée dans les tronçons, pour les transmissions à 160 Gbit/s aux formats de modulation RZ(50%), RZ (20%) et CS-RZ (60%).....285

figure 3.65 : Pénalités de transmission sur un tronçon de 100 km obtenues en optimisant les valeurs de pré- et post-compensation pour différents débits et dispersions de fibre. L'axe des abscisses reprend le paramètre $-\beta_2 B^2 L_{eff.}$ déjà présenté au § II.1. dont l'abaque de la figure 3.57 est reportée à droite.....286

figure 4.1 : Spectres expérimentaux traduisant le principe d'allocation de longueur d'onde pour les canaux WDM des expériences de transmission à 5 Tbit/s. Les deux spectres inférieurs correspondent aux spectres des signaux après filtrage BLA « à gauche » et « à droite » à la réception (résolution : 0.01 nm).....301

figure 4.2 : Schéma expérimental de l'expérience de transmission à 5.12 Tbit/s sur 300 km.....302

figure 4.3 : Photographie du système pour l'expérience de transmission à 5.12 Tbit/s. 304

figure 4.4 : Spectre des 128 canaux WDM obtenu en sortie du troisième tronçon avant démultiplexage (résolution 0.02 nm).....304

figure 4.5 : Rapport signal à bruit dans 0.1 nm et taux d'erreurs obtenus sur les 128 canaux au bout de 300 km de transmission. 305

figure 4.6 :Illustration du principe de la gestion des puissances dans la ligne de transmission par les spectres du multiplex enregistrés pour différentes étapes. 306

figure 4.7 : Evaluation du transfert de puissance par effet Raman auto-induit des canaux portés par les courtes longueurs d'onde vers les autres. En (a) spectre des canaux en entrée de tronçon, en (b), pertes du tronçon de 100 km, en (c) spectre en sortie du tronçon et en (d), déduction du transfert de puissance. ..307

figure 4.8 : Dispersion cumulée en fonction de la distance pour les canaux extrêmes du multiplex, en bande C à gauche et en bande L à droite. 308

figure 4.9 : Dispersion cumulée en fonction de la longueur d'onde, mesurée avant la post-compensation de dispersion, dans les bandes d'amplification C, à gauche, et L, à droite.....308

figure 4.10 : Rappel des pertes d'insertion des filtres les mieux adaptés parmi les filtres disponibles au laboratoire.....310

figure 4.11 : Tensions de biais utilisées pour les modulateurs des canaux filtrés par filtrage BLA « à gauche » et « à droite » en fin de liaison dans les bandes C et L d'amplification (a) et dispersion résiduelle correspondante pour ces différents canaux (b). 310

figure 4.12 : Schéma du montage de l'expérience de transmission à 5.12 Tbit/s sur 1200 km si 4 tours de boucle sont effectués, et 1500 km pour 5 tours (AO : Acousto-optique, DGE : Dynamic Gain Equalizer). 311

figure 4.13 : Cartes de gestion de dispersion présentant la dispersion cumulée en fonction de la distance pour les canaux aux longueurs d'onde de 1545 nm (Bande C) et 1585 nm (Bande L). En bande C, la gestion de dispersion a été effectuée différemment pour les expériences de transmission sur 1200 km et 1500 km. 312

figure 4.14 : Rapport signal à bruit et taux d'erreurs de l'ensemble des canaux pour la transmission sur 1200 km, puis nouveaux taux d'erreurs obtenus après extension de 1200 km à 1500 km. 313

Figure 4.15 : (a) Mesure de la dispersion résiduelle en ligne dans la bande C après chaque tronçon de fibre de la boucle, (b) facteurs Q' obtenu par simulation numérique d'une transmission sur 1500 km d'un canal modulé à 40 Gbit/s au format NRZ. La ligne et les symboles triangulaires indiquent les prédictions de la règle analytique.....314

figure 4.16 : Principe de l'expérience de transmission à 10.2 Tbit/s sur 100 km.....316

figure 4.17 : Schéma du système expérimental. 317

Figure 4.18 : Spectres expérimentaux.....318

figure 4.19 : Résultats de transmission à 10.2 Tbit/s sur 100 km. 319

figure 4.20 : Principe de l'allocation de longueurs d'onde pour l'expérience de transmission à 10.2 Tbit/s sur 300 km. 320

figure 4.21 : Schéma expérimental du système de transmission à 10.2 Tbit/s sur 300 km.....321

NRZ versus RZ format in Nx40 Gbit/s WDM terrestrial transmission systems with high spectral efficiency of 0.4 bit/(s.Hz)

Yann Frignac, Sébastien Bigo and J.-P. Hamaide (1)

(2) Alcatel Research and Innovation, Route de Nozay, 91460 Marcoussis, France,
e-mail : Yann.Frignac@alcatel.fr

Abstract: NRZ and RZ modulation format performances are numerically compared for Nx42.66 Gb/s dispersion-managed systems with high spectral efficiency. We highlight the interest of strong optical filtering at the transmitter side for both modulation formats.

Introduction

To meet the demand for the increasing capacity, WDM transmission system design uses both a high channel bit rate and dense wavelength multiplexing, thereby making a more efficient use of available bandwidth /1/,/2/. A comparison between NRZ and RZ modulation formats has thus to be done in this new high spectral efficiency environment. For a relevant comparison, dispersion management optimization is necessary for each modulation format /3/. Single-channel /4/,/5/ and WDM /6/ non-linear effects have been numerically quantified in relatively low spectral efficiencies configurations. Cross non-linear effects have also been studied by a theoretical approach /7/.

Here, we evaluate the transmission penalties at the output of RZ and NRZ-based systems at 42.66Gb/s rate with the high spectral efficiency of 0.4bit/(s.Hz). To that purpose, dispersion management over various fibre types in single-channel and WDM configurations is systematically optimized. We evaluate the linear cross-talk penalties and show how strong optical filtering at the transmitter side for the two modulation formats affects the overall trade-offs.

Simulation scheme and assumptions

The simulation setup is represented in Fig. 1. In the transmitter, either a single channel or fourty 100GHz-spaced channels (1529.94nm to 1560.61nm) at 42.66Gb/s with 128-bit PRBS pattern are generated using NRZ or RZ format with 50% (sinusoidal-like) duty cycle, both with 13dB extinction ratio and chirp-free modulation. In WDM operation, random time delays between channels are applied to ensure realistic decorrelation. The link consists of three 100km-long spans of various transmission fibre types, with characteristics in Table 1. Dispersion management is varied systematically with variable length of Dispersion Compensating Fibres (DCF) within the ranges listed in Table 1, to reach a total of 5000 simulations for each format. The amount of DCF in the receiver is optimized in each case for the best transmission performance. At the end of the link, the receiver incorporates a preamplifier with 5.5dB noise figure, an optical filter of rectangular shape, a 5th order Bessel electrical filter with 30GHz bandwidth and a PIN photodiode. The 3dB-bandwidth of th e demultiplexing optical filter was optimized in back-to-back so as to minimize cross-talk, to yield 0.6nm for NRZ format and 0.65nm for RZ format. The propagation performance is evaluated through the power penalty at 10^{-10} bit-error rate (BER).

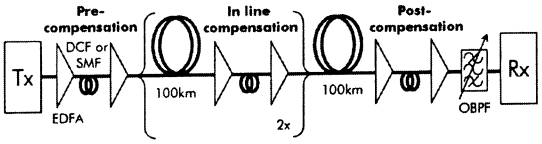


Fig. 1: Simulation setup.

The in-line, dual-stage EDFA are modeled as flat and noiseless amplifiers. Actual noise impairments could be estimated by analytic considerations, provided that no interactions between noise and fibre non-linearities are assumed. Self-Induced Stimulated Raman Scattering (SI-SRS) and Polarisation Mode Dispersion (PMD) impairments are overlooked in our simulations.

Table 1: Fibre characteristics and dispersion management ranges.

	Characteristics at 1.55 µm					*Investigated ranges*	
	GVD	*GVD slope*	*α*	A_{eff}	*n₂*	*pre-comp.*	*in-line comp.*
	ps/nm/km	*ps/nm²/km*	*dB/km*	*µm²*	*M²/W*	*ps/nm/km*	*ps/nm/km*
Transmission fibers							
SMF	17.0	0.057	0.20	80	2.5	[-900, 450]	[-425, 425]
Alcatel Teralight	8.0	0.058	0.20	65	2.7	[-700, 200]	[-200, 200]
Corning e-LEAF	4.0	0.085	0.20	72	2.7	[-500, 200]	[-125, 125]
Compensating fibers							
DCF	-80.0	-0.300	0.5		0		
SMF	17.0	0.057	0.20		0		

In-line comp. = residual GVD of (isolated span+its DCF module)

Single-channel results

In Fig. 2 we represent the lowest penalties at BER=10^{-10} obtained in the single-channel configuration over all the dispersion maps for SMF, TeraLight and e-LEAF, launching either 5dBm and -5dBm respectively for line fibre and DCF (at the top of fig. 2) or 7dBm and 1dBm (at the bottom).

It can be observed that for both modulation formats, the lowest penalties occur over fibres which have a low local chromatic dispersion. Furthermore, NRZ format outperforms RZ format only with low launched powers and over e-LEAF and Teralight. Over SMF and at high power whatever the fibre type, penalties with RZ are smaller.

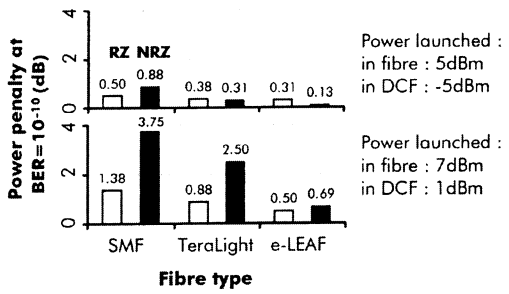


Fig. 2 : Compared performances between NRZ and RZ formats for single-channel 42.66Gb/s transmission.

WDM results

We now evaluate the propagation quality in the WDM configuration with 100GHz channel spacing. The dispersion map is that found in the single-channel configuration. However, the DCF modules were assumed to compensate only for the the slope of the SMF. Thus, all the channels do not accumulate the same amount of dispersion along the line over Teralight and e-LEAF, a critical requirement for 40Gbit/s systems. To meet this requirement, the amount of DCF in the receiever was optimized on a channel-by-channel basis over those two fibres.

Fig. 3 shows the average penalties as a function of the residual dispersion for the two modulation formats after a transmission over 3x100km with a launched power of 5dBm in the line fibre and –5dBm in the DCF modules.

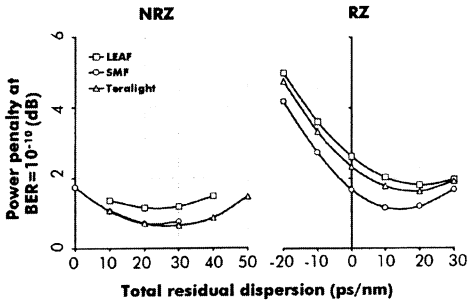


Fig. 3 : Compared performances between NRZ and RZ formats for 40x42.66Gb/s transmission over 3x100km with 100GHz channel spacing. The power launched are 5dBm for the line fibre and –5dBm for the DCF.

From these curves, we deduce that for this transmitter configuration with 0.4 bit/(s.Hz) spectral efficiency, whatever the fibre used, RZ modulation presents higher transmission penalties than NRZ modulation format. This is attributed to enhanced cross non-linear effects between channels.

We quantify now the impairments due to crosstalk between channels. For reference, the single-channel sensitivities at BER=10^{-10} were evaluated at –30dBm and –31dBm, for NRZ and RZ formats, respectively. In Fig. 4, we represent the WDM sensitivities (bottom) and the transmission penalties (top) for the 40 channels using both formats. Optical filtering at the receiver (Rx) while demultiplexing is always implemented, but the impact of additionnal strong optical optical filtering prior to (or while) multiplexing at the transmitter side (Tx) is also investigated.

The filters used in these calculations are 3rd order Butterworth filters with 0.60nm and 0.65 nm bandwidth for NRZ and RZ formats, respectively.

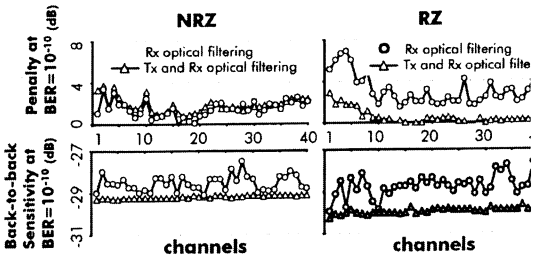


Fig. 4 : NRZ and RZ comparison with strong optical filtering at the Tx side in the particular case of transmission over e-LEAF.

The random sensitivity fluctuations seen in the figure even in back-to-back are due to the different decorrelations between channels and their neighbours. The back-to-back sensitivities without Tx filtering show that linear crosstalk between channels leads to an average reduction of sensitivity by 1.6dB for NRZ and 2.2dB for RZ with respect to the single-channel configuration. Thus, the sensitivity advantage of RZ in single-channel mode is significantly lowered in WDM mode by linear cross-talk, to yield almost the same average sensitivity for both formats. Additional strong filtering at Tx benefits to both formats in back-to-back, but RZ format recovers the better sensitivity performance over NRZ seen in single-channel mode.

Then we compute the transmission performance after 3x100km in the particular case of e-LEAF fibre with launched powers of 5dBm in the line fibre and 1dBm in DCF modules. Strong filtering at Tx is found to reduce the transmission impairments, but only for RZ format.

Hence, Tx optical filtering applied to RZ format not only reduces channel linear crosstalk and thus improves the back-to-back performance but also the transmission quality, whereas it only slightly reduces linear cross-talk for NRZ. Using this technique, the conclusion of Fig. 3 are then inverted in favor of RZ format.

Conclusion

We have compared NRZ and RZ formats at 42.66Gb/s channel rate in single-channel and WDM terrestrial systems with the high spectral efficiency of 0.4bit/(s.Hz). Whereas RZ modulation format is more resistant to single-channel non-linear effects than NRZ, its large spectrum width makes it loose its advantages in WDM. By modelling the effect of optical filtering at the transmitter side, we have highlighted that the advantages of the RZ over NRZ can be retrieved.

References

/1/ S. Bigo et al., ECOC'00, PD-1.2,Sept. 3-7, Germany.

/2/ T.N. Nielsen et al., OFC'00, PD 23-1, MD.

/3/ Y.Frignac and S. Bigo, OFC'00, TuD3, MD.

/4/ D. Breuer and K. Petermann., IEEE Photon. Technol. Lett., Vol. 9, n° 3, March 97

/5/ C. Fürst et al., OFC'00, WM31-1, MD.

/6/ C. Fürst et al., ECOC'00, P 3.4, Germany.

/7/ F. Forghieri et al., IEEE Photon. Technol. Lett., Vol. 9, n° 7, July 97

Numerical optimization of pre- and in-line dispersion compensation in dispersion-managed systems at 40 Gbit/s

Yann Frignac, Jean-christophe Antona, Sébastien Bigo and Jean-Pierre Hamaide
Alcatel Research and Innovation, Route de Nozay, 91460 Marcoussis, France
Tel: +33 (1) 69631368– Fax: +33 (1) 69631865 – email: Yann.Frignac@.alcatel.fr

Abstract: Through numerical simulations, we evaluate the pre- and the in-line dispersion compensation ratios in 40 Gbit/s, dispersion-managed, terrestrials links. The investigation is conducted for various fiber types and various numbers of spans.
©2000 Optical Society of America
OCIS codes: (060.2360) Fiber optics links and subsystems

1. Introduction

Dispersion management has been shown to be a powerful technique to mitigate nonlinear impairments in high bit-rate optical transmission systems. It consists of a careful tuning of the amount and the location of small pieces of dispersion compensating fiber (GVD), in the transmitter (pre-compensation), within the repeaters (in-line compensation) and in the receiver (post-compensation). As it is a three-parameter optimization, the design of dispersion-managed links can advantageously be done by numerical simulations [1, 2, 3], but a full investigation is very time-consuming [4]. To reduce the computation time for 40Gbit/s transmission systems, very few simple rules have been proposed, to link pre-, in-line and post-compensation [1].

In [5], we showed numerically that the residual dispersion at the receiver end is directly proportional to the nonlinear phase, regardless the fiber local dispersion. This rule sets one of the three parameters defining the dispersion map. Here, we set another parameter by exhibiting a rule linking in-line dispersion and pre-compensation. This rule is validated in single-channel NRZ terrestrial transmission at 40Gbit/s through extensive numerical simulations over various of types of fibers and various numbers of spans.

2. Simulation parameters

The basic configuration of our simulated system is represented in Fig. 1. In the transmitter, a single-channel at 40 Gbit/s with 128-bit pattern is generated with NRZ modulation (13dB-extinction ratio). The link consists of N ($3<N<10$) 100km-long spans of fibers with characteristics that, we believe, are typical of commercially available products. Their GVD, GVD slope, attenuation α, effective area A_{eff} and nonlinear index n_2 are listed in Table 1.

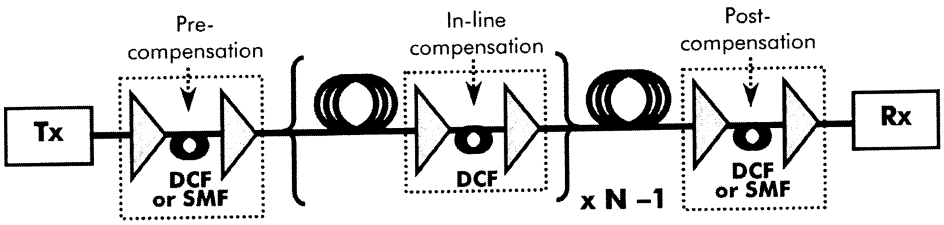


Fig. 1. Basic configuration of the simulated link

At the end of the link, the receiver incorporates a preamplifier with 5.5dB noise figure, a optical filter of rectangular shape with 3-dB bandwidth of 0.8 nm, and a 28 GHz photodiode. The system performance is evaluated through the power penalty at 10^{-10} bit-error rate (BER). To compensate for GVD, dispersion compensating modules are used in the transmitter, within the repeaters (assumed dual-stage) and in the receiver. These modules consist either of dispersion compensating fiber (see characteristics in Table 1) or standard single-mode fiber (SMF) to cover both under- and over-compensation configurations. We assume that the power injected in these compensating stages is sufficiently low for nonlinearities to be negligible. In addition, the N-1 repeaters generate no spontaneous noise, in order to focus on GVD/nonlinearity interactions.

We carry out a comprehensive set of simulations over five fiber types, with power per channel varying from 1dBm to 9 dBm, number of spans from 3 to 10. Pre-compensation and in-line compensation per span vary within a range dependent on fiber type and detailed in Table 1. The amount of post-compensating fiber is such that the residual dispersion at the end of the link falls within the [0,80] ps/nm/km range [5]. This makes a total of approximately 36,000 simulations for this investigation.

Table 1. Fiber parameters used in simulations

Characteristics at 1.55 μm

	GVD	*GVD slope*	α	A_{eff}	n_2
	ps/nm/km	*ps/nm²/km*	*dB/km*	*μm²*	*M²/W*
Transmission fibers					
SMF	17.0	0.057	0.20	80	2.5
Alcatel Teralight	8.0	0.058	0.20	65	2.7
LEANZDSF-	-3.33	0.111	0.20	73	2.5
Corning e-LEAF	4.0	0.085	0.20	72	2.7
Lucent Truewave RS	4.0	0.045	0.20	55	2.7
Compensating fibers					
DCF	-80.0	-0.300	0.5		0
SMF	17.0	0.057	0.20		0

Investigated ranges at 1.55μm and step

pre-comp.	*in-line res.*
ps/nm/km	*ps/nm/km*
[-1000, 500] , 100	[-425, 425] ,25
[-900, 300] ,100	[-200, 200] , 25
[-250, 500] , 75	[-100, 100] , 25
[-500, 250] ,75	[-100, 100] , 25
[-500, 250] ,75	[-100, 100] , 25

In-line res. = residual GVD of (isolated span+its DCF module)

3. Results

The simulation results are presented by sensitivity penalty curves as a function of pre-compensation and in-line residual dispersion assuming a given power per channel, a given number of spans, a given residual dispersion and a given fiber type. An example is shown in Fig. 2a for the TeraLightTM fiber over 5x100km with 5dBm input power and 40ps/nm residual dispersion. The optimal simulated pre-compensation for a given in-line residual dispersion is plotted with full dots in Fig. 2a. It can be observed that the length of the DCF module almost follows a linear curve versus the in-line residual dispersion.

Then, we gather the optimal pre-compensation curves for various input powers or residual dispersions, while the fiber type and the number of spans are unchanged. We reported in Fig. 2b all the full dots obtained within the investigated ranges (i.e. out of twenty figures similar to Fig. 2a). We observe that all full dots stay close to the aforementioned linear curve when gathering the data altogether. This means that the relationship between optimal pre-compensation and in-line residual dispersion does not vary significantly within the residual dispersion range and power range used.

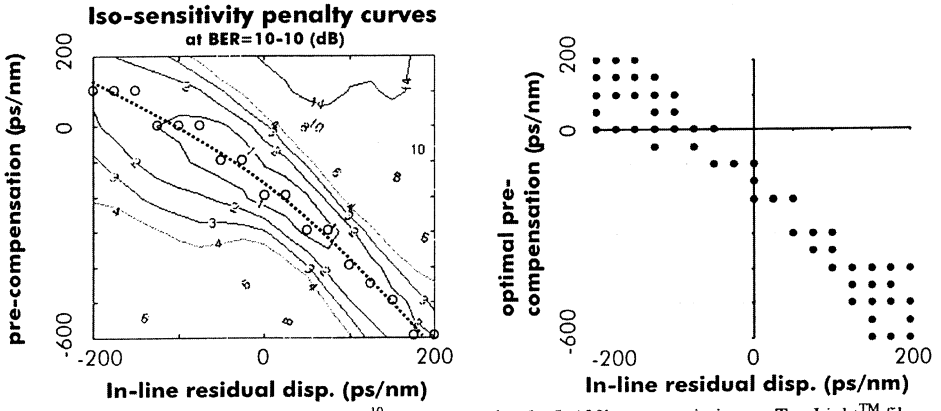


Figure 2: (2a) Penalty curves at BER=10^{-10} in the example of a 5x100km transmission on TeraLight™ fiber with 5dBm input power and 40ps/nm residual dispersion. Iso-contours are obtained from extrapolation of discrete data while full dots give the best (actually computed, thus discrete) pre-compensation for each in-line residual dispersion. (2b) Optimal residual dispersion calculated from simulations of 5x100km transmissions on TeraLight™ fiber for various input powers and residual dispersions.

Finally we evaluate the average optimal pre-compensation as a function of the in-line residual dispersion (the averaging is done on the input power and the residual dispersion) and we analyze its variation with the fiber type (Fig. 3a) and the number of spans (Fig. 3b). We observe that the average optimal pre-compensation stays along a quasi-linear curve versus the in-line residual dispersion, but this curve is with a shift of the optimal pre-compensation value which depends on the fiber type used (see Fig. 3a). This shift depends on the local dispersion of the fiber (while the span length is fixed at 100km). For example with full in-line compensation, the optimal pre-compensation is about –200ps/nm for SMF, -150ps/nm for TeraLight fiber, -100ps/nm for e-LEAF or TWF and +60ps/nm for LEANZDSF-.

Furthermore, we found that the slope of the curve giving the optimal pre-compensation increases linearly with the number of spans as illustrated in Fig. 3b for the TeraLight fiber over 3,5,7 or 10 spans.
These results can be summarized by a simple rule as follows:

$$D_{\text{opt. pre-comp.}} = -\frac{(N-1)}{2}.D_{\text{in-line res. disp.}} + K$$

where N is the number of spans, Dopt. Pre-comp. the optimal pre-compensation value, Din-line res. disp. the in-line residual dispersion. K is the optimal pre-compensation needed for a full in-line compensation. It only depends on the fiber type and can be determined once and for all. Note that R. I. Killey et al. found a similar rule [1] through analytical considerations, while striving to reduce the timing jitter due to intrachannel nonlinear distortions in 40Gbit/s RZ systems based on SMF.

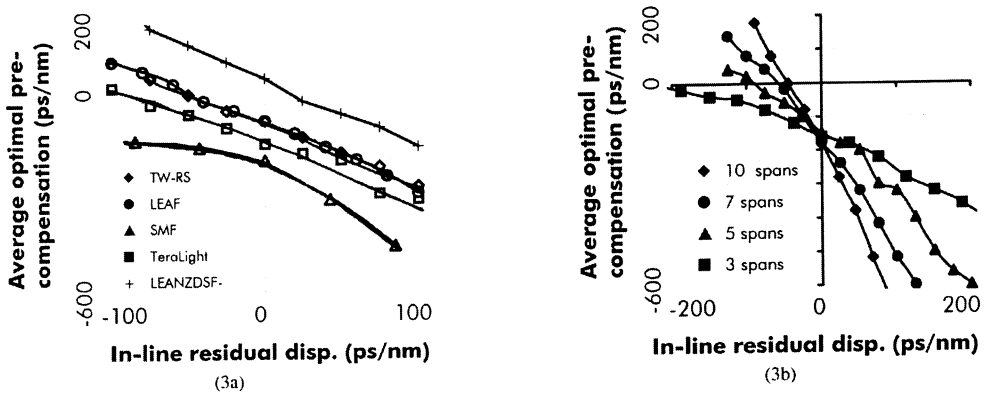


Figure 3 : Average optimal pre-compensation as a function of in-line residual dispersion for 5 spans transmission and several fiber types (3a) or for the TeraLight™ fiber with various number of spans (3b).

4. Conclusion

In the context of 40Gbit/s terrestrial networks, we have exhibited a simple design rule to help perform dispersion management of single-channel links. The optimal pre-compensation has been shown to vary linearly with the in-line residual dispersion. Moreover, the dependence of these parameters on span length and fiber type has been assessed. Preliminary results have also shown the relevance of this rule in WDM configurations.

5. References

[1] R. I. Killey, H. J. Thiele, V. Mikhailov, and 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.

[2] B. Schmauß, D. Werner, P. Paschke, « Nonlinearity tolerant dispersion compensation scheme (NTDCS) at 40Gbit/s NRZ and RZ transmission on different fiber types », *ECOC'98*, p.513, Madrid, Spain, Sept. 20-24.

[3] B. Konrad, K. Petermann, « Optimum fiber dispersion in high-speed TDM systems », *IEEE Photon.Technol. Lett.*, Vol. 13, n°4, pp. 299-301, April 2000.

[4] A. F. Judy, « Optimum fiber dispersion for multi-wavelength 40Gbit/s NRZ and RZ transmission », *ECOC'99*, II-280, Nice, France, Sept. 26-30.

[5] Y. Frignac, S. Bigo, « Numerical optimization of residual dispersion in dispersion-managed systems at 40Gbit/s. », *OFC'00*. TuD3, Baltimore, MD, March 3-10.

Dispersion management optimization for 160Gb/s transmission systems using RZ or CS-RZ modulation formats

Yann Frignac, Hans Bissessur, Pascal Pecci and Sébastien Bigo
Alcatel Research and Innovation, Route de Nozay, 91460 Marcoussis, France.
Tel : +33(1)69631368 - Fax : +33(1)69631865 - e-mail : Yann.Frignac@alcatel.fr

***Abstract** : Through numerical simulations, a full dispersion management optimisation of 160Gbit/s transmissions over 3x100km of standard fibre is carried out using RZ or CS-RZ modulation formats. While dispersion management has been optimised, a performance comparison of these formats is also computed.*

Introduction

Transmission experiments at 160Gb/s channel have been reported over several hundreds of kilometres, but using different dispersion management schemes, either distributed compensation in repeaters and terminals [1], as at lower bit-rates, or full compensation only in the receiver [2]. Previously reported simulations showed that the latter approach was the best performing [5], but using a limited number of computed configurations.

Here, we show numerically the advantages of the former approach over 3x100km of standard single-mode fiber (SMF) by carrying out a full set of dispersion management variations. The interest of using the Return-to-zero (RZ) format [3] with narrow pulse-widths [4] or, better, the carrier-suppressed-RZ (CS-RZ) modulations formats are also confirmed.

Simulation set-up and assumptions

The simulation set-up is represented in Fig. 1. In the transmitter, a single-channel (1550nm) at 160Gbit/s with 1024 bit-long PRBS sequence is generated using either RZ (sinusoidal-like with 50% duty cycle and Gaussian-shaped with 20% duty cycle) or CS-RZ (60% duty cycle) modulation format, both with 13dB extinction ratio. Note that CS-RZ, like RZ, can be generated using optical time-division multiplexing techniques [6] to overcome the limitations of electronics at 160Gb/s.

The link consists of three 100km-long spans of SMF, with characteristics in Table 1. Dispersion compensation is made by Dispersion Compensating Fibres (DCF) possibly distributed in the transmitter (pre-compensation), within the dual stage line amplifiers (in-line compensation) and at the receiver end (post-compensation). As dispersion slope compensation is mandatory to achieve good 160Gbit/s transmission, fiber dispersion slopes are assumed zero in the simulations. At the end of the link, the receiver incorporates a preamplifier with 5.5dB noise figure, an optical filter of rectangular shape with 2.6nm bandwidth, a 5th order Bessel electrical filter with 112GHz bandwidth and a PIN photodiode. The propagation performance is evaluated through the power penalty at 10^{-10} bit-error rate (BER).

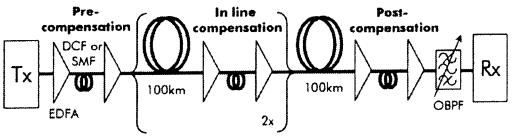


Figure 1 : simulation setup

The in-line, dual-stage EDFAs are modeled as noiseless amplifiers. Actual noise impairments could be estimated by analytic considerations, assuming that no interactions between noise and fibre non-linearities are assumed. Self-Induced Stimulated Raman Scattering and Polarisation Mode Dispersion impairments are overlooked in our simulations.

Table 1 : Fiber characteristics and dispersion management ranges

Characteristics at 1.55 µm

	GVD ps/nm/km	*GVD slope* ps/nm²/km	α dB/km	A_{eff} µm²	n_2 10^{-20} m²/W
SMF	17.0	0	0.20	78	2.7
DCF	-80.0	0	0.6		0

Simulation parameters values		
Power per channel (dBm)	*1, 3, 5, 7, 9, 11*	
Residual dispersion (ps/nm)	*-4, -2, -0.5, 0, 0.5, 1, 3, 5*	
Pre-compensation (ps/nm)	SMF	-2000, -1000, -500, -250, -100, 0
In-line-compensation (ps/nm) (% of compensation)	SMF	From 0% to 120% by step of 10%

Simulation results

We carry out a set of simulations with fibre input power and DCF lengths at all possible locations varied systematically within the ranges listed in Table 1, to reach a total of about 11000 simulations. Particularly, we investigate many configurations of in-line compensation from the case with no in-line compensation to over in-line compensation. Post-compensation is adjusted to end the propagation with a residual dispersion from 4ps/nm to 5ps/nm suitable for 160Gbit/s transmissions. Fig. 2 represents the values of residual dispersion necessary to remain under 1dB or 3dB sensitivity penalty for RZ (sin., 50%), RZ (Gauss., 20%) and CS-RZ formats, as a function of the input power (x-axis). For each case of input power, the results are shown only with the best pre- and in-line compensation. We note that all formats require an accurate adjustment of residual dispersion within +/- 2ps/nm to achieve less than 1dB transmission penalty.

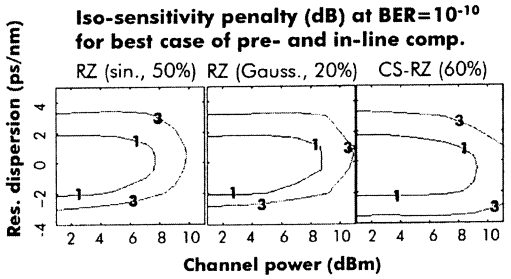


Figure 2 : Iso-sensitivity penalty curves at BER=10^{-10} as a function of residual dispersion and input power.

Fig. 3 provides curves of sensitivity penalty at BER=10^{-10} as a function of pre-compensation in quasi-linear regime and non-linear regime (1dBm 7dBm input power respectively) while residual dispersion is optimized. Three relevant configurations of in-line compensation are shown : no in-line compensation, full in-line compensation and optimal in-line compensation (defined as the in-line compensation which gives the minimal sensitivity penalty). Each plot is given for a modulation format under investigation: RZ (sin.,50%), RZ (Gauss.,20%) and CS-RZ (60%). In linear regime, all the configurations of dispersion management and modulation formats yield similar transmission penalties, whereas discrepancies are clearly noticeable in non-linear regime. The compensation scheme with only pre- and post-compensation (no in-line) exhibits the largest tolerance to a variation of pre-compensation but do not give the lowest transmission penalty. This penalty is obtained with an over-compensation of about 10% of the cumulated dispersion of the previous fiber span and a pre-compensation within [–300 ps/nm, -100ps/nm]. Full in-line compensation not only yields a lower performance than the latter over-compensated scheme but also loses the advantage of the larger tolerance on pre-compensation obtained with no in-line compensation. All these dispersion management conclusions are validated for the three modulation formats implemented.

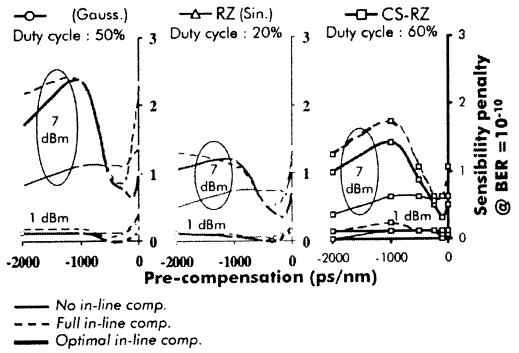


Figure 3 : Optimization of dispersion management scheme.

The lowest penalties obtained when dispersion management is varied are depicted in Fig. 4 as a function of the fibre input power. These penalties increase up to a given power threshold beyond which a BER lower than 10^{-10} can no longer be obtained, as attributed to intra-channel non-linear effects. The non-linear threshold appears first for RZ with 50% duty cycle, then for RZ with 20% duty cycle, while CS-RZ outperforms both RZ formats (non-linear threshold 0.7dB higher).

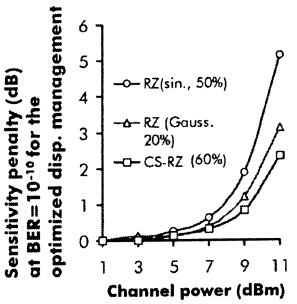


Figure 4 : Fiber input power limitations due to non-linear effects.

These results corroborate the analysis of [3], which show that the impairments due to non-linear intra-channel effects can be mitigated by the use of modulation formats with short pulse width (see fig. 3, 4). However, CS-RZ format with a duty cycle as large as 60% is found noticeably more resistant to intra-channel non-linear impairments than the RZ formats, despite their lower duty cycles, owing to its specific π phase jumps between adjacent bit slots.

Conclusions

Dispersion management for 160Gbit/s single-channel transmission over 3x100km of SMF has been optimised using RZ or CS-RZ modulation formats. A dispersion management scheme with slight in-line overcompensation gives the optimal transmission performance, while full in-line compensation is a configuration to avoid. However, a scheme involving no in-line compensation exhibits a lower performance than optimal but offers a large tolerance on pre-compensation. Finally, CS-RZ presents a non-linear threshold higher by 0.7dB than RZ formats.

Acknowledgement

We thank the European Community for their support through the IST Prg. TOPRATE (IST-2000-28657).

References

1. J.-L. Augé et al., OFC'02, TuA3, pp. 4-5.
2. B. Mikkelsen et al.,OFC'01, ThF2.
3. A. Mecozzi et al.,IEEE Photon. Technol. Lett, vol. 12 (2000), n°12, pp. 1633-1635.
4. D. Breuer et al., IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 9 (1997), n° 3, pp. 398-400.
5. B. Konrad et al., ECOC'01, Tu.L.2.4, pp.188-189.
6. I. Morita et al., OFC'02, TuA4, pp. 5-6.

Vestigial Side Band Demultiplexing for Ultra High Capacity (0.64 bit/s/Hz) Transmission of 128x40 Gb/s Channels

W. Idler[1], S. Bigo[2], Y. Frignac[2], B. Franz[1], G. Veith[1]
(1) Alcatel CRC, Holderaeckerstr. 35, D-70499 Stuttgart, Germany; widler@rcs.sel.de
(2) Alcatel CRC, Route de Nozay, 91460 Marcoussis, France.

Abstract: Vestigial sideband filtering with high crosstalk suppression is demonstrated as optical demux of densely packed 40 Gb/s channels with high spectral efficiency of 0.64 bit/s/Hz. Narrow band optical filters have been applied for separation of 128x40 Gbit/s channels with alternating spacings of 50 and 75 GHz.
© 1999 Optical Society of America
OCIS codes: (060-2330) Fiber optics communications; (060-2360) Fiber Optics Links and subsystems

1. Introduction

The year-by-year growing Internet traffic forces network operators to establish multi-Tb/s transmission capacities in near future. DWDM in C and L-band with 40 Gb/s NRZ-ETDM line rates is an attractive approach [1-5] to meet this requirement. It has been generally accepted for lab-demonstrations with Tb/s capacities and down-stream transmission over one fiber, to apply at least two modulators in one optical band, one for the odd and even channels, respectively. For real DWDM system demonstrators at least the neighboring channels must be perfectly decorrelated. For WDM demonstrators with 10 Gb/s and 20 Gb/s line rate this approach is state of the art. For system demonstrators with 40 Gb/s line rate the approach with two modulator for odd and even channels, respectively, in one band, has been demonstrated so far only in [1-3], were in [1-2] long PRBS and moreover different PRBS [3] have been applied to decorrelate the neighboring channels.

As 0.4 bit/s/Hz capacity systems already require complex cascaded optical filtering approaches, in order to reach more than 0.4 bit/s/Hz for long haul terrestrial transmission is a challenge and either vestigial side band (VSB) techniques or polarization division multiplexing (PDM) are proposed. By applying PDM at 40 Gb/s, a record spectral efficiency of 0.8bits/s/Hz [1] has been obtained over 186km, as the main limiting factor appears to be PMD.

We applied the VSB filtering at the receiver side as optical demux and have successfully demonstrated the selection of 128 channels with only one narrow band tunable filter per channel [3]. In this paper, the operation of the VSB filtering technique applied is reported in more details.

2. Spectral characteristics of the VSB-filter

For VSB demux we applied a single narrow band optical filter with bandwidth about 0.25 nm (30 GHz). If such a narrow bandpass filter is spectrally matched to the optical carrier modulated with NRZ-40 Gb/s PRBS data, the modulation is filtered with a corresponding electrical bandwidth of about 12 GHz, expecting significant penalty.

The Fig. 1 displays optical 40 Gb/s NRZ spectra measured with 0.01nm resolution. Trace (a) shows the spectrum without filter, (b) spectrum after the filter, tuned to the carrier frequency and (c) spectrum after filter, detuned by about 20 GHz. As the two side-bands contain redundant information, our intention is to select just one side band and reject the other. Trace (c) indicate: while the right side-band is strongly suppressed, the left side-band is significantly enhanced. Comparing trace (b) and (c) we see, for the selected left side-band, that high frequency components at the 40 GHz 'clock frequency' are enhanced at the expense of the low frequency components around the optical carrier.

4. Demux of 128x40 Gb/s DWDM channels with unequal channel spacing:

In order to optimize the number of channels together with the VSB filtering technique we have applied an unequal channel spacing of 50 GHz alternating with 75 GHz for DWDM, achieving a high capacity of 0.64 bit/s/Hz. Fig. 3 shows the spectrum of 128 channels 40 Gbit/s NRZ channels (2x64 channels in C- and L-band) transmitted over 300 km of Teralight fibre [3].

Demultiplexing is achieved with a tunable 'VSB' filter. While the channel side-bands between the 75 GHz spacings are demultiplexed (either left or right side-band), the accompanying channel side-bands between the 50 GHz spacings are rejected.

Fig. 4 shows a typical example of a VSB-demultiplexed channel in the center of the C-band. The left side-band between a 75 GHz channel spacing is selected. The crosstalk from other neighboring channels, 75 GHz and 50 GHz spaced is more than 20 dB, as actually been required to suppress crosstalk from the uncorrelated neighboring channels. All other VSB-demultiplexed channels in C- and L-band show similar crosstalk suppression.

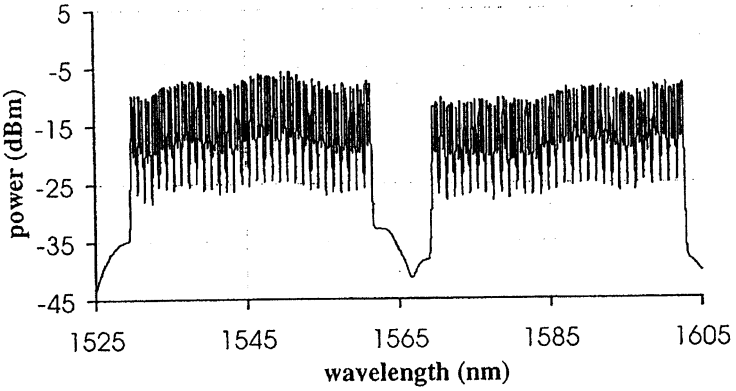


Fig. 3: Spectrum of 128 channels (C + L band), with alternating spacings of 50 and 75 GHz; spectral efficiency of 0.64 bit/s/Hz after 300 km transmission [3], measured infront of the optical preamplifier.

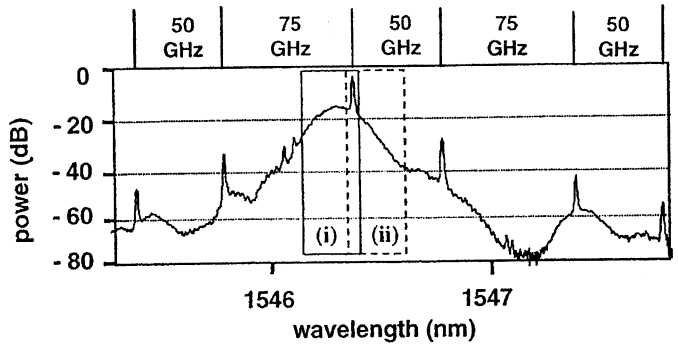


Fig. 4: Spectrum of a demultiplexed channel in the center of the C-band: Left side-band (i) is filtered (between a 75 GHz channel spacing), right side-band (ii) is rejected (between a 50 GHz spacing)

5. Conclusions:

VSB filtering has been demonstrated as an efficient optical demultiplexing technique in order to achieve very low system penalty and good crosstalk suppression between neighboring uncorrelated 40 Gb/s channels. This technique has been applied for selection of 128 unequal spaced DWDM channels at 40 Gb/s line rate to reach a high spectral efficiency of 0.64 bit/s/Hz.

References:

[1] T. Ito et al.; ECOC 2000, Munich, postdeadline paper PD 1.1
[2] S. Bigo et al.; ECOC 2000, Munich, paper 10.1.3
[3] S. Bigo et al.; ECOC 2000, Munich, post-deadline paper PD 1.2
[4] T.N. Nielsen et al.; OFC 2000, Baltimore, post-deadline paper PD 23
[5] J.P. Elbers et al.; ECOC 1999, Nice, post-deadline paper PD 2-5

5.12 Tbit/s (128x40 Gbit/s WDM) TRANSMISSION OVER 3x100 km OF TeraLight™ FIBRE

Sébastien Bigo, Alain Bertaina, Yann Frignac, Sophie Borne, Laurence Lorcy, Dominique Hamoir, Dominique Bayart, Jean-Pierre Hamaide

Alcatel Corporate Research Centre, Route de Nozay, F-91460 Marcoussis, France
Tel: +33 (1) 69631478 – Fax: +33 (1) 69631865 – email: Sebastien.Bigo@alcatel.fr

Wilfried Idler, Eugen Lach, Bernd Franz, Gustav Veith

Alcatel Corporate Research Centre, Holderaeckerstrasse, 35, D-70499 Stuttgart, Germany

Pierre Sillard, Ludovic Fleury, Philippe Guénot, Pascale Nouchi

Alcatel Cable, 53 rue Jean Broutin, F-78700 Conflans Ste Honorine, France

Abstract: The transmission of 128 channels at 40Gbit/s is demonstrated over 3x100km of TeraLight™ with a full ETDM equipment. The result was obtained using a specific wavelength allocation scheme and vestigial side-band-like filtering, yielding 0.64bit/s/Hz spectral efficiency.

Introduction

To meet the demand for multi-terabit/s capacities in WDM terrestrial transmission systems, increasing the channel rate to 40Gbit/s appears as a necessary step [1]. For cost effectiveness, this step should preferably be reached through an electronic time-domain multiplexing (ETDM) approach not only in the transmitter [1] but also in the receiver [2,3,4].

However, moving from 10Gbit/s to 40Gbit/s channel rate is beneficial in terms of total throughput if, at the same time, the spectral efficiency η is increased. Here, we propose a new wavelength allocation scheme in combination with vestigial side-band (VSB)-like filtering at the receiver to reach η=0.64bit/s/Hz with regular NRZ format, without the need for polarisation demultiplexing [5].

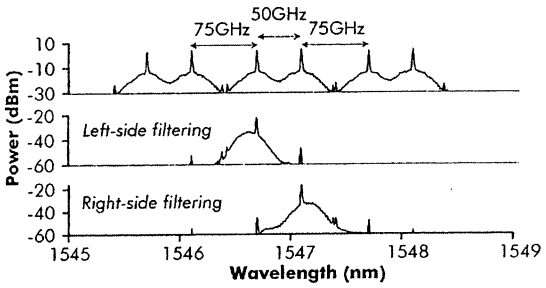
Such a high spectral efficiency leads to enhanced nonlinear interactions between channels. To minimise their effects, we use TeraLight™ fibre, a dispersion-optimised fibre which was shown to be particularly tolerant to cross-nonlinearities at 10Gbit/s [6].

We demonstrate the transmission of 128 channels at 40Gbit/s covering C and L-bands based on a full ETDM terminal equipment. The total capacity of 5.12Tbit/s is achieved over 3x100km of TeraLight™, using a combination of Erbium amplifiers and semiconductor-pumped Raman amplifiers.

Principle of the experiment

The two side-bands of an NRZ optical spectrum generally contain redundant information. It is therefore tempting to filter out one of them in order to increase the spectral efficiency, a technique known as VSB. However, VSB is difficult to implement at the transmitter because the suppressed side-bands rapidly reconstruct through fibre nonlinearities. We propose to use VSB filtering only at the receiver in conjunction with a specific frequency allocation scheme, as illustrated by the optical spectra of Fig. 1 (0.01nm resolution). The 40Gbit/s WDM channels are alternatively spaced by 75 and 50GHz. In the receiver, a given channel is selected with a very narrow filter (30GHz at 3dB), tuned off the channel central frequency towards the 75GHz-spaced neighbouring channel. Thus, the side-band experiencing the smallest overlap with adjacent channels is isolated regardless the crosstalk affecting the other side-band. This scheme makes possible the large spectral efficiency of 0.64bit/s/Hz.

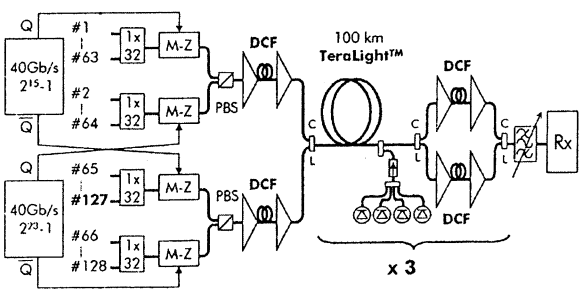
Figure 1: Typical spectra (0.01nm resolution)



Experimental results

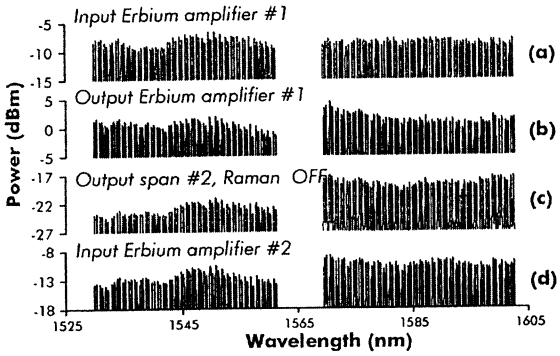
Figure 2 shows the experimental set-up. The WDM transmitter consists of 128 DFB lasers with wavelengths ranging from 1529.94nm to 1561.22nm in the C-band and 1569.59nm to 1602.53nm in the L-band. In each band, two sets of 125GHz-spaced channels, each incorporating odd and even channels respectively, are combined through array-waveguide gratings. They are modulated independently by two Mach-Zehnder modulators (M-Z) fed by a 2^{15}-1 pseudo-random bit sequence (PRBS) for the set including the channel under test and a 2^{23}-1 PRBS for the other set. Both PRBS are generated electrically, out of two separate pattern generators at 10Gbit/s with uncorrelated clocks. Each generator delivers four 10Gbit/s sequences, which are combined through Si-Ge based 2:1 MUX circuits for successive 10:20Gbit/s and 20:40Gbit/s electrical multiplexing.

Figure 2: Experimental set-up



The resulting complementary outputs at 40Gbit/s, forming real PRBS patterns, are amplified in order to drive the M-Zs. Odd and even modulated channels are interleaved with orthogonal polarisations through polarisation beam splitters (PBS) and boosted to reach a total 21.5dBm (0.5dBm average power per channel).

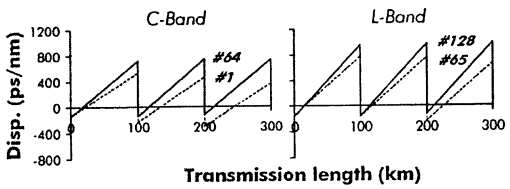
Figure 3: Optical spectra (resolution = 0.2nm)



The booster, like the other Erbium-doped fibre amplifiers (EDFAs), is a dual-stage, dual-band amplifier with low-noise 980nm pumping in the first stage and high-power 1480nm pumping in the second stage. A 6dB (resp. 9dB) power budget is allocated within the two stages of the EDFAs to accommodate dispersion compensation in C- (resp. L-) band. To improve the overall signal-to-noise ratio (SNR), four passively multiplexed semiconductor pumps, of respective wavelengths 1427nm, 1439nm, 1450nm and 1485nm, provide extra amplification through distributed Stimulated Raman Scattering (SRS).

The link is adjusted such that the spectrum at the EDFA input is flat, as shown in Fig. 3a,d. For both C and L-bands, EDF length was carefully adjusted to provide higher gain (approx. 3dB) in the lower-wavelength region than in the higher-wavelength one [6] (Fig. 3b), so as to compensate for the self-induced SRS spectral distortions [7]. Hence, the spectrum at the end of the span is almost flat when Raman pumps are OFF (Fig. 3c), but C-band is depleted to the benefit of L-band by 4dB. With pumps ON (Fig. 3d), the depletion is partly corrected, Raman amplification providing an average gain of 12dB in C band and 10dB in L band (Fig. 3c,d).

Figure 4: Dispersion maps

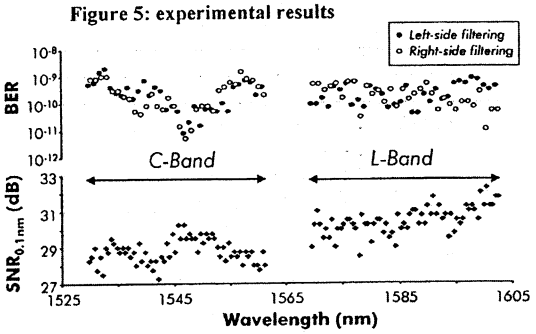


The transmission line consists of three 100km-long spools of TeraLight™ fibre, with an average chromatic dispersion of 8ps/nm.km at 1.55µm, a dispersion slope of 0.057ps/nm².km and an attenuation of 0.205dB/km. This non-zero dispersion-shifted fibre is of particular interest in high spectral efficiency systems because of its high resistance to cross-nonlinearities [6, 8]. In the booster, in the line amplifiers and in the pre-amplifier, the amount of DCF in each band was optimised to guarantee the best achievable performance through our simulation tool based on the split-step Fourier transform. Its predictions were in excellent agreement with the experimental results. The cumulated fibre dispersion for channels #1, #64, #65 and #128 along the link is depicted in Fig. 4, showing nearly full in-line dispersion compensation for the central channel in each band. Variable channel-by-channel post-compensation was carried out at the receiver end, by steps of 20ps/nm, so that the residual dispersion falls within the 100ps/nm acceptance window required by the receiver.

The receiver incorporates a WDM preamplifier identical to the line amplifiers. The channel under test is selected by a tuneable band-pass filter and detected by an opto-electrical 40Gbit/s ETDM receiver. This receiver incorporates an EDFA to boost the received optical power to 10dBm on the 40Gbit/s pin-photodiode. The clock is recovered by nonlinear signal processing followed by a phase-locked loop (PLL), which locks itself onto one of the four 10Gbit/s tributaries at random. The 40Gbit/s data signal is electronically demultiplexed by two cascaded Si-Ge-based flip-flops which sample at 20GHz and 10GHz repetition rates.

Figure 5 shows the SNR at the input of the receiver preamplifier in a 0.1nm resolution bandwidth. It varies within [27.3dB, 30.3dB] and [28.5dB, 32.3dB] in C-band and L-band, respectively. The BER of all 128 channels are also represented in Fig. 5. Channels filtered on the left or on the right exhibit very similar performance with BER always better than 2.10^{-9}, the most penalised channels being that exhibiting the smallest SNR.

Figure 5: experimental results



Conclusion

We have proposed a new technique to increase the spectral efficiency to 0.64bit/s/Hz. 5.12 Tbit/s capacity has been demonstrated over 3x100km of TeraLight™ fibre with a full ETDM NRZ equipment.

Acknowledgement: The authors would like to thank Catherine Martinelli and Jean-Christophe Antona for their contributions to this experiment.

References

/1/ T.N. Nielsen et al., OFC'00, Baltimore, PD23
/2/ Y. Miyamoto et al., OFC'00, Baltimore, PD26.
/3/ J.P. Elbers et al., ECOC'99, Nice, PD2-5
/4/ S. Bigo et al., ECOC'00, Munich, paper 10.1.3
/5/ T. Ono et al., IEEE J. Lightwave Technol., vol. 14; n°11, pp. 2080-2088 (1998)
/6/ S. Bigo et al., ECOC'99, Nice, PD2-9
/7/ S. Bigo et al., IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 11, n°6, pp. 671-673 (1999)
/8/ S. Gurib et al., Electron. Lett., vol. 36, n°11, p. 959 (2000)

Transmission of 125 WDM channels at 42.7Gbit/s (5 Tbit/s capacity) over 12x100 km of TeraLight™ Ultra fibre

S. Bigo[1], W. Idler[2], J.-C. Antona[1], G. Charlet[1], C. Simonneau[1], M. Gorlier[3], M. Molina[1], S. Borne[1], C. de Barros[1], P. Sillard[3], P. Tran[1], R. Dischler[2], W. Poehlmann[4], P. Nouchi[3], Y. Frignac[1]

[1] Alcatel Research and Innovation, Route de Nozay, F-91460 Marcoussis, France
[2] Alcatel Corporate Research Centre, Holderaeckerstrasse, 35, D-70499 Stuttgart, Germany
[3] Alcatel Cable, 53 rue Jean Broutin, F-78700 Conflans Ste Honorine, France
[4] Alcatel Terrestrial Networks Division, Holderaeckerstrasse, 35, D-70499 Stuttgart, Germany
Tel: +33 (1) 69631478 – Fax: +33 (1) 69631865 – email: Sebastien.Bigo@alcatel.fr

Abstract: The transmission of 125 ETDM channels at 42.7Gbit/s (5 Tbit/s capacity) is demonstrated over 12x100km of the new TeraLight™ Ultra fibre. The result is obtained with VSB-like filtering at the receiver end and Raman-assisted erbium amplification over C and L bands.

Introduction

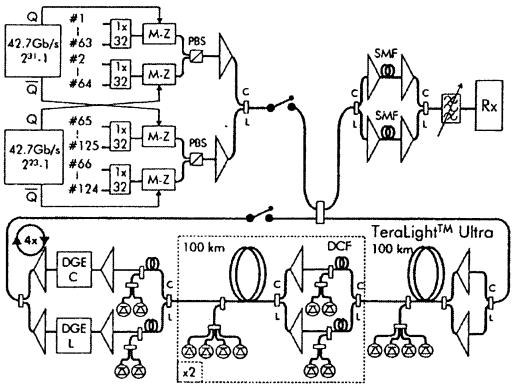
The evolution of multi-terabit/s terrestrial transmission systems has been complying with two trends, either focusing on increasing capacities per fibre in order to save on fibre costs, or on increasing distances in order to save on terminal costs in ultra-long routes. While the 10Tbit/s capacity barrier has been broken recently over limited distances (under 120km) /1//2/, 1200km distance was reached while transmitting data at 3Tbit/s /3/.

Here, we demonstrate 5Tbit/s capacity over 1200km. As in the aforementioned record experiments, our 125 WDM channels carry electrically time-division multiplexed (ETDM) data at 40Gbit/s effective rate. These channels are separated alternatively by 50 and 75GHz and demultiplexed by optical vestigial-side band (VSB) filtering, as proposed in /4/, yielding the high spectral efficiency of 0.64bit/s/Hz with regular NRZ format. The transmission is carried out over twelve 100km-long spans of the new TeraLight™ Ultra fibre, separated by Raman-assisted erbium-doped fibre amplifiers (EDFAs) operated in C and L bands.

Experimental set-up

Figure 1 shows the set-up of the recirculating loop. The WDM transmitter consists of 125 DFB lasers with wavelengths ranging from 1529.94nm to 1561.22nm in the C-band and 1571.03nm to 1602.53nm in the L-band. In each band, two sets of 125GHz-spaced channels, shifted with respect to each other by 50GHz and corresponding to odd and even channels respectively, are combined through 1x32 array-waveguide multiplexers. They are modulated independently by two Mach-Zehnder modulators (M-Z) fed by a 2^{31}-1 pseudo-random bit sequence (PRBS) for the set including the channel under test and a 2^{23}-1 PRBS for the other set. Both PRBS are generated electrically, out of two separate pattern generators. Such a scheme provides effective decorrelation of the data carried by neighbouring WDM channels. Each generator delivers four sequences at 10Gbit/s with 7% overhead, i.e. at 10.7Gbit/s, to emulate the presence of forward error correction (FEC). The sequences are combined through Si-Ge-based 2:1 MUX circuits for successive 10.7:21.3Gbit/s and 21.3:42.7Gbit/s electrical multiplexing. The resulting complementary outputs at 42.7Gbit/s, forming real PRBS patterns, are amplified in order to drive the M-Zs. Odd and even modulated channels are interleaved with orthogonal polarisations through polarisation beam splitters (PBS), boosted, passed into an acousto-optic switch and sent into the loop via a 3dB coupler.

Figure 1: Experimental set-up

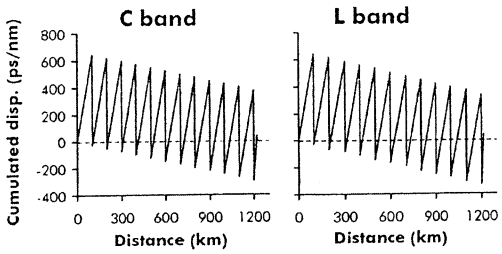


The loop consists of three 100km-long sections of TeraLight™ Ultra fibre. This non-zero dispersion-shifted fibre complies with all the characteristics of TeraLight™ fibre /4/, with a chromatic dispersion of 8ps/nm.km, loss of 0.20dB/km and effective area of 63µm² at 1.55µm. However, the tighter specifications on PMD (total 1ps per loop round-trip), dispersion slope (0.052ps/nm².km) and the guaranteed low loss within the wavelength region of Raman pumps (0.25dB/km at 1.45µm) make it particularly suited for transmissions over ultra-long haul distances.

Two sections of dispersion compensating fibre (DCF) for C and L bands are inserted within each repeater. They provide full dispersion slope compensation, so that the excursion of cumulated dispersion does not exceed 10ps/nm per fibre span along the whole multiplex. The corresponding dispersion maps are represented in Fig. 2 at 1545nm and 1585nm. These maps were optimised based on computer simulations, and further verified experimentally. Fine tuning of the residual dispersion is performed on channel-by-channel basis by including a small spool of standard single-mode fibre (SMF) within the receiver preamplifier, outside the loop.

Each span is separated by repeaters formed of dual-band EDFAs providing a total 18dBm and 16dBm in C and L-band, respectively. In each of them, EDF length was carefully adjusted to deliver higher gain (2dB in C-band, 1dB in L-band) in the lower-wavelength region than in the higher-wavelength one, so as to mitigate self-induced Stimulated Raman scattering (SRS) spectral distortions /5/.

Figure 2: Dispersion maps

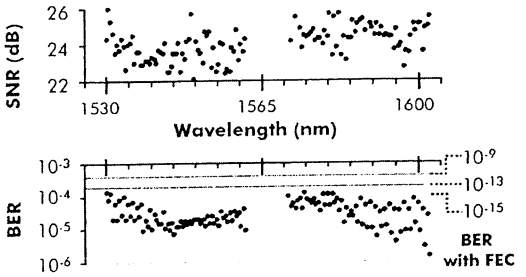


Moreover, in order to improve the overall signal-to-noise ratio (SNR), four sets of two polarisation-multiplexed semiconductor pumps, of respective wavelengths 1427nm, 1439nm, 1450nm and 1485nm, are sent backwards into the transmission fiber in order to provide extra amplification through SRS. Similarly, four laser pumps, two in both bands, are sent into the DCFs in order to mask DCF loss and thus improve the noise figure of the EDFAs. These pumps are at wavelengths 1423nm and 1455nm for the C band and 1470nm and 1500nm for the L band. Raman gain is approximately 15dB and 8dB in the TeraLight™ Ultra and in the DCFs respectively. Note that the last repeater consists of dual-stage EDFAs which incorporate dynamic gain equalisers (DGE) to ensure optimal gain flatness in both bands. Power excursion after 1200km is better than 3dB, as depicted in the spectrum of Fig. 3. Another acousto-optical switch closes the loop. Like the first switch, it is driven by electrical delay generators which trigger the periodical filling and clearing of the loop, synchronously with the measuring equipment.

In the receiver, each channel is selected with a very narrow (30GHz at 3dB), tuneable filter. This filter performs VSB filtering when tuned off the channel central frequency towards the 75GHz-spaced neighbouring channel. Thus, only the side-band experiencing the smallest overlap with adjacent channels is isolated regardless the crosstalk affecting the other side-band /4/. An EDFA boosts the VSB signal to 12dBm on the pin-photodiode

Figure 4 represents the experimental results at 1200km, after 4 round-trips in the loop. The optical SNR at the input of the receiver preamplifier in a 0.1nm bandwidth varies within [22.1dB, 26.0dB] and [22.7dB, 27.6dB] in C-band and L-band, respectively. The BERs of all 125 channels are also shown. Note that in our ETDM receiver, the 42.7-to-10.7Gbit/s demultiplexer uses a phase-locked loop which is automatically reset at each round-trip of the recirculating loop. This randomly changes the measured 10.7Gbit/s tributary and ensures that the BER performance of Fig. 4 exactly represents the average performance of all four 10.7Gbit/s tributaries. Measured BERs are always better than $1.4.10^{-4}$. With FEC, this would correspond to a BER performance lower than 10^{-13}. Note that the worst performing channels were found mainly limited by optical non-linearities, as testified by their relatively larger SNR.

Figure 4: Experimental results



Conclusion

We have transmitted data at 5Tbit/s over twelve 100 km-long spans of TeraLight™ Ultra fibre, yielding 6Pbit/s.km capacity times distance product. This was obtained by sending 125 WDM channels modulated at 42.7Gbit/s and alternatively spaced by 50/75 GHz into a loop including Raman-assisted C and L band EDFAs. VSB filtering was applied at the receiver end.

Acknowledgment:

The authors would like to thank L. Dubois, J.-P. Meresse, and C. Gallardo for their contribution to this work, as well as A. Jourdan for his support.

References

/1/ K. Fukuchi et al., "10.92-Tb/s (273x40-Gb/s) triple-band/ultra-dense WDM optical-repeatered transmission experiment", Proc. OFC'01, Anaheim, paper PD-24

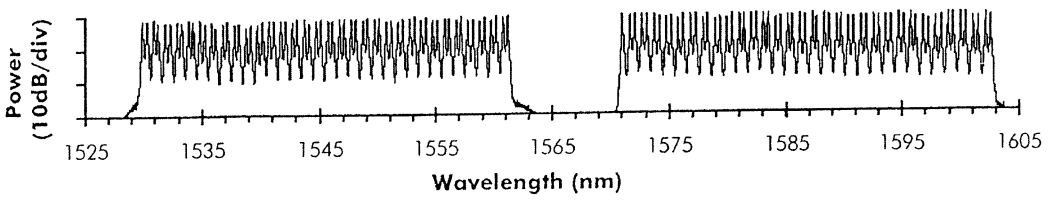
/2/ S. Bigo et al., "10.2Tbit/s (256x42.7Gbit/s PDM/WDM) transmission over 100km TeraLight™ fiber with 1.28bit/s/Hz spectral efficiency", Proc. OFC'01, Anaheim, paper PD25

/3/ B. Zhu et al., "3.08Tb/s (77x42.7 Gb/s) transmission over 1200km of non-zero dispersion-shifted fiber with 100-km spans using C- and L-band distributed Raman amplification", Proc. OFC'01, Anaheim, paper PD23

/4/ S. Bigo et al., "5.12Tbit/s (128x40 Gbit/s WDM) transmission over 3x100km of TeraLight™ fibre", Proc. ECOC'00, Munich, paper PD1.2

/5/ D. N. Christodoulides and R. B. Jander, "Evolution of stimulated Raman cross-talk in wavelength division multiplexed systems", IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 8, n°12, pp. 1722-1724 (1996)

Figure 3: Optical spectrum after 1200km (0.1nm resolution)



10.2Tbit/s (256x42.7Gbit/s PDM/WDM) transmission over 100km TeraLight™ fiber with 1.28bit/s/Hz spectral efficiency

Sébastien Bigo[1], Yann Frignac[1], Gabriel Charlet[1], Wilfried Idler[2], Sophie Borne[1], Helmut Gross[3], Roman Dischler[2], Wolfgang Poehlmann[3], Patrice Tran[1], Christian Simonneau[1], Dominique Bayart[1], Gustav Veith[2], Amaury Jourdan[1], Jean-Pierre Hamaide[1]

[1]Alcatel Research and Innovation, Route de Nozay 91460 Marcoussis, France
[2]Alcatel Research and Innovation, Holderaeckerstrasse, 35, D-70499 Stuttgart, Germany
[3]Alcatel Terrestrial Networks Division, Holderaeckerstrasse, 35, D-70499 Stuttgart, Germany
Tel.: +33 (0)1 69631478, fax: 0169631865, email: Sebastien.Bigo@alcatel.fr

Abstract:
We demonstrate the transmission of 256 polarization-division and wavelength-division multiplexed channels at 42.7Gbit/s rate over 100km of TeraLight™ fiber. An overall capacity of 10Tbit/s is achieved in C and L bands at a record 1.28bit/s/Hz spectral efficiency.

©2001 Optical Society of America
OCIS codes: (060-2330) Fiber optics communications; (190.5650) Raman effect.

1. Introduction

Two approaches are investigated to upgrade multi-terabit/s WDM transmission systems, either to enlarge the bandwidth via specific optical amplifiers, or to increase the number of bits per unit bandwidth, namely the spectral efficiency. Options for higher efficiencies include appropriate modulation formats [1], bidirectional transmission [2], polarization-division multiplexing (PDM) [3], and our recently proposed solution of a specific wavelength allocation scheme and vestigial side-band (VSB) filtering in the receiver [4].

Here, by combining the last two options, we demonstrate the record spectral efficiency of 1.28bit/s/Hz and achieve a total capacity of 10.2Tbit/s over C and L bands. To that purpose, 2x128 wavelength-division multiplexed channels at 40Gbit/s channel rate are multiplexed in the polarization domain and sent into 100km of TeraLight™ fiber. Error-free transmission is achieved with the use of full ETDM terminals operating with forward error correction (FEC) at 42.7Gbit/s.

2. Principle of the experiment

In our experiment, we make use of the fact that the two side-bands of an NRZ optical spectrum generally contain redundant information. It is therefore tempting to filter out one of them, a technique known as VSB. However, VSB is difficult to implement at the transmitter because the suppressed side-bands rapidly reconstruct through fibre nonlinearities. Thus, VSB filtering is performed at the receiver in conjunction with a specific frequency allocation scheme, as illustrated by the optical spectra of Fig. 2 (0.01nm resolution). The 42.7Gbit/s WDM channels are alternatively spaced by 75 and 50GHz. In the receiver, a given channel is selected with a very narrow filter (30GHz at 3dB) [5], tuned off the channel central frequency towards the 75GHz-spaced neighbouring channel. Thus, the side-band experiencing the smallest overlap with adjacent channels is isolated regardless the crosstalk affecting the other side-band. This scheme makes possible the large spectral efficiency of 0.64bit/s/Hz, which is further doubled by using the PDM technique.

3. Experimental set-up

Figure 1 shows the experimental set-up. The WDM transmitter consists of 128 DFB lasers with wavelengths ranging from 1529.94nm to 1561.22nm in the C-band and 1569.59nm to 1602.53nm in the L-band. The odd (respectively even) channels of both bands are combined through C/L multiplexers. They are then equally fed to two modulators driven by the complementary outputs of a 40Gbit/s ETDM pattern generator with 2^{15}-1 word length (resp. 2^{23}-1 word length), equipped with a forward error correcting card (FEC). This generates a total of four sets of channels with different information, two sets at the wavelengths of the odd channels and two sets at the wavelengths of the even channels. These sets are spectrally interleaved and polarization multiplexed as shown in Figure 2. Such a scheme makes sure that neither any two neighboring WDM channels nor two PDM channels carry the same information.

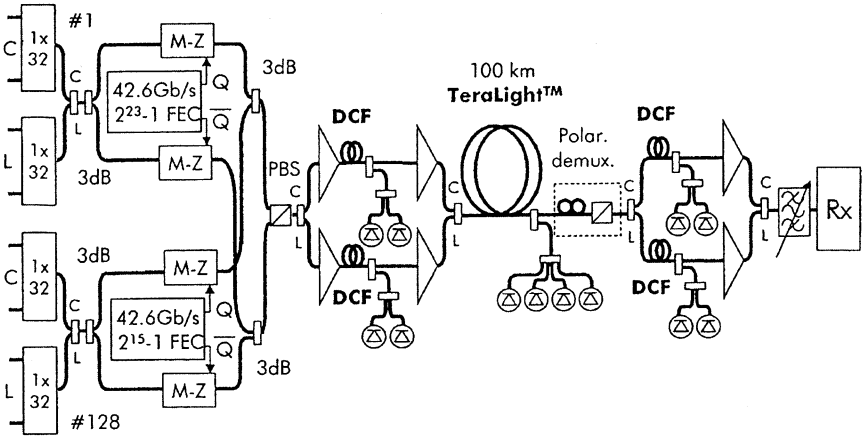


Figure 1: Experimental set-up

The 256-channel multiplex is then boosted to reach a total 21.5 dBm power (-2.5dBm per channel). The transmission line consists of a 100km-long spool of TeraLight™ fibre, with an average chromatic dispersion of 8ps/nm.km at 1.55μm, a dispersion slope of 0.057ps/nm^2.km and an attenuation of 0.205dB/km. This non-zero dispersion-shifted fiber is of particular interest in high spectral efficiency systems because of its high resistance to cross-nonlinearities [6]. A section of dispersion compensating fiber (DCF, approximately –150ps/nm) is used within the booster erbium-doped fiber amplifier (EDFA), as made possible by its dual-stage design. DCF is also used at the receiver end and adjusted on a channel-by-channel basis. In this case, DCF is located in front of the single-stage preamplifier EDFA. Both EDFAs are dual-band amplifiers. Four laser pumps, two in both bands, are sent backwards into both DCFs to provide gain through distributed Raman amplification in order to mask DCF loss and thus improve the overall noise figure of the EDFAs. The pumps are at wavelengths 1427nm and 1555nm for the C band and 1480nm and 1495nm for the L band and are found to provide 1 to 3dB net Raman gain with the DCFs actually used. Additionally, to improve the overall signal-to-noise ratio (SNR), four passively-multiplexed semiconductor pumps, of respective wavelengths 1427nm, 1439nm, 1450nm and 1485nm, provide extra amplification through distributed Stimulated Raman Scattering (SRS) in the transmission fiber. In front of the receiver a polarization demultiplexer consisting of a polarization controller and a polarizer is used. In the receiver, the channel under test is selected by a tunable band-pass filter as shown in Fig. 2, and detected by an opto-electrical ETDM receiver with a FEC decoder operating at 42.7Gbit/s.

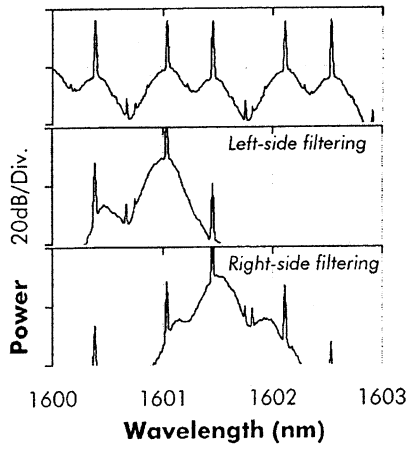


Figure 2: Principle of VSB filtering

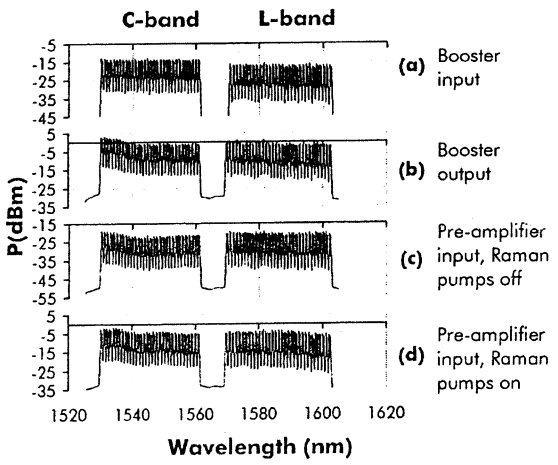


Figure 3: Experimental spectra

The gain response of the booster EDFA was specially designed to provide higher gain (approx. 4dB, Fig. 3a,b) in the lower-wavelength region than in the higher-wavelength one [6] (Fig. 3b), so as to compensate for the self-induced Stimulated SRS spectral distortions. Hence, the spectrum at the end of the span is almost flat when Raman semiconductor pumps are OFF (Fig. 3c). When the semi-conductors Raman pumps are ON, a 17dB Raman gain can be measured in both C and L bands (Fig 3d).

4. Experimental results

Figure 4 shows the SNR at the input of the receiver preamplifier in a 0.1nm resolution bandwidth for all 256 channels. It varies within [28.4dB, 34.5dB] and [28.7dB, 34.1dB] in C-band and L-band, respectively. The bit-error rates of all 128 channels along one of the two polarizations are represented in Fig. 4 as well, plus some channels of along the orthogonal one. Channels filtered on the left side or on the right side of the carriers exhibit similar performance with BER always better than 1.0 10^{-4}, without FEC at 42.7Gbit/s. Figure 5 shows the measured correcting performance of the FEC card. After correction, the BER is always better than 5.10^{-15}, which complies with the performance requirements of installed systems.

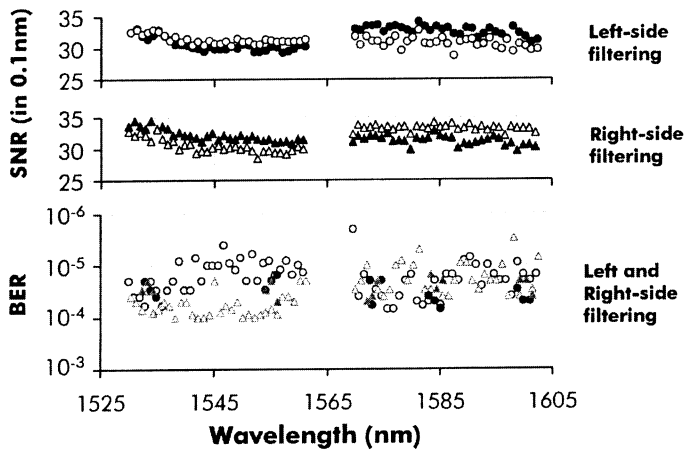


Figure 4: Experimental results. White and dark symbols correspond to two orthogonal polarizations

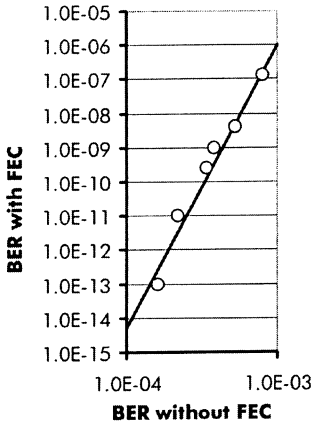


Figure 5: Measured FEC performance

5. Conclusion

We have demonstrated a record spectral efficiency of 1.28bit/s/Hz in a 10.2Tbit/s transmission over 100km distance. This result was made possible by the combination of PDM and vestigial side band filtering at the receiver end, associated with a specific wavelength allocation scheme. Error-free transmission is achieved when forward error correction is implemented.

Acknowledgement: The authors would like to thank P. Sillard and P. Nouchi from Alcatel Optical Fiber Division for their contribution to this work.

References

[1] T. Ono and Y. Yano, "Key Technologies for terabit/s WDM systems with high spectral efficiency of over 1bit/s/Hz", IEEE J. Quantum Electron., vol. 34, n°11, pp.2080-2088 (1998)

[2] A. Färbert et al., "7 Tbit/s (176x40Gbit/s) bidirectional interleaved transmission with 50GHz channel spacing", European Conference on Optical Communications, paper PD1.3, Munich, 2000.

[3] T. Ito et al., "6.4 Tbit/s (160x40Gbit/s) WDM transmission experiment with 0.8bit/s/Hz spectral efficiency", European Conference on Optical Communications, paper PD1.1, Munich, 2000.

[4] S. Bigo et al., "5.12 Tbit/s (128x40Gbit/s WDM) transmission over 3x100km of TeraLight™ fibre", European Conference on Optical Communications, paper PD1.2, pp. 40-41, Munich, 2000.

[5] W. Idler et al., "Vestigial side-band demultiplexing for ultra-high capacity (0.64bit/s/Hz) of 128x40Gbit/s channels", Optical Fiber Communications, Anaheim, CA, paper MM3, 2001.

[6] S. Bigo et al., « 1.5 Terabit/s WDM transmission of 150 channels at 10 Gbit/s over 4x100km of Teralight™ fiber », European Conference on Optical Communications, paper PD2-9, pp. 40-41, Nice, Sept. 26-30 (1999)

Transmission of 256 wavelength-division and polarization-division-multiplexed channels at 42.7Gb/s (10.2Tb/s capacity) over 3x100km of TeraLight™ fiber

Yann Frignac[1], Gabriel Charlet[1], Wilfried Idler[2], Roman Dischler[2], Patrice Tran[1], Stéphanie Lanne[1], Sophie Borne[1], Catherine Martinelli[1], Gustav Veith[2], Amaury Jourdan[1], Jean-Pierre Hamaide[1], Sébastien Bigo[1].

[1]Alcatel Research and Innovation, Route de Nozay 91460 Marcoussis, France
[2]Alcatel Research and Innovation, Holderaeckerstrasse, 35, D-70499 Stuttgart, Germany
Tel.: +33 (0)1 69631368, fax: 0169631865, email: Yann.Frignac@alcatel.fr

Abstract:
10.2Tb/s capacity is demonstrated over 3x100km in C and L bands, using 42.7Gb/s channels. The wavelength allocation was chosen while taking into account narrow optical filtering at the transmitter and receiver ends and second-order Raman pumping is used to improve the signal-to-noise ratio.
©2002 Optical Society of America
OCIS codes: (060-2330) Fiber optics communications; (190.5650) Raman effect.

1. Introduction

Recently, two transmission experiments demonstrating 10Tb/s capacity over a single fiber for the first time were reported [1,2], but over a limited distance, 117km and 100km, respectively. Each of them focusing on a specific approach, i.e. enlarging the bandwidth via specific optical amplifiers operating in parallel in C, L and S bands [1], or increasing the number of bits per unit bandwidth, namely the information spectral density (ISD) to 1.28bit/s/Hz [2].

Here, we continue with the latter approach and triple the transmission distance at 300km, while complying with two constraints of terrestrial networks i.e. large amplifier spacings (100km-long) and dispersion compensation within repeaters. As in [2], two sets of 128 wavelength-division multiplexed channels at 40Gbit/s information rate are multiplexed in the polarization domain, but with a novel channel allocation grid and after narrow optical filtering to reduce linear cross-talk between channels [4, 5]. Moreover, the noise performance of our hybrid Erbium/Raman amplifiers has been enhanced by the use of second-order pumping [3]. Error-free transmission is achieved with full ETDM terminals operating at 42.7Gbit/s, assuming forward error correction (FEC).

2. Wavelength allocation of channels

In the experiment, one of the two (information-redundant) side-bands of the NRZ spectrum of a given channel is extracted via a very narrow optical filter (~30GHz at 3dB), tuned off the channel carrier, a technique known as vestigial side-band (VSB). In the receiver, a given channel is selected by filtering out the side-band experiencing the smallest overlap with adjacent channels regardless cross-talk affecting the other side-band. By alternating channel spacing by 50 and 75GHz, 0.64bit/s/Hz ISD can be achieved.

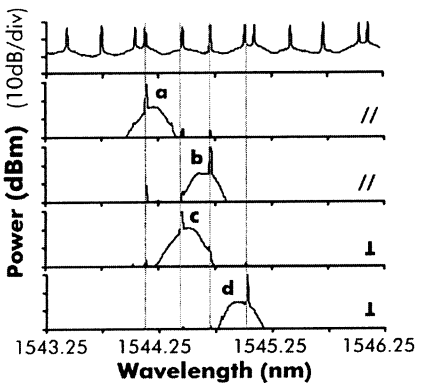


Figure 1: Spectra before and after VSB filtering (res. 0.01nm) in the configuration of the experiment.

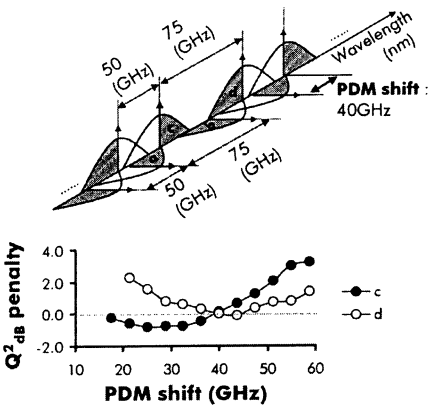


Figure 2: Optimization of PDM shift (back-to-back, 20dB polarization cross-talk)

As in [2], we double the ISD using polarization division multiplexing (PDM), but here, we shift the wavelengths of one PDM set of channels with respect to the other by δf=40GHz. The spectrum of a bunch of channels from our configuration is represented in Fig. 1, top, as recorded after 300km. In this figure, all the possible configurations of left- and right-side VSB-filtered channels are shown, with sample channels from both PDM sets. The shift $\delta\lambda$ was chosen so as to minimize polarization cross-talk, as follows. In Fig. 2., the Q-factor penalty of two neighboring channels of a given PDM set (cases c and d of Fig. 2) is depicted as a function of δf, as measured in back-to-back with polarization cross-talk set to 20dB. Not surprisingly, it can be observed that the best BERs are obtained when the carriers of the channels orthogonally-polarized to that being filtered fall as far as possible off the filter center. δf=40GHz appears then as good trade-off to equalize the performance of all the channels.

3. Experimental set-up

Figure 3 shows the experimental set-up. The WDM transmitter consists of 2 sets of 128 DFB lasers, with wavelengths ranging from 1529.94nm to 1561.54nm in the C-band and 1569.59nm to 1602.87nm in the L-band. both obtained and combined through C/L multiplexers. Each of these sets are composed of two subsets of 125GHz-channels, shifted with respect to each other by 50GHz, corresponding to odd and even channels respectively, both spanning over C and L bands. These subsets are modulated independently by two Mach-Zehnder modulators (M-Z) fed by a 2^{23}-1 pseudo-random bit sequence (PRBS) for the subset including the channel under test and a 2^{31}-1 PRBS for the other subset. Both PRBS are generated electrically, out of two separate pattern generators. Such a scheme provides effective decorrelation of the data carried by neighboring channels. Each generator delivers four sequences at 10Gbit/s with 7% overhead, i.e. at 10.7Gbit/s, to emulate the presence of forward error correction (FEC). The sequences are combined through Si-Ge-based 2:1 MUX circuits for successive 10.7:21.3Gbit/s and 21.3:42.7Gbit/s electrical multiplexing. The resulting complementary outputs at 42.7Gbit/s, forming real PRBS patterns, are amplified in order to drive the M-Zs. Following each modulator, a narrow periodical filter with 125GHz periodicity is inserted to reduce the channel bandwidth and avoid linear cross-talk after recombination of odd and even channels via a 3dB couplers. The resulting two sets of channels are polarization-multiplexed in a polarization beam splitter (PBS) to form the 10.2Tb/s multiplex.

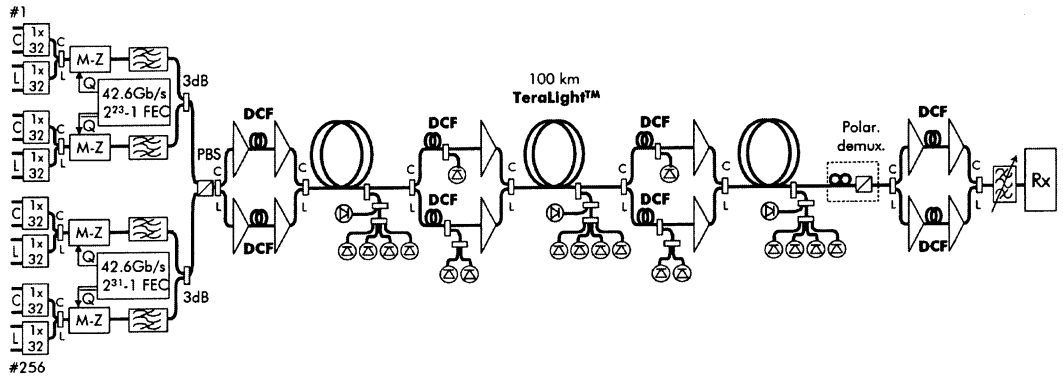


Figure 3: Experimental set-up

This multiplex is boosted to reach a total 20 dBm power in C band and 17dBm in L band. The transmission line consists of three 100km-long spools of TeraLight™ fibre, with an average chromatic dispersion of 8ps/nm.km at 1.55μm, a dispersion slope of 0.052ps/nm^2.km and an attenuation of 0.20dB/km. Two sections of dispersion compensating fiber (DCF, approximately –150ps/nm) are inserted within the booster erbium-doped fiber amplifier (EDFA), as made possible by its dual-stage dual-band design. Sections of DCFs for C and L bands are also inserted within each repeater. They provide full dispersion slope compensation, so that the excursion of cumulated dispersion does not exceed 10ps/nm per fibre span along the whole multiplex. Fine tuning of the residual dispersion is performed by including a small spool of standard single-mode fibre (SMF) within the receiver preamplifier.

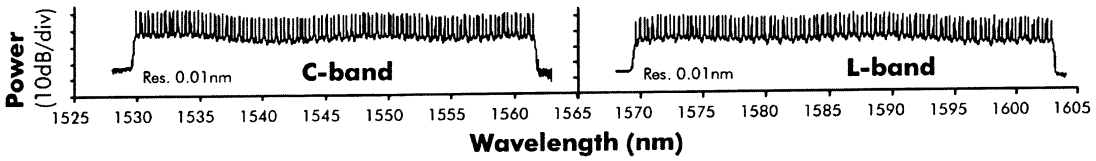


Figure 4: Optical spectrum recorded after 300km at the preamplifier input

Repeaters are formed of dual-band EDFAs. As in [2], in order to improve the overall signal-to-noise ratio (SNR), four sets of two polarization-multiplexed semiconductor pumps, of respective wavelengths 1427nm, 1439nm, 1450nm and 1485nm, are sent backwards into the transmission fiber in order to provide extra Raman amplification. Here, an additional pump at 1346nm is sent backwards along with the others to provide gain to them as they deplete. As a result of such a second-order pumping scheme, an OSNR improvement above 1dB was obtained. Similarly, three laser pumps, one in C band at 1423nm and two in L-band at 1470nm and 1500nm are sent into the DCFs in order to mask DCF loss and thus improve the noise figure of the EDFAs. Power excursion after 300km is better than 6dB, as depicted in the spectrum of Fig. 4.

In front of the receiver a polarization demultiplexer consisting of a polarization controller and a polarizer is used. In the receiver, the channel under test is selected by a tunable band-pass filter as shown in Fig. 1, and detected by an opto-electrical ETDM receiver operating at 42.7Gbit/s with a FEC decoder.

4. Experimental results

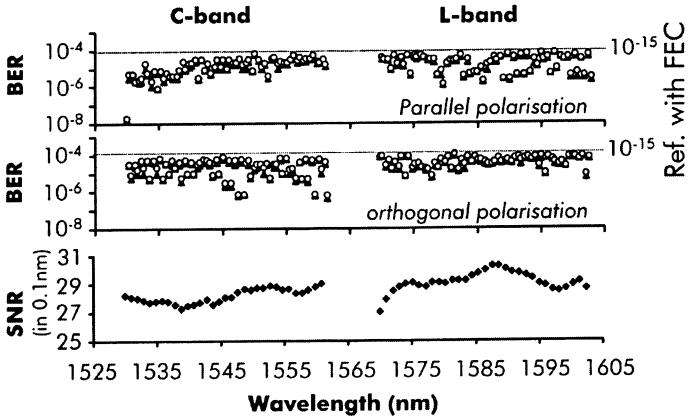


Figure 5 Experimental results.

Figure 5 shows the SNR at the input of the receiver preamplifier in a 0.1nm resolution bandwidth for every fourth channel. It varies within [27dB, 29dB] and [27dB, 30dB] in C-band and L-band, respectively. For all of the 256 channels, the BER of the worst and the best of the four 10.7Gbs tributaries are represented in Fig. 5. BERs are always better than 1.0 10^{-4}, without FEC at 42.7Gbit/s. After correction, the BER would always be better than 5.10^{-15}, which complies with the performance requirements of installed systems.

5. Conclusion

We have demonstrated the transmission of 10.2Tbit/s data over 3x100km of TeraLight™ fiber. This result was obtained by combining a optimized wavelength allocation scheme, ultra-narrow optical filters at the transmitter and receiver sides, and hybrid Raman/Erbium amplifiers with second-order Raman pumping.

References

[1] K. Fukuchi et al., « 10,92 Tb/s (273x40Gb/s) triple band/ultra dense WDM optical repeatered transmission experiment », *OFC'01*, PD24, Anaheim, California, March 17-22.

[2] S. Bigo et al. ;« 10,2 Terabit/s (256x40 Gbit/s PDM/WDM) transmission over 100 km of TeraLight fiber with 1,28 bit/s/Hz spectral efficiency », *OFC'01*, PD25, Anaheim, California, March 17-22.

[3] L. Labrunie et al., « 1.6 Terabit/s (160x10.66 Gbit/s) unrepeatered transmission over 321km using second-order pumping distributed Raman amplification », OAA'01, PD3, Stresa, 1-4 July 2001.

[4] T. Tsuritani et al., « 35GHz-spaced 20Gbs x100WDM RZ transmission over 2700km using SMF based dispersion-flattened fiber span », ECOC'00, PD 1.5, Munich, Sep. 3-7.

[5] Y. Frignac et al., « NRZ vs RZ format in Nx40Gbit/s WDM terrestrial transmission systems with high spectral efficiency of 0.4 bit/(s.Hz) », *ECOC'01*, Th.B.1.1, Amsterdam, Netherlands, Oct. 1-4.

BIBLIOGRAPHIE DE L'AUTEUR

Publications

Première année

[1] S. Gurib, A. Bertaina and **Y. Frignac**, « Wavelength division multiplexing transmission of 32x10 Gbit/s with 50GHz channel spacing over 500km of non dispersion-shifted fiber », ECOC'99, Vol. 1, pp. 94-95, Nice, France, Sept. 26-30.

[2] S. Bigo, E. Lach, **Y. Frignac**, D. Hamoir, P. Sillard, W. Idler, S. Gauchard, A. Bertaina, S. Borne, L. Lorcy, N. Torabi, B. Franz, P. Nouchi, P. Guénot, L. Fleury, G. Wien, G. Le Ber, R. Fritschi, B. Junginger, M. Kaiser, D. Bayart, G. Veith, J.-P. Hamaide, J.-L. Beylat, « 1.28 Tbit/s WDM Transmission of 32 ETDM channels at 40Gbit/s over 3x100km distance. », *ECOC'00*, Th., pp. 17, Munich, Germany, Sept. 3-7.

[3] S. Bigo, E. Lach, **Y. Frignac**, D. Hamoir, P. Sillard, W. Idler, S. Gauchard, A. Bertaina, S. Borne, L. Lorcy, N. Torabi, B. Franz, P. Nouchi, P. Guénot, L. Fleury, G. Wien, G. Le Ber, R. Fritschi, B. Junginger, M. Kaiser, D. Bayart, G. Veith, J.-P. Hamaide, J.-L. Beylat, «Transmission of 32 ETDM channels at 40 Gbit/s (1.28Tb/s capacity) over 3x100 km of TeraLightTM fibre », Electron. Lett., vol. 37, n°7, pp. 448-449 (2001).

[4] S. Bigo, A. Bertaina, **Y. Frignac**, S. Borne, L. Lorcy, D. Hamoir, D. Bayart, J.-P. Hamaide, W. Idler, E. Lach, B. Franz, G. Veith, P. Sillard, L. Fleury, P. Guénot, P. Nouchi, « 5.12 Tbit/s (128x40 Gbit/s WDM) Transmission over 3x100 km of TeraLightTM Fibre. », ECOC'00, PD-1.2, Munich, Germany, Sept. 3-7.

[5] **Y. Frignac**, S. Bigo, J.-P. Hamaide« Numerical optimization of residual dispersion in dispersion-managed systems at 40Gbit/s. », OFC'00, TuD3, Baltimore, MD, March 3-10.

Deuxième année

[6] S. Bigo, **Y. Frignac**, G. Charlet, W. Idler, S. Borne, H. Gross, R. Dischler, W. Poehlmann, P. Tran, C. Simonneau, D. Bayart, G. Veith, A. Jourdan and J.-P. Hamaide, « 10,2 Terabit/s (256x40 Gbit/s PDM/WDM) transmission over 100 km of TeraLight fiber with 1,28 bit/s/Hz spectral efficiency », *OFC'01*, PD25, Anaheim, California, March 17-22.

[7] W. Idler, S. Bigo, **Y. Frignac**, B. Franz, G. Veith, « Vestigial side-band demultiplexing for ultra-high capacity (0.64bit/s/Hz) of 128x40Gbit/s channels », *OFC'01*, MM3, Anaheim, California, March 17-22.

[8] S. Bigo and **Y. Frignac**, " Multiterabit/s WDM transmissions at 40Gbit/s channel rate", *invited paper at IEEE Topical Meeting on Ultra-Long-Haul DWDM Comm. & Networking*, Colorado, USA, July 30-August 1 2001.

[9] J.-P. Hamaide, A. Bertaina, S. Bigo and **Y. Frignac**, « High throughput WDM transmission », invited paper presented at Laser and Electro-Optics Society Annual Meeting (LEOS '00), Vol. II, pp. 476-477, Porto Rico.

[10] S. Bigo, W. Idler, J.-C. Antona, G. Charlet, C. Simonneau, M. Gorlier, M. Molina, S. Borne, C. de Barros, P. Sillard, P. Tran, R. Dischler, W. Poehlmann, P. Nouchi, **Y. Frignac**, « Transmission of 125 WDM channels at 42,7Gbit/s (5Tbit/s capacity) over 12x100 km of TeraLightTM Ultra fibre », *ECOC'01*, PD.M.1.1, Amsterdam, Netherlands, Oct. 1-4.

[11] **Y. Frignac**, S. Bigo and J.-P. Hamaide, « NRZ vs RZ format in Nx40Gbit/s WDM terrestrial transmission systems with high spectral efficiency of 0.4 bit/(s.Hz) », *ECOC'01*, Th.B.1.1, Amsterdam, Netherlands, Oct. 1-4.

[12] **Y. Frignac**, J.-C. Antona, S. Bigo and J.-P. Hamaide, « Numerical optimization of pre- and in-line dispersion compensation in dispersion-managed systems at 40Gbit/s », OFC'02, ThFF5, Anaheim, California, March 17-22.

[13] P. Bousselet, S. Lanne, J.-P. Thiery, **Y. Frignac**, F. Leplingard, C. Simmoneau, E. Corbel, D. Bayart, J.-P. Hamaide, « BER validation of ring-doping cladding-pumped EDFAs for dense WDM applications », OFC'02, WJ4, Anaheim, California, March 17-22.

Troisième année

[14] **Y. Frignac**, G. Charlet, W. Idler, R. Dischler, P. Tran, S. Lanne, S. Borne, C. Martinelli, G. Veith, A. Jourdan, J.-P. Hamaide, S. Bigo, « Transmission of 256 wavelength-division and polarisation multiplexed channels at 42.7Gb/s (10.2Tb/s capacity) over 3x100km of TeraLight fiber », OFC'02, FC5-1, Anaheim, California, March 17-22.

[15] W. Idler, G. Charlet, R. Dischler, **Y. Frignac**, S. Bigo, «0.8 bit/s/Hz of information spectral density by vestigial sideband filtering of 42.66Gb/s NRZ», in ECOC'02, 8.1.5, Copenhagen, Denmark, Sept. 8-12.

[16] S. Lanne, **Y. Frignac**, G. Charlet, W. Idler, S. Bigo, «Optimization of polarization multiplexed scheme at 1.28 bit/s/Hz information spectral density», in ECOC'02, P.3.11, Copenhagen, Denmark, Sept. 8-12.

[17] G. Charlet, J.-C. Antona, S. Lanne, P. Tran, W. Idler, M. Gorlier, S. Borne, A. Klekamp, C. Simmoneau, L. Pierre, **Y. Frignac**, M. Molina, F. Beaumont, J.-P. Hamaide, S. Bigo, «6.4 Tb/s (159x42.7 Gb/s) capacity over 21x100km using bandwidth-limited phase-shaped binary transmission», in ECOC'02, PD4.1, Copenhagen, Denmark, Sept. 8-12.

[18] **Y. Frignac**, H. Bissessur, P. Pecci, S. Bigo, «Dispersion management optimization for 160Gb/s transmission systems using RZ or CS-RZ modulation formats», in ECOC'02, 6.1.6, Copenhagen, Denmark, Sept. 8-12

[19] **Y. Frignac**, G. Charlet, S. Lanne, C. Martinelli, S. Bigo, «Multiplexage en longueur d'onde et en polarisation pour la transmission de données à 10 Tbit/s (256 x 40Gb/s) sur 3x100 km», in JNOG'02, p.13-p.15, Dijon, France, Nov. 23-25.

[20] S. Bigo, **Y. Frignac**, J.C. Antona, G. Charlet, "Design of multi-terabit/s terrestrial transmission system improved through simple analytical tools", to be published in Annales des Télécommunications.

Présentations

Première année

Présentation orale à OFC'00 de l'article intitulé : « Numerical optimization of residual dispersion in dispersion-managed systems at 40Gbit/s. ».

Troisième année

Présentation orale à ECOC'02 de l'article intitulé : «Dispersion management optimization for 160Gb/s transmission systems using RZ or CS-RZ modulation formats».

Présentation orale à JNOG'02 de l'article intitulé : «Multiplexage en longueur d'onde et en polarisation pour la transmission de données à 10 Tbit/s (256 x 40Gb/s) sur 3x100 km».

Brevets

[1] **Y. Frignac** and S. Bigo, « Système de transmission à multiplexage en longueur d'onde à filtrage dissymétrique », dépôt national sous le numéro 0002754 (03/03/2000), extension internationale en cours

[2] S. Bigo, **Y. Frignac**, W. Idler and E. Lach, « Frequency allocation scheme and transmission system for polarisation and wavelength-division multiplexed signals with left and right filtering », dépôt (12/02/2001), extension internationale en cours

[3] S. Bigo, **Y. Frignac**, and W. Idler, « Modulation scheme of a transmission system for NRZ signals with left and right-side filtering», dépôt (02/02/2001), extension internationale en cours

[4] **Y. Frignac** and S. Bigo, « Optical filter and transmission system incorporating an optical filter», dépôt européen sous le numéro EP 02360016.6 (11/01/2002), extension internationale en cours.

[5] **Y. Frignac** and S. Bigo, « Stabilization scheme of VSB-based systems», dépôt européen sous le numéro 0360237.8 (12/08/2002), extension internationale en cours.

[6] **Y. Frignac** and S. Bigo, "Fast dispersion management optimization tool for optical transmission networks ", FIT 113419, to be filed.

[7] **Y. Frignac** and G. Charlet, " Interleaver with thin filtering response for high spectral efficiency systems", devant être déposé comme brevet européen.

[8] G. Charlet and **Y. Frignac**, " Optical demultiplexing of VSB based systems", devant être déposé comme brevet européen.