



HAL
open science

Etude théorique et expérimentale de l'impact de la régénération 2R dans un système de transmission optique haut débit

Mathilde Gay

► **To cite this version:**

Mathilde Gay. Etude théorique et expérimentale de l'impact de la régénération 2R dans un système de transmission optique haut débit. Physique [physics]. INSA de Rennes, 2006. Français. NNT : . tel-00086500

HAL Id: tel-00086500

<https://theses.hal.science/tel-00086500>

Submitted on 18 Jul 2006

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.

N° d'ordre : D 06-03

THESE

présentée

devant l'Institut National des Sciences Appliquées de Rennes

en vue de l'obtention du

DOCTORAT

Spécialité : Physique

par

Mathilde GAY

Etude théorique et expérimentale de l'impact de la régénération 2R dans un système de transmission optique haut débit

Laboratoire d'accueil :

UMR 6082 FOTON

Ecole Nationale Supérieure de Sciences Appliquées et de Technologie

Soutenance le 10 février 2006 devant le Jury composé de :

R-J. ESSIAMBRE	<i>Distinguished Member of Technical Staff of Bell Labs</i>	Examineur
S. GOSSELIN	<i>Ingénieur des Télécommunications France Télécom R&D</i>	Examineur
S. LOUALICHE	<i>Professeur - INSA-Rennes</i>	Directeur
G. MILLOT	<i>Professeur - Université de Bourgogne</i>	Rapporteur
J-L. OUDAR	<i>Directeur de Recherche CNRS LPN</i>	Rapporteur
J-C. SIMON	<i>Professeur - ENSSAT - Université de Rennes 1</i>	Encadrant

REMERCIEMENTS

Je tiens tout d'abord à remercier Jean-Claude SIMON qui m'a encadrée pendant ces travaux de thèse. Il m'a fait confiance en m'accueillant dans son équipe et a toujours été présent quand il le fallait, malgré les nombreuses responsabilités qui lui incombent. La liberté dont j'ai pu disposer a été pour moi très formatrice. Je remercie également Slimane LOUALICHE, mon directeur de thèse, pour m'avoir permis de poursuivre mes travaux au laboratoire de l'ENSSAT : l'expérience chez Highwave Optical Technologies n'ayant pu aboutir.

Je tiens ensuite à remercier les membres de mon jury qui m'ont fait l'honneur de lire mon manuscrit et de venir m'écouter, notamment les rapporteurs et ceux qui ont dû effectuer un long voyage pour se rendre à Lannion.

Je suis très reconnaissante envers Laurent BRAMERIE avec qui j'ai partagé ces travaux de recherche. Au delà de son expérience dans le domaine des télécommunications qui m'a beaucoup appris, notre motivation et parfois notre obstination commune ont alimenté nos discussions et nos études au cours de ces trois années de recherche.

La complexité des expériences menées a impliqué une interaction forte au sein de l'équipe de recherche avec laquelle j'ai partagé le laboratoire. Vincent RONCIN, Sylvain FEVE, Gwenaëlle GIRAULT m'ont accompagnés tout au long de ces travaux. Les membres de l'équipe de la plateforme PERSYST m'ont beaucoup aidée pour nombre d'expériences ; ils m'ont aussi initiée au monde des 'systèmes de transmission' ; je leur en suis très reconnaissante. Un grand merci également à Fabien MERLAUD pour son soutien aux modélisations et son regard critique sur mes études. Merci enfin à Frédéric GINOVART qui, au sein de l'équipe, s'est toujours soucié de l'avancement de mes travaux.

Au sein du laboratoire d'optronique, je remercie plus largement les collègues pour leur gentillesse et leur disponibilité, et les autres doctorants avec qui j'ai pu partager la soif de compréhension des phénomènes, mais aussi l'angoisse de ne pas aboutir.

Ces travaux de recherche ont donné lieu à des collaborations, discussions avec des chercheurs extérieurs au laboratoire. Art O'HARE et Zineb BELFQIH ont ainsi travaillé au laboratoire ponctuellement et m'ont bien épaulée pour les études expérimentales.

La majorité des travaux menés pendant cette thèse s'est déroulée dans le cadre du projet RNRT ASTERIX ; je remercie les partenaires du projet pour les nombreuses discussions que nous avons pu avoir au cours des différentes réunions. Des travaux expérimentaux sur l'impact de la régénération dans un système de transmission sont dépendants des composants qui constituent le régénérateur. Je remercie donc les partenaires qui nous ont fourni les composants et notamment David MASSOUBRE, Jean-Louis OUDAR, Alexandre CHEN et Maud GICQUEL ; grâce à eux j'ai pu bénéficier de nombreux composants. Au-delà du projet ASTERIX, des collaborations avec le laboratoire LPN se sont nouées autour d'intérêts scientifiques communs ; espérons que ce type de collaboration informelle continuera au-delà de ces travaux de thèse.

Ce travail a montré une réelle volonté d'un rapprochement entre le pôle de recherche TOLEDO de France Telecom R&D Lannion et notre équipe ; merci notamment

à Michel JOINDOT, Benoît CHARBONNIER, Stéphane GOSSELIN et Julien POIRRIER pour leur regard pragmatique, lors de nos discussions, sur la question de la régénération.

Pour le manuscrit de thèse, grand moment de solitude, je remercie mes relecteurs et notamment Stéphane BLIN qui, malgré l'éloignement, a pris le temps de m'apporter son regard extérieur et critique. Un grand merci à Gwenaëlle GIRAULT pour sa rigueur, et également à mes parents qui n'ont pas reculé devant l'épaisseur du manuscrit, ni devant la tâche ardue que cela représente pour des néophytes.

De manière générale, je tiens finalement à remercier Loïc, ma famille, les 'Lannionais' pour leur soutien personnel.

TABLE DES MATIERES

REMERCIEMENTS	i
TABLE DES MATIERES	iii
TABLE DES FIGURES	xi
TABLE DES TABLEAUX	xvii
TABLE DES ABREVIATIONS	xix
INTRODUCTION	1

CHAPITRE I.

GENERALITES SUR LES SYSTEMES DE TRANSMISSION OPTIQUE HAUT DEBIT	5
I. LIAISONS OPTIQUES	6
1. Réseaux optiques et contexte de l'étude	6
1.1. Le réseau longue et très longue distance	6
1.2. Le réseau métropolitain	6
1.3. Le réseau d'accès	7
1.4. Contexte de l'étude	7
2. Emetteurs et récepteurs d'une liaison	7
2.1. Le signal	7
2.1.1. Le signal	7
2.1.2. Les formats de modulation	8
2.2. Les modules d'émission	8
2.2.1. Emission NRZ	9
2.2.2. Emission RZ	9
2.2.3. Emission CSRZ	11
2.3. Les modules de réception	12
2.3.1. La photodiode	13
2.3.2. La récupération d'horloge	13
2.3.3. Le récepteur	14
3. Augmentation de la capacité des liaisons	14
3.1. Multiplexage en longueur d'onde	14
3.2. Multiplexage temporel	14
II. ORIGINES DES DEGRADATIONS DU SIGNAL ET COMPENSATIONS	15
1. L'atténuation dans la fibre	15
2. Le bruit d'émission spontanée amplifiée	16
2.1. L'amplificateur à fibre dopée Erbium	16

2.2.	Le bruit d'émission spontanée amplifiée	17
2.3.	L'amplification Raman	18
3.	La dispersion chromatique	19
4.	La dispersion de polarisation	20
5.	Les effets non linéaires	21
5.1.	L'automodulation de la phase	21
5.1.1.	Principe	21
5.1.2.	Combinaison de l'automodulation de phase avec la dispersion chromatique	22
5.2.	La modulation de phase croisée	23
5.3.	Le mélange à quatre ondes	23
5.4.	Bilan des effets non linéaires	24
6.	Equation de propagation	24
III.	CRITERES DE QUALITE D'UNE TRANSMISSION	25
1.	Le diagramme de l'œil	25
2.	Le taux d'erreur binaire	27
3.	Le facteur de qualité	29
	CONCLUSION DU CHAPITRE	31

CHAPITRE II.

REGENERATION DANS LES SYSTEMES DE TRANSMISSION OPTIQUE HAUT DEBIT

I.	PRINCIPE DE LA REGENERATION OPTIQUE	35
1.	Régénération 1R	35
2.	La régénération 2R	35
3.	Régénération 3R	36
3.1.	Re-synchronisation des données	37
3.2.	Régénération opto-électronique 3R	37
4.	Paramètres caractéristiques d'une porte optique non linéaire	37
4.1.	Porte en modulation croisée	37
4.1.1.	Contraste et seuil	38
4.1.2.	Facteur discriminant	39
4.1.3.	Facteur de transmission du bruit	39
4.2.	Porte en auto modulation	40
II.	TECHNIQUES DE REGENERATIONS OPTIQUES : ETAT DE L'ART	41
1.	Les milieux clé pour les techniques de régénérations optiques	41
1.1.	La fibre optique	41
1.2.	Les structures semiconductrices	42
1.2.1.	Les amplificateurs optiques à semi conducteurs	42
1.2.2.	Les absorbants saturables à multi puits quantiques	43
2.	Les dispositifs pour la régénération	46
2.1.	Les dispositifs interférométriques	46
2.1.1.	L'interféromètre non linéaire de Mach-Zehnder	46
2.1.2.	Le miroir optique à boucle non linéaire (NOLM)	47
2.2.	L'élargissement spectral suivi d'un filtrage décalé	48
2.3.	La modulation synchrone d'intensité	49

2.4. Le filtrage discriminant couplé à l'automodulation de phase _____	50
CONCLUSION DU CHAPITRE _____	51

CHAPITRE III.

PROBLEMATIQUE DE LA CARACTERISATION DES REGENERATEURS DANS LES SYSTEMES DE TRANSMISSION OPTIQUE HAUT DEBIT _____ 55

I PROBLEME DE LA CARACTERISATION DE LA REGENERATION PAR LE TAUX D'ERREUR BINAIRE _____	56
1 Effets qui peuvent être pris pour de la régénération mais qui n'en sont pas _____	56
1.1. Filtrage optique _____	56
1.2. Changement de format _____	57
1.3. Seuil de décision _____	59
2 Validation de l'efficacité d'un régénérateur _____	60
2.1. Mesures de facteur de qualité et diagramme de l'œil _____	60
2.2. Taux d'erreur binaire avant et après régénération _____	61
2.3. Mesures de pénalités _____	64
2.4. Mesures de taux d'erreur binaire en transmission _____	64
2.4.1. Régénérateur unique _____	64
2.4.2. Cascade de régénérateurs _____	65
II LES OUTILS DE CARACTERISATION ET DE SIMULATION DES REGENERATEURS DANS UN SYSTEME DE TRANSMISSION _____	65
1 Les outils expérimentaux _____	65
1.1. Principe des boucles à recirculation _____	65
1.1.1. La boucle à recirculation classique _____	65
1.1.2. La boucle à pas de régénération variable _____	67
1.2. Constitution des boucles à recirculation du laboratoire _____	68
1.2.1. Les éléments constitutifs _____	68
1.2.2. Les lignes _____	69
2 Les outils de simulation _____	71
2.1. Logiciel Optisystem _____	71
2.1.1. Les émetteurs _____	72
2.2. Les récepteurs _____	73
2.2.1. Sensibilité _____	74
2.2.2. Les lignes de transmission _____	75
2.2.3. Limites du logiciel _____	78
2.3. Calcul numérique des densités de probabilité de puissance des symboles _____	79
2.3.1. Dans la ligne de transmission _____	79
2.3.2. Au passage dans une porte non linéaire _____	81
2.3.3. Limites du modèle _____	82
CONCLUSION DU CHAPITRE _____	82

CHAPITRE IV.

CASCADE DE REGENARATEURS 3R DANS UNE LIGNE DE TRANSMISSION OPTIQUE	87
I. ETUDE NUMERIQUE	88
1. Evolution du taux d'erreur binaire dans une ligne comportant une cascade de régénérateurs 3R : état de l'art	88
2. Etude numérique de l'évolution des densités de probabilité de puissance et du taux d'erreur binaire	89
2.1. Porte non linéaire en automodulation	90
2.2. Transformation des densités de probabilité de puissance à la traversée d'une porte non linéaire	91
2.2.1. Porte non linéaire	92
2.2.2. Un passage dans le régénérateur	92
2.2.3. Cascade de régénérateurs	93
2.3. Influence du facteur de transmission du bruit	95
2.3.1. Portes non linéaires	95
2.3.2. Un passage dans le régénérateur	95
2.3.3. Cascade de régénérateurs	96
2.4. Influence du facteur discriminant	97
2.4.1. La porte non linéaire	97
2.4.2. Un passage dans le régénérateur	97
2.4.3. Cascade de régénérateurs	98
2.5. Influence de la puissance du signal devant la porte non linéaire	99
2.5.1. Importance de la puissance devant le régénérateur	99
2.5.2. Un passage dans le régénérateur	100
2.5.3. Cascade de régénérateurs	101
2.6. Influence du bruit de la ligne	103
2.6.1. Un passage dans le régénérateur	103
2.6.2. Cascade de régénérateurs	104
2.7. Conclusions de l'étude	105
2.7.1. Taux d'erreur binaire en fonction de la puissance du seuil de décision	105
2.7.2. Taux d'erreur binaire en fonction du nombre de cascades	106
II. VALIDATIONS EXPERIMENTALES	106
1. Description du dispositif et caractérisations	106
1.1. 1 ^{er} convertisseur en longueur d'onde : le miroir optique à boucle non linéaire à SOA	107
1.2. 2 ^{ème} convertisseur de longueur d'onde : le double étage de SOA	108
1.3. Caractérisations du dispositif	109
2. Mise en évidence de l'efficacité du dispositif	111
2.1. Mise en évidence de l'efficacité du dispositif	111
2.2. Etude expérimentale de l'évolution du taux d'erreur binaire avec le nombre de cascades	112
2.3. Evolution du taux d'erreur binaire avec le seuil de décision	113
CONCLUSION DU CHAPITRE	115

CHAPITRE V.

ETUDE DU REGENERATEUR 2R A BASE D'ABSORBANT SATURABLE ET D'AMPLIFICATEUR A SEMICONDUCTEUR 117

I.	PRINCIPE DU DISPOSITIF ET PRINCIPALES CARACTERISATIONS	118
1.	Principe	118
1.1.	Effet de saturation	118
1.2.	Mise en cavité	120
1.3.	Temps de recombinaison des porteurs	121
1.4.	Absorbant saturable en microcavité verticale pour la régénération optique	121
2.	Composants étudiés	121
2.1.	Composant dopé Fer	122
2.2.	Composant irradié	122
3.	Paramètres de caractérisations	122
3.1.	Particularité d'une caractérisation en vue d'une application pour les télécommunications	122
3.2.	Réfectivité	123
3.3.	Contraste	123
3.3.1.	Définition	123
3.3.2.	Pompe sonde	124
3.3.3.	Caractérisation du composant 2	125
3.4.	Pertes	126
3.5.	Bande passante	126
4.	Influence de certains paramètres	126
4.1.	Influence de la longueur d'onde	126
4.2.	Influence des effets thermiques	127
4.3.	Augmentation du bruit d'amplitude	130
5.	Solutions pour une régénération 2R complète	131
5.1.	Propagation non linéaire	131
5.2.	SOA comme limiteur de gain	132
5.2.1.	Principe	132
5.2.2.	Configurations	133
5.2.3.	Le SOA utilisé	134
6.	Conclusion de la caractérisation de l'absorbant saturable en microcavité	135
II.	ETUDE NUMERIQUE	135
1.	Description du modèle	135
1.1.	Modèle du SOA : modèle de Saleh	135
1.2.	Modèle de l'Absorbant saturable issu du modèle de Saleh	137
1.3.	Paramètres de caractérisation du diagramme de l'œil	139
2.	Etude à 10 Gbit/s	140
2.1.	Cascade d'un absorbant saturable et d'un SOA sans bruit ajouté à 10 Gbit/s	140
2.1.1.	Absorbant saturable seul	140
2.1.2.	Absorbant saturable suivi d'un SOA	142
2.1.3.	Prise en considération du chirp du SOA	144

2.2. Cascade d'un absorbant saturable et d'un SOA avec bruit d'émission spontanée amplifiée dans la liaison _____	146
2.2.1. Comparaison avec le cas sans bruit _____	146
2.2.2. Impact du bruit de ligne _____	147
2.2.3. Impact du nombre de cascades à travers le régénérateur 2R _____	149
2.2.4. Impact du chirp du SOA _____	149
3. Etude à 40 Gbit/s _____	151
3.1. Cascade d'un absorbant saturable et d'un SOA sans bruit ajouté à 40 Gbit/s _____	151
3.1.1. Réponse instantanée du SOA _____	151
3.1.2. Réponse non instantanée du SOA _____	152
3.1.3. Prise en considération du couplage phase amplitude du SOA _____	154
3.2. Cascade d'un absorbant saturable et d'un SOA avec bruit ajouté à 40 Gbit/s _____	154
3.3. Impact du couplage phase amplitude _____	155
III. ETUDE EXPERIMENTALE _____	157
1. Mise en évidence de l'efficacité du dispositif _____	158
1.1. Observation du spectre _____	158
1.2. Mise en évidence de l'effet de régénération _____	159
2. Tolérance au bruit du régénérateur _____	161
2.1. Facteur d'amélioration de la distance _____	161
2.2. Taux d'erreur binaire _____	162
3. Etude de l'efficacité du régénérateur en fonction de la longueur d'onde _____	161
4. Conclusion de l'étude à 10 Gbit/s _____	166
5. Démonstration de l'efficacité de l'absorbant saturable à 40 Gbit/s _____	167
CONCLUSION DU CHAPITRE _____	168

CHAPITRE VI.

ETUDE GENERALE DE LA CASCADE DE REGENERATEURS 2R _____ 173

I. ACCUMULATION DE GIGUE TEMPORELLE DANS UNE CASCADE DE PORTES NON LINEAIRES : ETUDE ANALYTIQUE ET NUMERIQUE _____	174
1. Etude analytique _____	174
1.1. Signal triangulaire _____	174
1.2. Passage dans la porte non linéaire _____	176
1.2.1. La porte _____	176
1.2.2. Traversée du signal triangulaire dans la porte _____	176
1.2.3. Présence de bruit d'amplitude _____	178
1.3. Variation des fronts de l'impulsion à la traversée de la porte non linéaire _____	178
1.3.1. Calcul de l'instant où les fronts sont à mi-hauteur de leur amplitude _____	179
1.3.2. Variations d'amplitude _____	179
1.3.3. Influence du facteur discriminant de la porte non linéaire _____	180
2. Approche numérique _____	181
2.1. Transfert du bruit d'amplitude en pseudo gigue temporelle _____	181

2.2. Prise en considération du temps de réponse _____	186
II. ETUDE DU PAS DE REGENERATION DANS LA LIGNE _____	188
1. Principe de l'étude _____	188
2. Taux d'erreur binaire et distance de propagation _____	189
3. Taux d'erreur binaire en fonction du seuil de décision _____	191
III. IMPACT DU FACTEUR DISCRIMINANT DE LA PORTE NON LINEAIRE _____	193
1. Evolution de la fonction de transmission en fonction du point de fonctionnement _____	194
2. Evolution du taux d'erreur binaire _____	197
CONCLUSION DU CHAPITRE _____	199
CONCLUSION _____	201
ANNEXE 1 _____	203
ETUDE NUMERIQUE DU POTENTIEL DE LA TECHNIQUE D'ELARGISSEMENT SPECTRAL SUIVI D'UN FILTRAGE DECALE AVEC DES FIBRES MICROSTRUCTUREES A VERRE DE CHALCOGENURE _____	203
1. PRINCIPE DU DISPOSITIF _____	203
2. FIBRES MICRO STRUCTUREES A VERRE DE CHALCOGENURE _____	204
2.1 Les fibres micro structurées _____	204
2.2 Les fibres à verre de chalcogénure _____	204
2.3 Comparaison des longueurs caractéristiques pour quatre types de fibre _____	205
3. MODELISATION DU DISPOSITIF _____	206
4. PRINCIPAUX RESULTATS _____	206
ANNEXE 2 _____	211
PRESENTATION DU MODELE DE SALEH _____	211
1. EVOLUTION DU CHAMP DANS UN MILIEU AMPLIFICATEUR _____	211
2. EQUATION DE L'EVOLUTION DE LA DENSITE DE PORTEURS _____	212
3. EN FONCTION DU GAIN MOYEN DU SOA _____	214
ANNEXE 3 _____	215
PUBLICATIONS _____	215

TABLE DES FIGURES

Figure I.1 : Schéma d'une liaison optique point à point.	7
Figure I.2 : Formats NRZ (a) et RZ (b).	8
Figure I.3 : Module d'émission NRZ.	9
Figure I.4 : Diagramme de l'œil (a) et spectre (b) d'un signal NRZ.	9
Figure I.5 : Module d'émission RZ, première méthode.	10
Figure I.6 : Module d'émission RZ, deuxième méthode.	10
Figure I.7 : Champ du modulateur (a), amplitude de l'horloge (b) et module du champ transmis (c) pour un format RZ $2V\pi$	11
Figure I.8 : Diagramme de l'œil (a) et spectre (b) d'un signal RZ.	11
Figure I.9 : Champ du modulateur (a), amplitude de l'horloge (b) et module du champ transmis (c) pour un format CSRZ $2V\pi$	12
Figure I.10 : Diagramme de l'œil (a) et spectre (b) d'un signal CSRZ.	12
Figure I.11 : Chaîne de détection.	13
Figure I.12 : Multiplexage temporel électrique (ETDM).	14
Figure I.13 : Multiplexage temporel optique (OTDM).	15
Figure I.14 : Spectre d'atténuation d'une fibre optique de Silice.	16
Figure I.15 : Diagramme de l'œil sans (a) et avec (b) bruit d'émission spontanée amplifiée.	17
Figure I.16 : Extraction de trois impulsions du diagramme de l'œil.	18
Figure I.17 : Impulsions d'intensité variable (impulsion (a) moins puissante que l'impulsion (b)) et fréquence instantanée du signal ayant subi de l'effet de SPM.	22
Figure I.18 : Spectre d'un signal en présence de mélange à quatre ondes.	24
Figure I.19 : Séquence d'impulsions et diagramme de l'œil NRZ (a) et RZ (b).	26
Figure I.20 : Diagrammes de l'œil NRZ et RZ avec du bruit d'amplitude (a) et (b), de la gigue temporelle (c) et (d), des interférences entre symboles (e) et (f).	27
Figure I.21 : Détermination expérimentale du facteur de qualité.	30
Figure I.22 : Diagramme de l'œil et histogrammes en tension et en temps indiquant les paramètres définissant les deux facteurs de qualité.	31
Figure II.1: Fonction de transmission d'une porte optique non linéaire.	35
Figure II.2 : Régénération par auto modulation (a) et par modulation croisée (b)	36
Figure II.3 : Principe de la régénération 3R.	37
Figure II.4 : Fonction de transmission d'une porte non linéaire en modulation croisée.	38
Figure II.5 : Caractéristique Psortie-Pentrée (a) et fonction de transmission (b) d'une porte non linéaire par auto modulation.	41
Figure II.6 : Principe de la conversion de longueur d'onde dans un SOA.	43
Figure II.7 : Spectres d'absorption linéaire à température ambiante d'un matériau massif (GaAs) et de multipuits quantiques (GaAs/AlGaAs) d'après [12].	44
Figure II.8 : Principe de la régénération d'un signal multiplexé en longueur d'onde dans un absorbant saturable à mutli puits quantiques en micro cavité.	45
Figure II.9 : Principe de la régénération dans un modulateur à électroabsorption.	45
Figure II.10 : Schéma d'un interféromètre de Mach Zehnder comportant un SOA par bras.	46
Figure II.11 : Schéma d'un NOLM en modulation croisée.	48
Figure II.12 : Schéma d'un NOLM en auto modulation.	48
Figure II.13 : Schéma d'un régénérateur par filtrage décalé.	49
Figure II.14 : Schéma de principe issu de [3], de la régénération par modulation synchrone et filtrage, et illustration du principe de fonctionnement.	50
Figure III.1 : Schéma de la chaîne modélisée.	56
Figure III.2 : Diagrammes de l'œil avec filtrage de 0,5 nm (à gauche) et de 5 nm (à droite).	57
Figure III.3 : Schéma de la chaîne modélisée.	58
Figure III.4 : Evolution de la sensibilité du récepteur, à 10 Gbit/s, pour un taux d'erreur binaire de 10^{-10} en fonction de la largeur des impulsions.	58

Figure III.5 : Taux d'erreur binaire en fonction du seuil de décision électrique à différentes puissances optiques sur le préamplificateur optique.....	60
Figure III.6 : Diagramme de l'œil obtenu après 20 cascades de régénérateurs.....	60
Figure III.7 : Comparaison d'une portion des séquences d'impulsions en entrée du dispositif (gauche) et après 20 cascades dans le régénérateur (droite).....	61
Figure III.8 : Caractéristique $P_{\text{sortie}}-P_{\text{entrée}}$ d'une porte non linéaire en auto modulation.....	62
Figure III.9 : Fonction de transmission d'une porte non linéaire en modulation croisée.....	63
Figure III.10 : Boucle à recirculation.....	66
Figure III.11 : Chronogramme des commandes des commutateurs, de la fenêtre de lecture et de la puissance optique en sortie de la boucle à recirculation.....	67
Figure III.12 : Boucle à recirculation à pas de régénération variable.....	67
Figure III.13 : Chronogramme des commandes des commutateurs, de la fenêtre de lecture et de la puissance optique en sortie de la boucle à recirculation à pas de régénération variable.....	68
Figure III.14 : Ligne de transmission dite 'à amplification hybride'.....	70
Figure III.15 : Ligne de transmission dite 'tout erbium'.....	71
Figure III.16 : Schéma du module d'émission RZ à 10 Gbit/s sur Optisystem.....	72
Figure III.17 : Schéma du module d'émission RZ à 40 Gbit/s sous Optisystem.....	73
Figure III.18 : Schéma du module de réception sous Optisystem.....	73
Figure III.19 : Evolution numérique et expérimentale du taux d'erreur binaire avec le rapport signal sur bruit optique (sur 0,2 nm) à 10 Gbit/s.....	74
Figure III.20 : Comparaison de l'évolution numérique et expérimentale du taux d'erreur binaire avec le rapport signal sur bruit optique (mesuré sur 1 nm) à 40 Gbit/s.....	75
Figure III.21 : Schéma de la ligne modélisée.....	76
Figure III.22 : Evolution numérique et expérimentale du rapport signal sur bruit optique mesuré sur 0,2 nm en fonction de la distance de la ligne 'Tout Erbium' à 10 Gbit/s.....	77
Figure III.23 : Evolution numérique et expérimentale du taux d'erreur binaire en fonction de la distance de la ligne 'Tout Erbium' à 10 Gbit/s.....	77
Figure III.24 : Evolution numérique et expérimentale du taux d'erreur binaire en fonction de la distance de la ligne 'Hybride' à 40 Gbit/s.....	78
Figure III.25 : Chaîne de transformation des densités de probabilités dans la ligne de transmission.....	80
Figure IV.1 : Extrait de [2], Taux d'erreur binaire en fonction du nombre de cascades pour des portes de non linéarité variable pour un taux d'erreur binaire de 10^{-12} après le premier répéteur.....	87
Figure IV.2 : Schéma de la cascade d'amplificateurs optiques et de portes non linéaires modélisée.....	88
Figure IV.3 : Caractéristique puissance de sortie – puissance d'entrée d'une porte non linéaire.....	89
Figure IV.4 : Caractéristique puissance de sortie – puissance d'entrée de la porte non linéaire.....	90
Figure IV.5 : Somme des densités de probabilité de puissance des symboles '1' et '0' avant (trait discontinu) et après (trait continu) passage dans la porte non linéaire.....	90
Figure IV.6 : Evolution du taux d'erreur binaire en fonction du seuil de décision optique avant (trait discontinu) et après (trait continu) passage dans la porte non linéaire.....	91
Figure IV.7 : Somme des densités de probabilité de puissance des symboles '1' et '0' (a) et évolution du taux d'erreur binaire en fonction du seuil de décision optique (b) après un nombre de cascades variable.....	92
Figure IV.8 : Evolution du taux d'erreur binaire avec le nombre de cascades.....	92
Figure IV.9 : Caractéristiques puissance de sortie – puissance d'entrée de portes non linéaires pour différentes valeurs de α et donc différents facteurs de transmission de bruit.....	93
Figure IV.10.a : Somme des densités de probabilité de puissance des symboles '1' et '0' pour différentes valeurs du facteur de transmission du bruit.....	93
Figure IV.11 : Taux d'erreur binaire en fonction du seuil de décision optique après un nombre de cascades variable pour les portes 1 (a) et 3 (b).....	94
Figure IV.12 : Taux d'erreur binaire en fonction du nombre de cascades pour trois facteurs de transmission du bruit.....	94
Figure IV.13 : Fonctions de transmission de portes non linéaire de facteurs discriminants variables.....	95

Figure IV.14 : Taux d'erreur binaire en fonction du seuil de décision optique après un passage dans des portes non linéaires de facteur discriminant variable.....	96
Figure IV.15 : Taux d'erreur binaire en fonction du seuil de décision optique après 1, 10 et 20 passages dans la porte 2.....	96
Figure IV.16 : Taux d'erreur binaire en fonction du nombre de cascades d'une porte non linéaire, de facteur discriminant variable.....	97
Figure IV.17 : Ajustement de la puissance du signal devant la porte non linéaire pour une transformation optimale des densités de probabilité de puissance des symboles.....	98
Figure IV.18 : Taux d'erreur binaire en fonction du seuil de décision optique après un passage dans une porte non linéaire pour une puissance variable.....	98
Figure IV.19 : Taux d'erreur binaire en fonction du seuil de décision optique après un passage dans une porte non linéaire pour une puissance incidente variable.....	99
Figure IV.20 : Taux d'erreur binaire en fonction de la puissance du seuil de décision pour la porte 1, après 10 cascades pour une puissance incidente sur le régénérateur variable.....	99
Figure IV.21 : Taux d'erreur binaire en fonction de la puissance du seuil de décision pour la porte 3, après 10 cascades pour une puissance incidente sur le régénérateur variable.....	100
Figure IV.22 : Taux d'erreur binaire en fonction du nombre de cascades dans une porte non linéaire pour une puissance incidente variable sur le régénérateur.....	101
Figure IV.23 : Taux d'erreur binaire en fonction de la puissance de seuil de décision après un passage dans une porte non linéaire pour un OSNR de ligne variable.....	102
Figure IV.24 : Taux d'erreur binaire en fonction de la puissance de seuil de décision après 10 passages dans la porte 1 pour un OSNR de ligne variable.....	102
Figure IV.25 : Taux d'erreur binaire en fonction du nombre de cascades dans une porte non linéaire pour un OSNR de ligne variable.....	103
Figure IV.26 : Schéma de principe du double convertisseur de longueur d'onde.....	105
Figure IV.27 : Principe du NOLM SOA.....	106
Figure IV.28 : Principe du double étage de SOA.....	107
Figure IV.29 : Evolution du taux d'extinction en sortie du régénérateur optique 3R.....	108
Figure IV.30 : Diagramme de l'œil en sortie du régénérateur optique 3R.....	108
Figure IV.31 : Caractérisation du dispositif entre l'émetteur et le récepteur.....	109
Figure IV.32 : Montage expérimental de la boucle à recirculation avec le régénérateur optique 3R.....	109
Figure IV.33 : Taux d'erreur binaire en fonction de la distance de propagation dans le régénérateur optique 3R pour différents OSNR en entrée du premier régénérateur.....	110
Figure IV.34 : Taux d'erreur binaire en fonction du seuil de décision électrique du récepteur pour un OSNR en entrée du premier régénérateur optique 3R de 21 dB sur 0,1 nm.....	112
Figure V.1 : Spectres d'absorption linéaire à température ambiante d'un matériau massif (GaAs) et de multipuits quantiques (GaAs/AlGaAs) d'après [1].....	117
Figure V.2 : Fonction de transmission de l'absorbant saturable.....	118
Figure V.3 : Schéma de principe d'un absorbant saturable en micro cavité.....	118
Figure V.4 : Spectre en réflectivité du composant 2.....	121
Figure V.5 : Principe d'un montage pompe sonde.....	123
Figure V.6 : Caractérisation pompe sonde du composant 2.....	124
Figure V.7 : Schéma de la variation du spectre en réflectivité avec la puissance incidente.....	125
Figure V.8 : Caractérisation pompe sonde du composant 2 à différentes longueurs d'ondes.....	125
Figure V.9 : Spectre en réflectivité du composant 1 en fonction de la puissance incidente.....	126
Figure V.10 : Evolution de la puissance instantanée des symboles '1' (a) et des symboles '0' (b).	127
Figure V.11 : Schéma de principe de l'évolution du contraste en fonction de la puissance crête incidente pour différentes puissances moyennes.....	128
Figure V.12 : Réflectivité de l'AS (a), Gain du SOA (b) et fonction de transmission globale du dispositif (c).....	130
Figure V.13 : Schéma d'une configuration possible de régénérateur 2R WDM à base d'AS et de SOA.....	131
Figure V.14 : Montage de la première configuration (SOA puis AS).....	131
Figure V.15 : Gain statique numérique et expérimental du SOA.....	134
Figure V.16 : Réponse impulsionnelle du SOA pour une compression de gain de 1 et 3,5 dB.....	135

Figure V.17 : Evolution expérimentale et numérique du contraste avec la puissance moyenne du composant 2 à la longueur d'onde de résonance.	136
Figure V.18 : Réponse impulsionnelle de l'AS pour un contraste de 1 et 2 dB.	136
Figure V.19 : Schéma de la modélisation d'une cascade d'absorbants saturables et de SOA.	138
Figure V.20 : Diagramme de l'œil d'une cascade d'AS seul, de réponse instantanée.	139
Figure V.21 : Diagrammes de l'œil d'une cascade de 7 AS de réponse 5 ps sans filtre (a) et avec un filtre de bande optique à 3 dB de 0,22 nm (b).	140
Figure V.22 : Diagramme de l'œil après 20 cascades pour un SOA de réponse instantanée et un AS de réponse 5 ps.	141
Figure V.23 : Diagrammes de l'œil d'une cascade de 20 régénérateurs pour une réponse de l'AS de 5 ps, une réponse du SOA de 15 ps et un filtre de bande optique à 3 dB de 0,25 nm.	142
Figure V.24 : Diagramme de l'œil obtenu après 5 tours pour les paramètres du Tableau V.13.	142
Figure V.25 : Diagramme de l'œil après 20 cascades d'un dispositif comportant un AS de réponse 5 ps et d'un SOA de réponse 15 ps, de facteur de Henry 5 et d'un filtre optique de 0,25 nm (a). Diagramme de l'œil après 10 cascades en négligeant le couplage phase amplitude mais en gardant les mêmes paramètres de puissance (b).	143
Figure V.26 : Diagramme de l'œil du signal après 20 cascades sans (a) et avec régénérateur (b) en présence de bruit d'émission spontanée amplifiée.	144
Figure V.27 : Schéma d'un diagramme de l'œil en présence de bruit d'émission spontanée amplifiée sans (a), et avec régénérateur (b).	145
Figure V.28 : Diagrammes de l'œil après 20 tours, sans régénérateur dans les cas 1 (a), 2 (b) et 3 (c) et avec régénérateur dans les cas 1 (d), 2 (e) et 3 (f).	146
Figure V.29 : Diagramme de l'œil au bout de 40 (a), 60 (b), 80 (c) et 100 cascades (d).	147
Figure V.30 : Diagramme de l'œil après 20 cascades sans (a) et avec (b) régénérateur en prenant le chirp du SOA en considération.	148
Figure V.31 : Diagrammes de l'œil après 5 cascades pour une constante de temps de l'AS 5 ps (a), après 15 cascades pour une constante de temps de 3 ps (b) et après 20 cascades pour une constante de temps de l'AS de 1,5 ps (c).	150
Figure V.32 : Diagrammes de l'œil après 2 cascades pour une constante de temps du SOA de 15 ps (a), après 5 cascades et une constante de 7 ps (b), après 20 cascades et une constante de temps du SOA de 5 ps (c) et), et après 20 cascades et une constante de temps du SOA de 3 ps (c).	151
Figure V.33 : Diagramme de l'œil après 20 cascades pour les paramètres du Tableau V.15.	152
Figure V.34 : Diagrammes de l'œil sans régénérateur après 10 cascades (a), avec régénérateur après 20 cascades (b).	153
Figure V.35 : Diagramme de l'œil après 20 cascades à 40 Gbit/s en considérant le couplage phase amplitude.	154
Figure V.36 : Montage expérimental de la boucle à recirculation avec le régénérateur 2R dans la première configuration.	156
Figure V.37 : Spectre après plusieurs cascades dans le régénérateur 2R et un filtre de bande à 3 dB de 5 nm (a) et de 0,25 nm (b).	157
Figure V.38 : Diagramme de l'œil sans régénérateur après 7, 16, 26, 32 et 45 tours dans la boucle (a) et avec régénérateur après 1, 5, 10, 19 et 73 tours (b).	158
Figure V.39 : Diagramme de l'œil avec régénérateur après 7, 60, 92, 133 et 187 tours de boucle, avec une bobine dispersive en réception.	158
Figure V.40 : Taux d'erreur binaire en fonction de la distance de propagation avec et sans régénérateur 2R dans la première configuration.	159
Figure V.41 : Facteur d'amélioration de la distance pour un taux d'erreur binaire de 10^{-8} en fonction de l'OSNR.	159
Figure V.42 : Taux d'erreur binaire en fonction de la distance avec le régénérateur 2R dans la première configuration (carrés pleins) et sans régénérateur (cercles vides) pour un OSNR devant le premier régénérateur de 23,6 dB (sur 0,2 nm).	160
Figure V.43 : Montage expérimental de la boucle à recirculation avec le régénérateur 2R dans la deuxième configuration.	161
Figure V.44 : Taux d'erreur binaire en fonction de la distance de propagation avec et sans régénérateur 2R dans la deuxième configuration.	162
Figure V.45 : Facteur d'Amélioration de la Distance pour un taux d'erreur binaire de 10^{-8} en fonction de la longueur d'onde (échelle de gauche) et spectre en réflectivité du composant (échelle de droite).	163

Figure V.46 : Schéma du dispositif pour la régénération à 40 Gbit/s.....	165
Figure V.47 : Evolution du taux d'erreur binaire en fonction de la distance avec et sans régénérateur à 40 Gbit/s.....	166
Figure VI.1 : (a) signal triangulaire, (b) signal triangulaire avec bruit d'amplitude.....	173
Figure VI.2 : Caractéristique puissance de sortie – puissance d'entrée de la porte non linéaire.....	174
Figure VI.3 : signal d'entrée (a), porte non linéaire (b) et signal de sortie (c).....	175
Figure VI.4 : signal d'entrée (a), porte non linéaire (b) et signal de sortie (c) de deux impulsions d'amplitudes différentes.....	176
Figure VI.5 : Caractéristique puissance de sortie – puissance d'entrée de portes non linéaires de facteur discriminant variable pour une même puissance de seuil et de puissance $P_{out\ min}$	178
Figure VI.6 : Puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée de la porte non linéaire.....	180
Figure VI.7 : Impulsion incidente de puissance variable (a) et impulsion après avoir traversé 10 portes non linéaires en marche d'escalier (b).....	180
Figure VI.8 : Diagrammes de l'œil (a) et extraction de quelques impulsions (b) après 10 tours sans régénérateur.....	181
Figure VI.9 : Diagramme de l'œil après 10 cascades dans la porte non linéaire et une bande passante de 12,5 GHz.....	182
Figure VI.10 : Diagrammes de l'œil (a) et extraction de quelques impulsions (b) après 10 tours avec régénérateur.....	182
Figure VI.11 : Portes non linéaires modélisées.....	183
Figure VI.12 : Diagrammes de l'œil après 10 passages, pour $\gamma = 500$ (a), $\gamma = 5$ (b) et $\gamma = 2,5$ (c).....	183
Figure VI.13 : Porte non linéaire de constante de temps τ_c	184
Figure VI.14 : Diagramme de l'œil après 10 cascades pour une constante de temps de 1 ps (a), 5 ps (b), 11 ps (c) et 15 ps (d).....	185
Figure VI.15 : Facteur de qualité temporel après 10 cascades pour une constante de temps variable.....	185
Figure VI.16 : Montage expérimental de la boucle à recirculation à pas variable avec le régénérateur 2R dans la deuxième configuration.....	187
Figure VI.17 : Taux d'erreur binaire en fonction de la distance de propagation avec et sans régénérateur 2R dans la deuxième configuration pour un pas de régénération variant de 200 à 600 km.....	188
Figure VI.18 : Taux d'erreur binaire en fonction du seuil de décision électrique du récepteur pour un pas de régénération de 300 et 600 km à une distance où le taux d'erreur binaire est de 10^{-7}	190
Figure VI.19 : Taux d'erreur binaire en fonction du seuil de décision électrique du récepteur pour un pas de régénération de 200 km à 26 000 km, de 400 km à 14 000 km et de 500 km à une distance de 8 000 km.....	191
Figure VI.20 : Réflectivité de l'absorbant saturable et saturation du gain.....	193
Figure VI.21 : Fonction de transmission du régénérateur.....	194
Figure VI.22 : Caractéristique Puissance de sortie – Puissance d'entrée du régénérateur.....	194
Figure VI.23 : Evolution du gain statique d'un SOA lorsque la puissance du faisceau de maintien varie.....	195
Figure VI.24 : Taux d'erreur binaire en fonction de la distance de propagation pour un pas de régénération de 600 km avec le régénérateur 2R optique et pour deux points de fonctionnement différents.....	196

TABLE DES TABLEAUX

<i>Tableau III.1 : Paramètres du module d'émission à 10 Gbit/s.</i>	72
<i>Tableau III.2: Paramètres du module d'émission à 40 Gbit/s.</i>	73
<i>Tableau III.3 : Paramètres de modélisation du module de réception à 10 Gbit/s.</i>	74
<i>Tableau III.4 : Paramètres de modélisation du module de réception à 40 Gbit/s.</i>	74
<i>Tableau III.5 : Paramètres de simulation numérique de la caractérisation en 'back to back'.</i>	74
<i>Tableau III.6 : Paramètres de modélisation de la ligne 'Tout Erbium' à 10 Gbit/s.</i>	76
<i>Tableau III.7 : Paramètres de modélisation de la ligne 'Hybride' à 40 Gbit/s.</i>	78
<i>Tableau V.1 : Paramètres de modélisation pour une cascade d'AS de réponse instantanée.</i>	138
<i>Tableau V.2 : Paramètres de modélisation pour une cascade d'AS de réponse 5ps.</i>	139
<i>Tableau V.3 : Paramètres de modélisation pour une cascade d'AS de réponse 5 ps et de SOA de réponse instantanée.</i>	141
<i>Tableau V.4 : Paramètres de modélisation pour une cascade d'AS de réponse 5 ps et de SOA de réponse 15 ps.</i>	141
<i>Tableau V.5 : Paramètres de modélisation avec couplage phase amplitude après optimisation des paramètres de puissance.</i>	143
<i>Tableau V.6 : Paramètres de modélisation du régénérateur pour une cascade de régénérateurs à 10 Gbit/s avec bruit d'émission spontanée amplifiée.</i>	144
<i>Tableau V.7 : Paramètres de caractérisation des diagrammes de l'œil en présence d'ESA.</i>	145
<i>Tableau V.8 : Paramètres de modélisation des différentes lignes considérées.</i>	145
<i>Tableau V.9 : Paramètres de caractérisation des diagrammes de l'œil en fonction de l'accumulation de bruit d'émission spontanée amplifiée.</i>	146
<i>Tableau V.10 : Paramètres de caractérisation du diagramme de l'œil en fonction du nombre de cascades.</i>	147
<i>Tableau V.11: Paramètres de modélisation pour une cascade de dispositifs en présence d'émission spontanée amplifiée et sans négliger le couplage phase amplitude.</i>	148
<i>Tableau V.12 : Paramètres de caractérisation des diagrammes de l'œil sans régénérateur, avec régénérateur et couplage phase amplitude, avec régénérateur sans couplage phase amplitude.</i>	148
<i>Tableau V.13 : Paramètres de modélisation d'une cascade d'AS de réponse variable et de SOA de réponse instantanée à 40 Gbit/s.</i>	149
<i>Tableau V.14 : Paramètres de modélisation pour une cascade d'AS de réponse 1,5 ps et de SOA de réponse variable à 40 Gbit/s.</i>	150
<i>Tableau V.15 : Paramètres de modélisation avec couplage phase amplitude à 40 Gbit/s.</i>	152
<i>Tableau V.16 : Paramètres de modélisation pour une cascade de régénérateurs en présence d'émission spontanée amplifiée à 40 Gbit/s.</i>	153
<i>Tableau V.17 : Caractérisations des diagrammes de l'œil avec et sans régénérateur en présence d'émission spontanée amplifiée à 40 Gbit/s.</i>	153
<i>Tableau V.18 : Paramètres de modélisation en présence d'ESA et de couplage phase amplitude à 40 Gbit/s.</i>	154
<i>Tableau V.19 : paramètres du point de fonctionnement de la première configuration.</i>	156
<i>Tableau V.20: paramètres du point de fonctionnement de la deuxième configuration.</i>	162
<i>Tableau V.21: paramètres du régénérateur à 40 Gbit/s.</i>	165
<i>Tableau VI.1 : Paramètres de modélisation.</i>	181
<i>Tableau VI.2 : Paramètres de modélisation.</i>	183
<i>Tableau VI.3: Caractérisations des diagrammes de l'œil pour différents facteurs discriminants.</i>	184
<i>Tableau VI.4 : Paramètres de modélisation.</i>	184
<i>Tableau VI.5: Paramètres de modélisation.</i>	193
<i>Tableau VI.6 : Paramètres des deux points de fonctionnement considérés.</i>	195

TABLE DES ABREVIATIONS

	Signification anglo-saxonne	Signification française
ASE - ESA	Amplified Spontaneous Emission	Emission Spontanée Amplifiée
ASK	Amplitude Shift Keying	Modulation d'amplitude
AS	Saturable absorber	Absorbant Saturable
ASTERIX		Absorbant Saturable pour la régénération TERabit multiPlexée en longueurs d'ondes
BER	Bit Error Rate	Taux d'erreur binaire
CSRZ	Carrier Suppressed Return to Zero	
DCF	Dispersion Shifted Fiber	Fibre à compensation de dispersion chromatique
DGD	Differential Group Delay	Retard de groupe
DPSK	Differential Phase Shift Keying	
DWDM	Dense wavelength Division Multiplexing	Multiplexage dense en longueurs d'ondes
DESOA	Dual stage of SOA	Double étage de SOA
EDFA	Erbium Doped Fiber Amplifier	Amplificateur à fibre dopée Erbium
ETDM	Electrical Time Division Multiplexing	Multiplexage électrique à répartition dans le temps
FD		Facteur Discriminant
FEC	Forward Error Corrector	Code correcteur d'erreurs
FMC	Chalcogenide Holey Fiber	Fibre Micro-Structurée à verre de Chalcogénure
FMS	Silice Holey Fiber	Fibre Micro-Structurée de Silice
FTB		Facteur de Transmission du Bruit
FWHM	Full width at half maximum	Largeur à mi-hauteur
FWM	Four wave mixing	Mélange à quatre ondes
GVD	Group Velocity Dispersion	Dispersion de vitesse de groupe
LAR	Delay line	Ligne à retard
MEA	Electro-absorption modulator	Modulateur à Electro-Absorption
MQW	Multi-Quantum Well	Multi Puits Quantiques
MUX / DEMUX		Multiplexeur / Démultiplexeur
MZI	Mach-Zehnder Interferometer	Interféromètre de Mach-Zehnder
NF	Noise Figure	Facteur de bruit
NOLM	Nonlinear Optical Loop Mirror	Miroir optique non-linéaire en boucle
NOLM-SOA	Nonlinear Optical Loop Mirror with a Semiconductor Optical Amplifier	Miroir optique non-linéaire en boucle à amplificateur optique à semiconducteur
NRZ	Non return to zero	Non retour à zéro
NZDSF	Non Zero Dispersion Shifted Fiber	Fibre à dispersion décalée non nulle
OTDM	Optical Time Division Multiplexing	Multiplexage optique à répartition dans le temps
OSNR	Optical Signal to Noise Ratio	Rapport signal sur bruit optique
PERFOS		Plate-forme d'Etudes et de Recherches

		sur les Fibres Optiques Spéciales
PERSYST		Plate-forme d'Evaluation et de Recherches en SYStèmes de Transmissions optiques
PDL	Polarization Dependent Loss	Pertes dépendant de la polarisation
PMD	Polarisation Mode Dispersion	Dispersion modale de polarisation
PRBS	Pseudo Random Bit Sequence	Séquence pseudo aléatoire
PSK	Phase Shift Keying	Modulation de phase
1R	Amplifying Repeater	Répéteur amplificateur
2R	Reshaping Repeater	1R + Remise en forme
3R	Reiming Reshaping Repeater	2R + Resynchronisation
RC		Rapport Cyclique
RNRT		Réseau National de Recherche en Télécommunications
RZ	Return to zero	Retour à zero
TEB	Bit error rate	Taux d'Erreur Binaire
TR		Taux de Remplissage
TWRS	True Wave Reduced Slope	Fibre de type 'True-Wave' à pente réduite
SESAM	Semiconductor Saturable Absorber Mirror	Miroir absorbant saturable à semiconducteur
SLALOM	Semiconductor Laser Amplifier in a Loop Mirror	Miroir optique non-linéaire en boucle à amplificateur optique à semiconducteur
SMF	Single Mode Fiber	Fibre monomode
SOA	Semiconductor Optical Amplifier	Amplificateur optique à semiconducteur
SPM	Self Phase Modulation	Automodulation de phase
WDM	Wavelength Division Mutlplexing	Multiplexage en longueur d'onde
XPM	Cross (X) Phase Modulation	Modulation de phase croisée

INTRODUCTION

La croissance du trafic de l'information nécessite le développement de réseaux de télécommunications toujours plus performants. Pour y parvenir et grâce à des efforts de recherche, la capacité et la portée des liaisons optiques ont augmenté de manière considérable au cours de la dernière décennie [1].

L'introduction des réseaux multiplexés en longueur d'onde (WDM pour Wavelength Division Multiplexing), grâce notamment à l'invention des amplificateurs optiques à fibre dopée Erbium (EDFA pour Erbium Doped Fiber Amplifier), a été l'un des facteurs les plus moteurs de cette croissance.

L'augmentation du débit binaire par canal (40 Gbit/s, 160 Gbit/s, ou plus [2]), les nouveaux formats de modulation [3], ainsi que des régimes de propagation du signal bien spécifiques (régime soliton [4, 5], régime pseudo linéaire [6]), ont également contribué à l'augmentation de la capacité des liaisons.

Pour toutes ces raisons, la pérennité des réseaux optiques ne fait plus de doute aujourd'hui. Les dispositifs de traitement tout optique du signal sont d'un grand intérêt avec la montée en débit d'une part (les dispositifs optoélectroniques sont coûteux, voire inexistantes aux débits élevés (> 40 Gbit/s)), pour limiter le coût des nœuds de routage et rendre les réseaux plus flexibles d'autre part.

La régénération optique [7], qui permet l'amplification (1R pour amplifying Repeater), la Remise en forme (2R) et la Re-synchronisation des données (3R), est l'une des fonctions pour lesquelles les efforts de recherche sont importants. De nombreuses fonctions optiques ont été développées, pour des solutions toujours plus performantes et à des débits toujours plus élevés [8]. Les solutions les plus réalistes sont celles qui sont compatibles avec les réseaux multiplexés en longueur d'onde. Nous entendons par là les fonctions qui régénèrent simultanément toutes les longueurs d'onde dans le même dispositif, comme le fait l'EDFA pour l'amplification ; ou bien des dispositifs intégrables sur une même puce, pour que chaque longueur d'onde soit traitée séparément avec un encombrement et un coût faibles. Des publications ont montré la possibilité d'intégrer de tels dispositifs [9].

L'étude de l'impact de la régénération 2R (pour Reshaping Repeater) dans un système de transmission optique a fait l'objet de ces travaux de thèse. Ils s'inscrivent dans le projet RNRT (Réseau National de Recherche en Télécommunications) ASTERIX (Absorbant Saturable pour la régénération TERabit multipleXée en longueurs d'onde). Aussi le principal dispositif étudié pendant ces travaux a été l'absorbant saturable en microcavité verticale.

Ce dispositif est prometteur pour la régénération optique WDM puisqu'il est large bande. Seul, cependant, il ne constitue pas un régénérateur 2R efficace, pour des raisons évoquées plus loin. Nous proposons dans ces travaux un dispositif original à base d'un absorbant saturable et d'un amplificateur optique à semiconducteur.

Ce régénérateur 2R particulier a finalement permis l'étude de l'impact de l'insertion d'un régénérateur 2R dans une liaison optique, en particulier lorsqu'il est cascadié dans la liaison.

Le **premier chapitre** est un chapitre introductif des systèmes de transmissions optiques. Après une brève introduction des différents types de réseaux optiques, nous décrivons les différents éléments constituant une liaison point à point. Les principales dégradations subies par le signal au cours de sa transmission sont ensuite passées en revue. Nous définissons finalement les différents critères de qualité du signal.

Le **deuxième chapitre** est consacré à l'introduction de la régénération optique. Le principe de la régénération est suivie de la description des techniques optiques de régénération proposées dans la littérature.

Le **troisième chapitre** traite de la problématique de la caractérisation de la régénération dans les systèmes de transmissions optiques.

Dans la première partie de ce chapitre, nous mettons en évidence la difficulté de caractériser la régénération par le taux d'erreur binaire seul. Nous décrivons des phénomènes qui peuvent conduire à une amélioration du taux d'erreur binaire, qui peuvent donc s'apparenter à de la régénération, mais qui n'en sont pas. Les différentes techniques de caractérisations proposées dans la littérature ainsi que leurs limites sont ensuite présentées.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous exposons les différents outils expérimentaux et de simulation que nous avons mis en place ou dont nous avons disposé, pendant ces travaux de thèse.

Dans le **quatrième chapitre**, nous considérons l'impact de la régénération 3R dans une ligne de transmission. La régénération 3R consiste en une régénération 2R (amplification – Remise en forme) à laquelle s'ajoute une étape de resynchronisation des données. Une liaison comportant une cascade de régénérateurs 3R est donc essentiellement limitée par l'accumulation de bruit d'amplitude. Dans le cas d'une régénération 2R, comme les données ne sont pas resynchronisées régulièrement, il se crée une gigue temporelle qui limite la transmission avec le bruit d'amplitude. L'étude d'une cascade de régénérateurs 3R permet, dans le cadre de ces travaux, de comprendre les phénomènes liés à l'accumulation du bruit d'amplitude et de mieux appréhender la suite des travaux.

Nous abordons dans un premier temps une étude numérique de l'évolution du taux d'erreur binaire dans une liaison comportant une cascade de régénérateurs 3R. L'impact des différents paramètres du régénérateur sur l'évolution du taux d'erreur binaire est étudié.

Une étude expérimentale d'une ligne de transmission comportant une cascade de régénérateurs optiques 3R permet ensuite de valider un certain nombre des phénomènes observés lors de l'étude numérique. La mise en place d'un dispositif optique 3R par d'autres doctorants du laboratoire a rendu possible cette étude.

Le **cinquième chapitre** est consacré au régénérateur 2R proposé dans ces travaux, à base d'un absorbant saturable en microcavité verticale et d'un amplificateur optique à semiconducteur (SOA). Le principe et les caractérisations du dispositif sont d'abord présentés.

Une étude numérique fait l'objet de la deuxième partie de ce chapitre. Un modèle proposé par A.M. Saleh [10], qui prend en compte la saturation du gain (pour le SOA) ou de l'absorption (pour l'absorbant saturable) et le temps de réponse des composants, est utilisé pour les fonctions de SOA et d'absorbant saturable. La possibilité de cascader le dispositif est étudiée.

L'étude expérimentale du dispositif cascader dans une ligne de transmission est ensuite abordée. L'efficacité du dispositif en fonction de la longueur d'onde est finalement testée.

Le **sixième chapitre** est dédié à une approche plus générale de la cascade de régénérateurs 2R dans une liaison. L'accumulation de gigue temporelle dans une liaison comportant une cascade de portes non linéaires pour la régénération est abordée à travers une étude analytique et numérique.

Le dispositif 2R à base d'absorbant saturable et d'amplificateur optique à semiconducteur nous sert finalement d'outil pour étudier des phénomènes propres à la régénération 2R de manière expérimentale. L'impact du pas entre régénérateurs, grâce à une boucle à recirculation originale à pas de régénération variable, constitue une première étude. Une deuxième étude consiste à comparer l'impact de différents facteurs discriminants du régénérateur 2R sur le comportement d'une cascade de régénérateurs.

-
- [1] I. Kaminow, T. Li, 'Optical fiber telecommunications IV B', Academic Press, 2002.
 - [2] V. Marembert, C. Schubert, S. Ferber, K. Schulze, C. Schmidt-Langhorst, C. Boerner, M. Kroh, S. Watanabe, F. Futami, R. Okabe, H.G. Weber, 'Single channel 640 Gbit/s DPSK transmission over a 160 km fiber link', *European Conference on Optical Communication*, PD. Th.4.4.2, 2004.
 - [3] A.H. Gnauck, P.J. Winzer, S. Chandrasekhar, C. Dorrer, 'Spectrally efficient 1 Tbit/s (25×42.7 Gbit/s) RZ DPSK transmission over 28 000 km SSMF spans with optical add drops', *European Conference on Optical Communication*, PD. Th.4.4.2, 2004.
 - [4] A. Hasegawa, F. Tappert, 'Transmission of stationary nonlinear optical pulses in dispersive dielectric fibers', *Applied Physics Letters*, vol. 23, pp. 142-144, 1973.
 - [5] J.M. Jacob, E.A. Golovshenko, A.N. Pilipetskii, G.M. Carter, C.R. Menyuk, 'Experimental demonstration of soliton transmission over 28 000 km using mostly normal dispersion', *Photonics Technology Letters*, vol. 9, pp. 130-132, 1997.
 - [6] 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 160 Gbit/s per wavelength over 400 km of fiber', *Optical Fiber Communication Conference*, ThF2.1, 2001.
 - [7] O. Leclerc, B. Lavigne, E. Balmeffre, P. Brindel, L. Pierre, D. Rouvillain, F. Segueineau, 'All-optical signal regeneration: from first principles to a 40 Gbit/s system demonstration', *C.R. Physics 4*, 2003, pp. 163-173.
 - [8] J. Leuthold, L. Möller, J. Jacques, S. Cabot, L. Zhang, P. Bernasconi, M. Capuzzo, L. Gomez, E. Laskowski, E. Chen, A. Wong-Foy, A. Griffin, '160 Gbit/s SOA all-optical wavelength converter and assessment of its regenerative properties', *Electronics Letters*, vol. 40, no. 9, 2004.
 - [9] G. Maxwell, R. McDougall, R. Harmon, M. Nield, L. Rivers, A. Poustie, F. Gunning, X. Yang, A.D. Ellis, R. Webb, R. Manning, 'WDM enabled, 40 Gbit/s hybrid integrated all-optical regenerator', *European Conference on Optical Communication Conference*, ECOC PD 4.2.2, 2005.
 - [10] A.A.M. Saleh, 'Nonlinear models of travelling-wave optical amplifiers', *Electronics Letters*, vol. 24, no. 14, pp. 835-837, 1988.

CHAPITRE I

GENERALITES SUR LES SYSTEMES DE TRANSMISSION OPTIQUE HAUT DEBIT.

Ce chapitre introduit les systèmes de transmissions optiques. Après une brève introduction des différents types de réseaux optiques, nous décrivons les éléments constituant les extrémités d'une liaison point à point à savoir l'émetteur et le récepteur du signal. Le principe de quelques formats de modulation sont décrits ainsi que les principaux éléments constituant le module de réception. Les deux principales techniques employées pour augmenter la capacité des liaisons sont exposées.

L'origine des principales dégradations subies par le signal au cours de sa transmission sont ensuite passées en revue, à savoir l'atténuation dans la fibre, le bruit d'émission spontanée amplifiée des amplificateurs optiques, la dispersion chromatique, de polarisation et les effets non linéaires.

Nous définissons finalement les différentes techniques de caractérisation de la qualité du signal en sortie.

I. Liaisons optiques

Nous donnons pour commencer un bref aperçu des différents types de liaisons optiques pour les télécommunications.

1. Réseaux optiques et contexte de l'étude

Selon la distance cible de transport de l'information, le réseau est dit 'longue et très longue distance' (> 150 km), 'd'accès' (jusqu'à l'utilisateur) ou encore 'métropolitain' (entre le transport longue distance et l'utilisateur) [1].

1.1. Le réseau longue et très longue distance

Le réseau longue distance (Long Haul) qui couvre typiquement des distances comprises entre 150 et 700 km permet de relier des villes, des régions entre elles. Les réseaux très longue distance (Very Long Haul entre 700 et 1500 km - Ultra Long Haul > 1500 km) sont, quant à eux, plus dédiés aux liaisons internationales. Enfin les liaisons sous-marines doivent répondre aux contraintes liées à leur environnement.

Les liaisons longue et très longue distances sont en général de type 'point à point' où une fibre permet de relier un point à un autre par opposition à une liaison dite 'en anneau' où l'architecture de la liaison est plus complexe.

Si les liaisons terrestres doivent être le plus flexible possible, les liaisons sous-marines sont, elles, développées pour une liaison donnée. Le type de fibre (très faibles pertes ~ 0,2 dB / km) et l'espacement entre répéteurs (30-65 km) sont alors optimisés pour une meilleure performance de chaque liaison. Dans les liaisons terrestres par contre, les maîtres mots sont la flexibilité et le coût. La fibre présente alors souvent plus de pertes et l'espacement entre répéteurs peut varier entre 80 et 120 km. La régénération optique peut se situer dans ce cadre.

1.2. Le réseau métropolitain

Le réseau métropolitain, comme son nom l'indique, se situe à l'échelle des villes et plus largement des zones métropolitaines. Il présente en général une architecture complexe, où l'information doit commuter du réseau longue distance au réseau local jusqu'à l'utilisateur. La capacité des réseaux métropolitains sont souvent insuffisantes. Car si les réseaux longues distances ont été adaptés aux volumes croissants de communications, le réseau métropolitain présente souvent des zones d'engorgement. Dans le contexte économique actuel, les solutions qui semblent adéquates, sont celles qui permettent d'augmenter la capacité du réseau tout en augmentant les fonctionnalités et la flexibilité de l'infrastructure existante. La régénération optique 2R s'inscrit dans ce contexte.

1.3. Le réseau d'accès

Le réseau d'accès optique est le réseau qui évolue le plus à l'heure actuelle. La tendance est au 'tout optique à l'utilisateur'. Les solutions peuvent atteindre 2,5 Gbit/s. Ceci implique le développement de nouvelles fonctions optiques adaptées à ce marché principalement tourné vers le très bas coût.

1.4. Contexte de l'étude

La régénération 2R optique pourrait trouver sa place dans les réseaux longue distance et métropolitain. Dans les deux cas, et pour rester réaliste, les dispositifs devront être compatibles avec le multiplexage en longueur d'onde des données (introduit au paragraphe 3 de ce chapitre). Ces travaux se sont tournés vers l'étude de l'impact de l'introduction de régénérateurs 2R dans une liaison point à point.

La plupart des réseaux optiques sont souvent plus complexes qu'une simple liaison point à point, et sont en général une interconnexion de plusieurs réseaux. Le traitement optique du signal doit pouvoir être efficace pour des signaux n'ayant pas le même historique de propagation ou n'ayant pas le même débit binaire d'information.

La réalité des réseaux est par conséquent autrement plus complexe que les conditions expérimentales de laboratoire. La considération de la régénération dans une liaison point à point est cependant une première étape de validation de l'efficacité d'un dispositif. D'autre part, l'analyse de la régénération en fonction de la dégradation du signal, de la puissance incidente ou du débit, peut rendre compte de la robustesse du dispositif et de son potentiel pour les réseaux plus réalistes.

Dans la suite de ce chapitre, nous décrivons succinctement les étapes successives d'une liaison optique.

2. Emetteurs et récepteurs d'une liaison

Nous considérons dans ces travaux le cas d'une liaison point à point constituée d'un émetteur (Tx) qui génère un signal numérique optique à partir d'un message électrique. Le transport est ensuite assuré par la fibre optique alternée avec des amplificateurs optiques. En réception, le signal est détecté pour être décodé (Rx). La Figure I.1 représente le schéma typique d'une telle liaison.

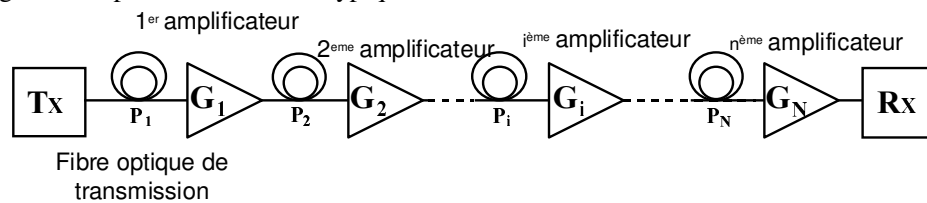


Figure I.1 : Schéma d'une liaison optique point à point.

Nous décrivons dans ce paragraphe l'émetteur et le récepteur d'une liaison.

2.1. Le signal

2.1.1. Le signal

Le signal transmis est un signal numérique binaire. La durée d'un symbole binaire est nommée 'temps bit'. Pour que les études en laboratoire soient les plus représentatives possibles d'un signal réel, le signal émis est une séquence binaire pseudo aléatoire (PRBS pour Pseudo Random Bit Sequence) au sens où les séquences émises sont parfaitement déterministes et de longueurs connues mais elles sont représentatives de l'ensemble des combinaisons possibles de successions de bits. La longueur du signal est typiquement de $2^n - 1$ bits, n étant la longueur du mot de base et peut prendre typiquement

les valeurs 7, 15, 31 (dans les normes internationales des télécommunications). Le signal PRBS de longueur 2^n-1 est constitué de toutes les séquences possibles de n bits.

2.1.2. Les formats de modulation

Différentes modulations du signal optique permettent le codage du signal. Elles se classent en deux catégories, la modulation d'amplitude (ASK pour Amplitude Shift Keying) pour laquelle le passage d'un symbole binaire à l'autre se caractérise par la présence ou non de signal optique, et la modulation de phase (PSK pour Phase Shift Keying) pour laquelle le passage d'un symbole binaire à l'autre se caractérise par une variation de la phase du signal [2]. La modulation de phase notamment le format DPSK (pour Differential Phase Shift Keying), connaît à l'heure actuelle un regain d'intérêt car elle permet de repousser les limites des performances très haut débit [3, 4]. L'intérêt suscité pour ce type de format est cependant assez récent et n'a pas fait l'objet d'étude particulière pendant ces travaux.

Les deux principaux formats de modulation d'amplitude sont le format RZ (Return-to-Zero) et le format NRZ (Non-Return-to-Zero). Ils sont schématisés sur la Figure I.2. Comme son nom l'indique, pour le format RZ, le signal est éteint d'un bit sur l'autre, même si deux symboles '1' sont transmis successivement. C'est un format impulsionnel.

Pour le format NRZ, le signal transmis dans chaque temps bit est continu et si deux symboles '1' se succèdent, le signal reste à son niveau haut. Le format RZ a été utilisé pendant ces travaux. On parlera par conséquent fréquemment dans la suite d'impulsions pour désigner les symboles '1' du signal numérique.

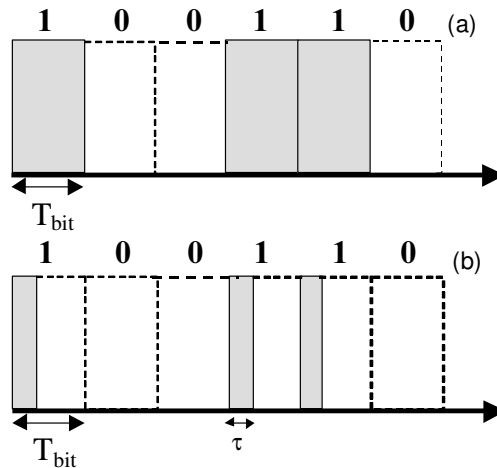


Figure I.2 : Formats NRZ (a) et RZ (b).

Un certain nombre de formats exotiques permettent de repousser les performances des systèmes de transmission [5, 6]. Le format CSRZ (Carrier Suppress Return to Zero) par exemple est une modulation d'amplitude pour laquelle les bits successifs sont déphasés de π . Le spectre en résultant est moins large et est plus adapté aux transmissions WDM. Dans ces travaux nous n'avons travaillé qu'en modulation d'amplitude ; nous décrivons dans le paragraphe suivant le principe de génération des formats NRZ, RZ et CSRZ.

2.2. Les modules d'émission

Le principe général d'un module d'émission est de générer un signal électrique composé d'une séquence pseudo aléatoire de bits au débit désiré et de moduler l'intensité lumineuse à travers un modulateur du signal émis par une source laser. Selon le débit et le

format, des différences apparaissent au niveau des modules d'émission. Nous décrivons dans la suite le cas d'un format RZ et d'un format NRZ à 10 et 40 Gbit/s.

Par abus de langage, nous parlons de 10 et 40 Gbit/s même si les débits utilisés sont légèrement plus élevés pour tenir compte de la présence éventuelle d'un code correcteur d'erreurs dans la liaison de transmission. Le code correcteur d'erreurs (FEC pour Forward Error Corrector) est une solution dans le domaine de l'électronique qui a permis de relâcher les contraintes sur la qualité du signal reçu. Le FEC permet, par l'ajout de séquences caractéristiques et de redondances dans le signal, de reconnaître les erreurs commises et de les corriger. Il impose un surdébit de l'ordre de 7 % (typiquement 10,665 Gbit/s et 42,66 Gbit/s) [1].

2.2.1. Emission NRZ

Le schéma du montage d'un module d'émission de type NRZ est présenté sur la Figure I.3. Le signal NRZ électrique code le signal optique grâce à un modulateur d'intensité à base de Niobate de Lithium (LiNbO_3) de type interféromètre de Mach-Zehnder (MZI). Le signal en sortie est un signal NRZ optique modulé en intensité au débit des données.

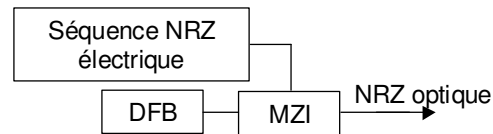


Figure I.3 : Module d'émission NRZ.

La Figure I.4 représente le diagramme de l'œil (a) ainsi que le spectre optique (b) d'un signal NRZ. Le diagramme de l'œil sera décrit plus largement au paragraphe III.1, il correspond à la superposition des tous les bits de la séquence.

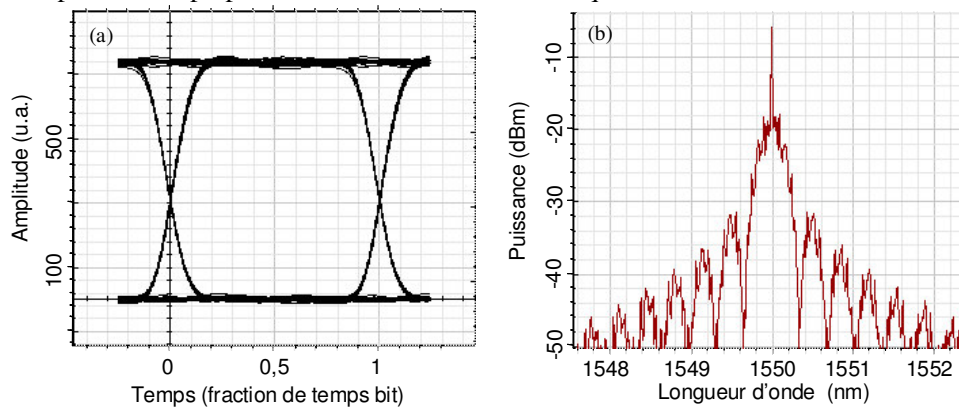


Figure I.4 : Diagramme de l'œil (a) et spectre (b) d'un signal NRZ.

2.2.2. Emission RZ

Nous décrivons ici deux méthodes pour réaliser une modulation RZ.

a) Première méthode

La première méthode consiste à injecter dans le modulateur d'intensité de Mach-Zehnder (MZI) un signal RZ électrique. La Figure I.5 schématise le module d'émission. Une séquence NRZ électrique au débit de modulation, qui, couplée à une horloge électrique dans une bascule logique rapide ('NON ET') conduit à une séquence RZ électrique. Cette séquence module l'intensité d'un signal continu issu d'un laser à semiconducteur (DFB) à travers le modulateur. La largeur à mi-hauteur des impulsions du signal RZ est de la moitié du temps bit.

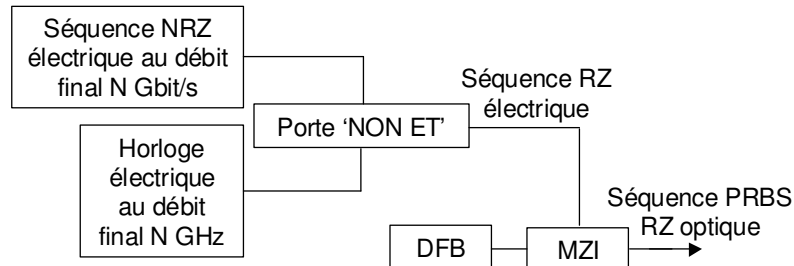


Figure I.5 : Module d'émission RZ, première méthode.

b) Deuxième méthode

Le schéma du montage du deuxième module d'émission de type RZ est présenté sur la Figure I.6. Le signal NRZ électrique code le signal optique grâce à un modulateur Niobate de Lithium (MZI). Ce modulateur est dit de codage. Le signal en sortie est un signal NRZ optique modulé au débit des données.

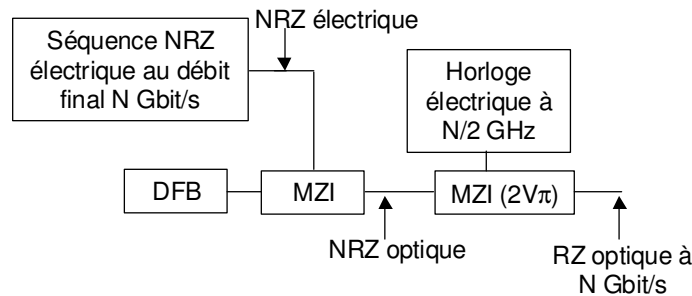


Figure I.6 : Module d'émission RZ, deuxième méthode.

Le signal NRZ est ensuite transformé en signal RZ grâce à un second modulateur (MZI ($2V\pi$)) commandé par un signal sinusoïdal dont la fréquence est la moitié de celle du débit de modulation des données. Ce modulateur est dit de mise en forme des impulsions (shaper) puisqu'il permet de former les impulsions du format RZ.

L'interféromètre de Mach Zehnder utilisé comme modulateur d'intensité est constitué de deux bras de Niobate de Lithium dont on fait varier l'indice de réfraction en appliquant un champ électrique (effet électro-optique). Une différence de potentiel conduit à un déphasage entre les deux bras. Les deux bras se recombinent ensuite et donnent lieu à des interférences, qui peuvent être constructives (maximum d'intensité transmise) ou destructive (minimum d'intensité transmise). Le champ en sortie du modulateur est proportionnel à $\cos(\Delta\phi/2)$ où la variation de phase $\Delta\phi$ est proportionnelle à la différence des tensions ($V_1 - V_2$), où V_1 et V_2 sont les tensions appliquées aux deux bras du modulateur. La tension $V\pi$ du modulateur correspond à la tension pour laquelle les interférences sont destructives ($\Delta\phi = \pi$ entre les deux bras).

Dans le cas présent, l'amplitude de l'horloge est égale à $2V\pi$, c'est à dire que lorsque l'horloge passe de son niveau minimum à son niveau maximum, la transmission du modulateur passe par deux minima et un maximum (ou deux maxima et un minimum selon la tension autour de laquelle est modulée l'horloge). Sur la Figure I.7, nous représentons le champ du modulateur, l'amplitude de l'horloge incidente et le module du champ en sortie du modulateur. Nous indiquons sur la figure le signe de la phase du champ. Du fait de cette modulation en $2V\pi$, l'ouverture du modulateur est deux fois plus courte et la fréquence est doublée, conduisant à un signal RZ à 40 Gbit/s.

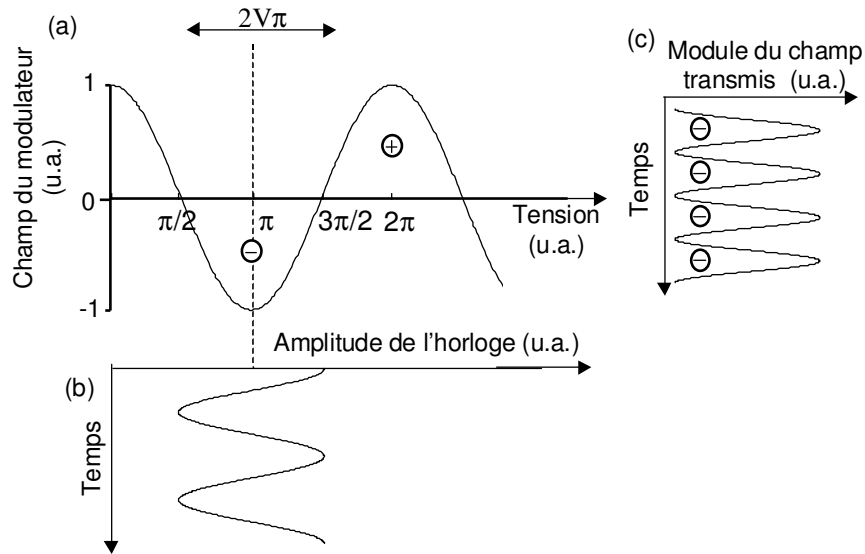


Figure I.7 : Champ du modulateur (a), amplitude de l'horloge (b) et module du champ transmis (c) pour un format RZ $2V\pi$.

Le diagramme de l'œil (a) et le spectre optique (b) d'un signal RZ sont représentés sur la Figure I.8. La largeur à mi-hauteur des impulsions est typiquement de 50 % du temps bit.

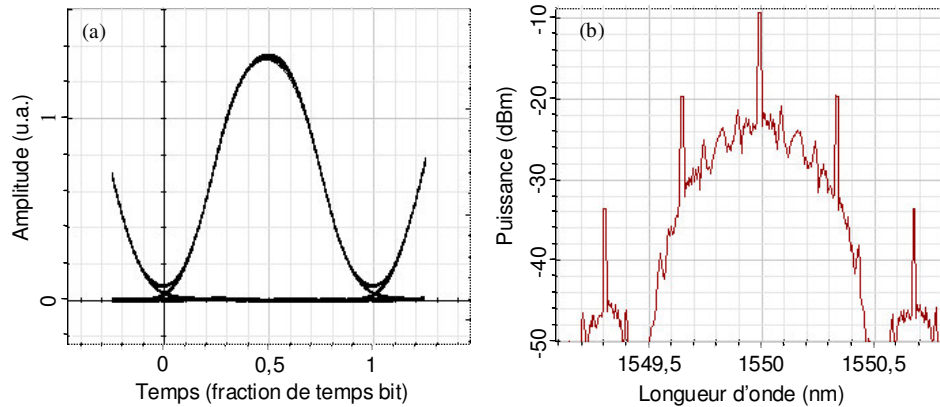


Figure I.8 : Diagramme de l'œil (a) et spectre (b) d'un signal RZ.

2.2.3. Emission CSRZ

Pour obtenir un signal de type CSRZ, le montage est sensiblement le même que pour le format RZ en $2V\pi$. La différence se situe au niveau du modulateur de mise en forme des impulsions RZ. En effet dans le cas d'une modulation en $2V\pi$ pour le format CSRZ, le modulateur est polarisé sur un minimum de transmission comme le présente la Figure I.9, contrairement au cas du format RZ où l'horloge incidente est modulée autour d'un maximum de transmission (Figure I.87). Sur la Figure I.9, nous représentons le champ du modulateur, l'amplitude de l'horloge incidente et le module du champ en sortie du modulateur. Nous indiquons sur la figure le signe de la phase du champ. Comme nous pouvons le voir sur la Figure I.9, deux symboles successifs en sortie sont en opposition de phase. C'est la particularité du format CSRZ où les symboles successifs sont déphasés de π .

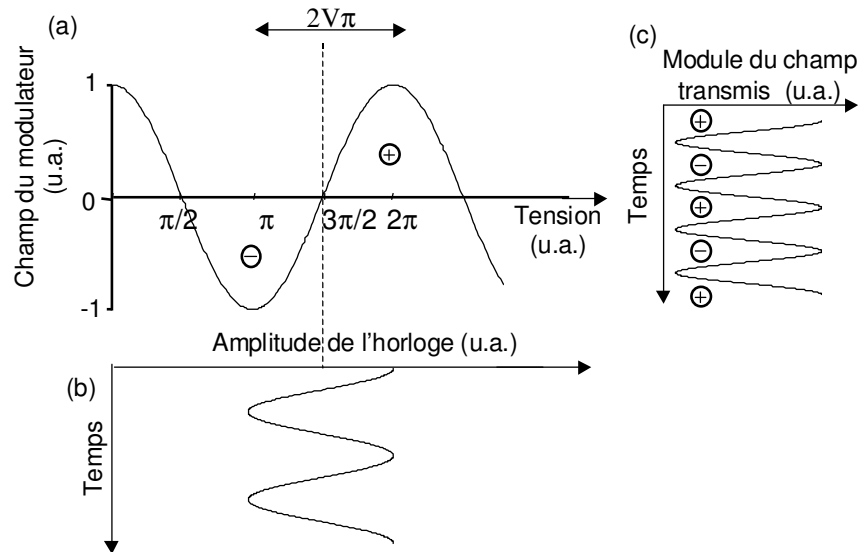


Figure I.9 : Champ du modulateur (a), amplitude de l'horloge (b) et module du champ transmis (c) pour un format CSRZ $2V\pi$.

La Figure I.10 représente le diagramme de l'œil ainsi que le spectre d'un signal CSRZ. Les impulsions sont légèrement plus larges que celles du format RZ (66 %). D'autre part, le spectre du signal ne présente pas de raie centrale car en l'absence de modulation, le signal n'est pas transmis. L'encombrement spectral est moindre par rapport à celui du format RZ. C'est pour cette raison que le format CSRZ est mieux adapté aux réseaux denses multiplexés en longueur d'onde.

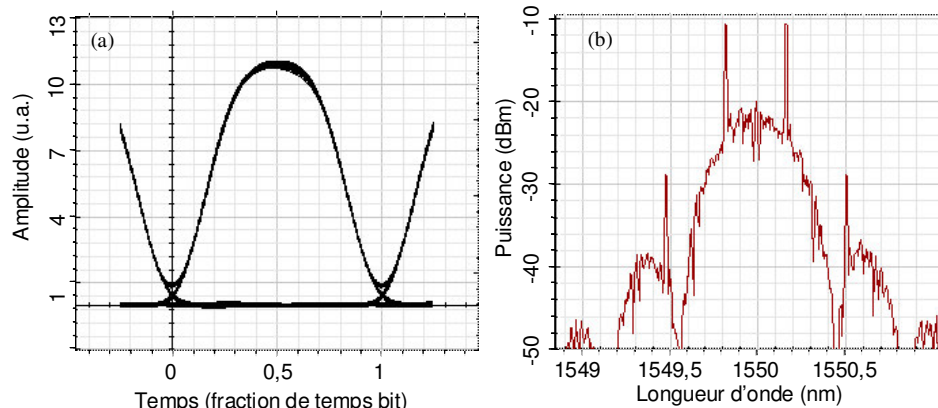


Figure I.10 : Diagramme de l'œil (a) et spectre (b) d'un signal CSRZ.

2.3. Les modules de réception

En réception, le signal est détecté puis analysé. La chaîne de détection est représentée sur la Figure I.11. Elle est constituée d'une photodiode rapide qui convertit le signal optique en photocourant. Le signal est ensuite amplifié dans un amplificateur limiteur permettant de maintenir une puissance électrique moyenne constante. Un filtre passe-bas permet de limiter le bruit électrique reçu par un circuit de décision. Une partie du signal est envoyée sur une récupération d'horloge. Le signal est enfin injecté sur le circuit de décision. Certains des éléments de la chaîne sont détaillés dans ce qui suit.

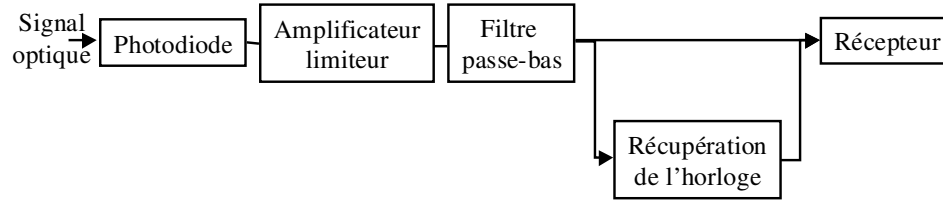


Figure I.11 : Chaîne de détection.

2.3.1. La photodiode

La photodiode est un dispositif optoélectronique, qui, suite à l'absorption de photons, génère un courant électrique. La détection d'un signal, en l'absence de bruit d'émission spontanée amplifiée et de bruit d'intensité, s'accompagne d'un bruit inhérent qui perturbe la détection du signal. Ces contributions de bruit sont brièvement évoquées dans la suite.

Il y a tout d'abord le bruit de grenaille, lié au caractère particulière des électrons, c'est à dire à la création aléatoire du flux d'électrons dans la photodiode. Les fluctuations de courant liées au bruit de grenaille suivent une loi de Poisson [2].

Le bruit thermique est lié à l'agitation thermique des porteurs dans le matériau résistif. Il est indépendant du champ électrique et suit un processus gaussien. Il est également négligeable à forte puissance sur le récepteur.

La détection quadratique du champ électrique, en présence de bruit d'émission spontanée amplifiée, conduit à l'apparition de termes de battements entre le champ du signal et le champ du bruit d'émission spontanée amplifiée. Le courant issu de la détection s'écrit alors :

$$I_{elec} = |E_{signal} + E_{bruit-optique}|^2 \quad (I.1)$$

$$I_{elec} = |E_{signal}|^2 + |E_{bruit-optique}|^2 + 2 \cdot Re(E_{signal} \times E_{bruit-optique}^*) \quad (I.2)$$

où I_{elec} est le courant issu de la détection, E_{signal} est le champ du signal, $E_{bruit-optique}$ est le champ du bruit d'émission spontanée amplifiée.

Ceci fait apparaître des termes de battements entre le signal et le bruit $(2Re(E_{signal} \times E_{bruit-optique}^*))$ et entre le bruit et lui-même $(|E_{bruit-optique}|^2)$.

Ces termes de battements créent des fluctuations sur le signal qui perturbent la détection. Nous les nommerons battement 'signal – spontané' et battement 'spontané – spontané'.

Le bruit de battement est dominant dans les conditions d'utilisation que nous rencontrerons (préamplification optique). Le bruit thermique et le bruit de grenaille sont négligeables. Seuls les bruits de battement sont considérés dans la suite.

2.3.2. La récupération d'horloge

La récupération d'horloge permet d'imposer au récepteur un rythme de lecture du signal reçu.

La récupération d'horloge d'un signal RZ peut s'effectuer par différentes méthodes. Les plus courantes sont par filtrage passif et par boucle à verrouillage de phase. Le filtrage électrique passif consiste à filtrer une composante spectrale à la fréquence d'horloge. Ceci est réalisable pour des formats possédant une composante spectrale marquée à cette fréquence. Cette méthode a l'avantage d'être simple. L'horloge d'une boucle à verrouillage de phase est générée par un oscillateur commandé par la différence de phase du signal et la sortie de cet oscillateur.

Des dispositifs tout optiques permettent également la récupération de l'horloge [7, 8].

2.3.3. Le récepteur

Le récepteur reçoit le signal électrique distordu par la transmission et les différents bruits accumulés et le transforme en une séquence parfaitement binaire. Un circuit de décision permet la remise en forme du signal reçu ; il compare la tension reçue dans un temps bit à une tension seuil. Lorsque la tension est supérieure (respectivement inférieure) à la tension seuil, le circuit de décision émet un symbole '1' (respectivement '0'). La tension reçue est comparée à la tension seuil à l'instant de décision déterminé grâce à l'horloge reçue. Cette séquence binaire est ensuite comparée à la séquence d'émission afin de déterminer si le signal numérique a été correctement transmis.

3. Augmentation de la capacité des liaisons

3.1. Multiplexage en longueur d'onde

La large bande passante de la fibre optique permet de transporter plusieurs signaux à des longueurs d'onde différentes dans la même fibre optique (WDM), augmentant d'autant la capacité de la liaison. Chaque porteuse est transmise indépendamment des autres, dans la mesure où les deux canaux sont suffisamment espacés spectralement. Ceci a été rendu possible depuis l'apparition des amplificateurs optiques à fibre dopée qui permettent l'amplification du signal sans perturbation des canaux adjacents.

3.2. Multiplexage temporel

Le multiplexage temporel du signal (TDM pour Time Division Multiplexing), consiste à augmenter la capacité d'une seule porteuse. Il consiste à intercaler un bit d'information entre chaque temps bit d'information, le temps bit est alors raccourci et le débit augmenté. Le multiplexage temporel permet typiquement de passer d'un débit de 10 Gbit/s à 40 Gbit/s ou même à 160 Gbit/s. Il peut être réalisé de manière optique (OTDM pour Optical Time Domain Multiplexing) ou électrique (ETDM pour Electrical Time Domain Multiplexing). La technique électronique est limitée actuellement à 40 Gbit/s. La technique optique est possible uniquement avec un format impulsif court pour qu'une impulsion n'interfère pas avec les impulsions adjacentes.

La Figure I.12 schématise le cas d'un multiplexage électrique (ETDM) de 10 vers 20 Gbit/s. Un train de données électriques pseudo aléatoires à 10 Gbit/s est retardé de la durée d'une demie séquence à l'aide d'une ligne à retard électrique (pour préserver une séquence PRBS). Ce train ainsi qu'un train non retardé constituent les entrées d'un sélecteur électrique. La tension de commande du sélecteur est une horloge à 10 GHz. Lorsque l'horloge est à son niveau haut, l'une des entrées passe à travers le sélecteur ; lorsque l'horloge est à son niveau bas, l'autre entrée passe à travers le sélecteur. En sortie, le signal est une séquence électrique PRBS, au format NRZ, modulée à 20 Gbit/s.

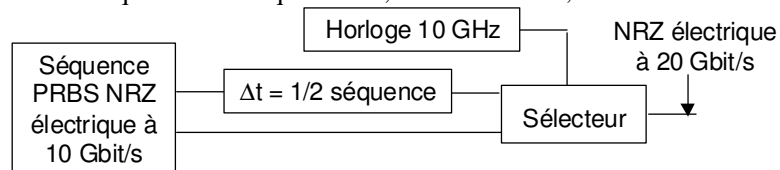


Figure I.12 : Multiplexage temporel électrique (ETDM).

La Figure I.13 schématise le cas d'un multiplexage temporel optique de 20 vers 40 Gbit/s de polarisation bit à bit croisée. Les éléments constituant ce dispositif sont à

maintien de polarisation. Un signal RZ à 20 Gbit/s d'impulsions courtes (typiquement 12,5 ps) est dédoublé. L'un des trains d'impulsions est retardé de la durée d'une demie séquence, à l'aide d'une ligne à retard optique (pour préserver une séquence PRBS). La polarisation de l'un des bras tourne de 90°, de telle manière que les bits adjacents, après multiplexage, soient croisés en polarisation, ce qui limite les interférences entre symboles. Un signal RZ est ainsi généré au débit de 40 Gbit/s par multiplexage temporel optique (OTDM). Pour des impulsions très courtes devant le temps bit, il n'est pas nécessaire de croiser la polarisation bit à bit puisque les impulsions sont suffisamment courtes pour ne pas interférer avec les bits adjacents.

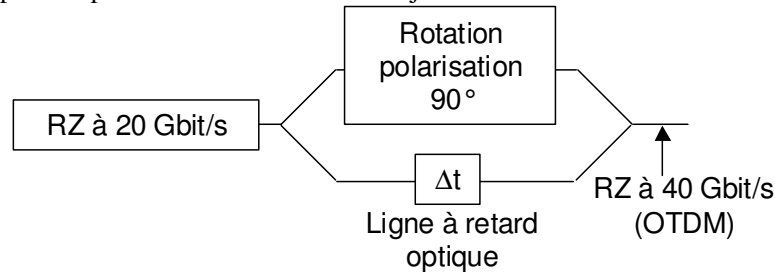


Figure I.13 : Multiplexage temporel optique (OTDM).

Nous avons introduit dans la première partie de ce chapitre le principe et les différents éléments constitutifs d'une liaison optique. Ces travaux de thèse consistant en l'étude de la régénération 2R dans une liaison optique, nous nous devons d'introduire les différentes dégradations subies par le signal au cours de sa transmission. C'est ce que nous proposons d'explicitier dans la deuxième partie de ce chapitre.

II. Origines des dégradations du signal et compensations

Dans ce chapitre, nous donnons un aperçu des différentes dégradations du signal au cours de sa propagation ainsi que les solutions permettant de les limiter.

1. L'atténuation dans la fibre

Le support du signal optique numérique est la fibre optique. Le signal subit au cours de sa propagation dans la fibre des pertes liées à l'atténuation de la fibre de transport. L'atténuation est essentiellement due à l'absorption de la Silice et à la diffusion Rayleigh. La diffusion Rayleigh provient des fluctuations locales de l'indice de réfraction liées à la fabrication de la fibre. La présence d'impuretés, et particulièrement la présence d'ions OH⁻ peut également accentuer l'absorption du signal. La Figure I.14 représente le spectre des pertes d'une fibre optique monomode. On remarque le pic d'absorption autour de 1,37 μm lié à la présence d'ions OH⁻ et le minimum d'atténuation autour de 1,55 μm.

C'est essentiellement pour bénéficier de ce minimum d'atténuation que la plage de longueurs d'onde des télécommunications optiques s'est imposée autour de 1,55 μm. Les fibres actuelles possèdent une atténuation de l'ordre de 0,2 dB / km autour de cette longueur d'onde, ce qui est loin devant les autres milieux de propagation.

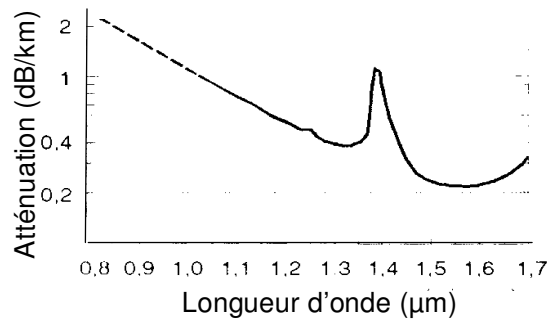


Figure I.14 : Spectre d'atténuation d'une fibre optique de Silice.

L'équation de propagation d'une onde monochromatique qui subit uniquement des pertes s'écrit :

$$\frac{\partial a(Z,T)}{\partial Z} = -\frac{\alpha}{2} a(Z,T) \quad (I.3)$$

où $a(Z,T)$ est l'enveloppe lentement variable de l'onde, Z est la distance et T est le temps dans le repère temporel se déplaçant à la vitesse de groupe, α l'atténuation linéique de la fibre.

La résolution de l'équation I.3 donne :

$$a(Z,T) = a(0,T) \cdot \exp\left(-\frac{\alpha}{2} Z\right) \quad (I.4)$$

L'amplitude du signal décroît exponentiellement au fur et à mesure de sa propagation dans la fibre.

Pour compenser les pertes de propagation, des amplificateurs optiques sont implantés régulièrement dans les liaisons optiques. L'espacement entre amplificateurs optiques est typiquement compris entre 40 et 100 km selon le type de liaison. L'introduction d'amplificateurs optiques dans la liaison ajoute du bruit au signal.

2. Le bruit d'émission spontanée amplifiée

La principale cause d'accumulation de bruit dans une liaison est la présence de bruit d'émission spontanée amplifiée générée par les amplificateurs optiques à fibre dopée Erbium.

Différents phénomènes physiques peuvent conduire à une amplification du signal, mais l'amplificateur qui s'est imposé dans le domaine des télécommunications est l'amplificateur à fibre dopée Erbium. Son principe est introduit dans un premier temps avant de considérer le bruit généré dans les amplificateurs.

2.1. L'amplificateur à fibre dopée Erbium

L'amplificateur à fibre dopée Erbium (EDFA pour Erbium doped Fibre Amplifier) s'est imposé dans le domaine des télécommunications grâce à sa transparence au débit et aux canaux adjacents.

Le principe d'amplification est basé sur le phénomène d'émission stimulée. L'amplificateur est en effet constitué de fibre dont le cœur est dopé aux ions terre rare (la plupart du temps des ions Erbium car ils présentent une transition radiative autour de 1,55 μm). Un pompage optique conduit à l'inversion de la population des ions terre rare qui passent dans un état excité. Le pompage s'effectue autour de 980 nm ou 1480 nm, où les ions Erbium présentent deux pics d'absorption. Le signal optique qui traverse la fibre dopée stimule le retour à l'équilibre des ions Erbium dans la fibre. L'émission radiative stimulée autour de 1,55 μm qui en résulte amplifie le signal.

2.2. Le bruit d'émission spontanée amplifiée

A l'émission stimulée cependant s'ajoute le phénomène d'émission spontanée, qui correspond au retour des ions à leur état d'équilibre de manière spontanée. Ce phénomène étant spontané, il a lieu de manière aléatoire au cours du temps et n'est pas cohérent avec le signal.

La partie guidée de l'émission spontanée est amplifiée et constitue l'émission spontanée amplifiée (ESA).

Au moment de la détection quadratique du signal, l'émission spontanée amplifiée bat avec elle-même (battement spontané / spontané) et avec le signal (battement signal / spontané) et perturbe la détection du signal. Les fluctuations de puissance qui en résultent constituent un bruit d'amplitude. La détection quadratique est accompagnée d'un filtrage du signal (passe bas à cause de la bande passante du récepteur), les fluctuations rapides sont par conséquent atténuées mais le signal reste déformé et présente des variations de puissance. La présence d'émission spontanée amplifiée sur les fronts des impulsions conduit à des trajectoires aléatoires des fronts de montée et de descente des impulsions et par conséquent à une gigue temporelle.

Le facteur de bruit optique de l'amplificateur s'écrit :

$$NF = \frac{1}{G} + 2 \cdot n_{sp} \cdot \frac{G-1}{G} \quad (I.5)$$

où n_{sp} est le facteur d'émission spontanée de l'amplificateur, G est le gain.

Pour un système où les amplificateurs fonctionnent avec un gain élevé, le facteur de bruit optique s'écrit, lorsque les deux polarisations sont identiquement amplifiées : $NF = 2 \cdot n_{sp}$

La Figure I.15 illustre l'influence du bruit d'émission spontanée amplifiée sur le signal amplifié : I.15.a : diagramme de l'œil du signal incident, sans bruit ; I.15.b : diagramme de l'œil après amplification avec un facteur de bruit de 6 dB et une puissance d'entrée de l'amplificateur de -5 dBm.

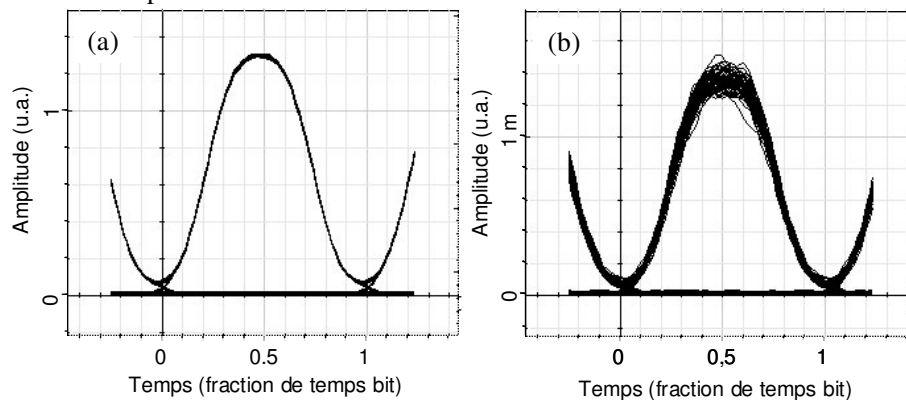


Figure I.15 : Diagramme de l'œil sans (a) et avec (b) bruit d'émission spontanée amplifiée.

En plus d'une fermeture en amplitude, le diagramme de l'œil subit une fermeture temporelle comme nous pouvons l'observer sur la Figure I.15. Cette fermeture temporelle est créée par la déformation des fronts montants et descendants liée à la présence d'émission spontanée amplifiée comme le montre la Figure I.16, sur laquelle sont extraites quelques impulsions du diagramme de l'œil de la Figure I.15. Les trajectoires aléatoires des fronts montants et descendants créent ce qu'on appelle de la gigue temporelle. La gigue temporelle pure est un décalage du centre de l'impulsion. Il s'agit ici plus d'une déformation des impulsions.

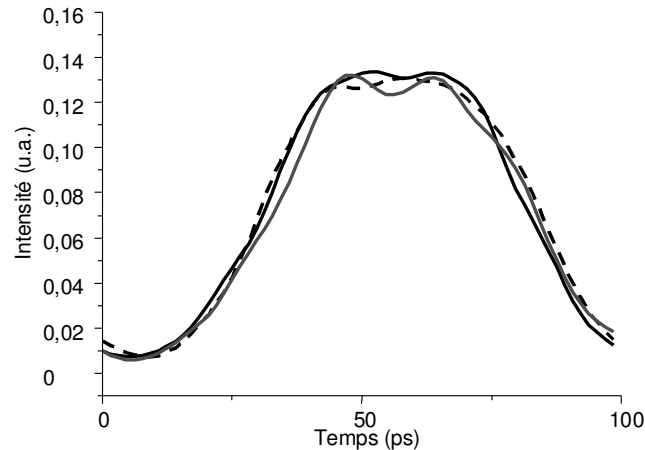


Figure I.16 : Extraction de trois impulsions du diagramme de l'œil.

L'accumulation d'émission spontanée amplifiée dans une liaison comportant plusieurs amplificateurs optiques, conduit à une dégradation progressive du Rapport Signal sur Bruit Optique (OSNR). Le rapport signal sur bruit optique est défini comme le rapport entre la puissance du signal et la puissance d'émission spontanée amplifiée dans une bande spectrale optique donnée. L'OSNR en sortie doit être suffisant pour atteindre les performances requises de la liaison. La longueur d'une liaison qui permet d'obtenir l'OSNR cible dépend de ses caractéristiques et en particulier du nombre d'amplificateurs optiques (N_{amp}), de l'atténuation du signal entre chaque amplificateur (dans chaque section de fibre de transmission) (a en dB), du facteur de bruit des amplificateurs optiques (NF en dB) et de la puissance en entrée des sections de fibres de transmission ($P_{entrée}$ en dBm). L'expression I.6 permet d'évaluer l'OSNR d'une liaison [9]:

$$OSNR_{dB} (0,1nm) = 58 + P_{entrée} - NF - a - 10 \log(N_{amp}) \quad (I.6)$$

L'émission spontanée amplifiée conduit également à une dégradation du taux d'extinction. Enfin, les fluctuations d'amplitude et la gigue temporelle peuvent conduire à une détection erronée si les fluctuations conduisent à un franchissement erroné du signal détecté par rapport au seuil de décision, à l'instant de décision.

L'accumulation d'émission spontanée amplifiée peut par conséquent limiter la transmission. Afin de limiter l'accumulation d'émission spontanée amplifiée, il existe un autre type d'amplification, l'amplification distribuée par gain Raman, dont le facteur de bruit est plus faible que celui d'un amplificateur à fibre dopée.

2.3. L'amplification Raman

La diffusion Raman Stimulée est un effet lié à l'interaction d'un photon avec un phonon optique dans la fibre (ou du champ électromagnétique avec les vibrations moléculaires du milieu). Ainsi un photon suffisamment puissant peut être converti en un photon et un phonon. Le décalage en fréquence du photon converti et du photon de pompe est imposé par la fréquence du phonon, il est de l'ordre de 13 THz (104 nm) dans la Silice. Un signal de pompe peut ainsi transférer de l'énergie à un signal décalé d'une centaine de nanomètres de la pompe, conduisant à une amplification du signal. La bande d'amplification de l'effet Raman est de l'ordre de 8 THz (à 3 dB).

Le facteur de bruit effectif de l'amplification Raman est plus faible que celui des amplificateurs à fibre dopée (inférieur à 3 dB) ce qui permet de limiter l'accumulation de bruit d'émission spontanée amplifiée. Cependant cet amplificateur nécessite des pompes

très puissantes (seuil de l'effet Raman de l'ordre de 400 mW dans la Silice à 1,55 μm) et reste minoritaire par rapport aux amplificateurs à fibre dopée Erbium.

L'amplification est à l'origine de la dégradation du taux d'extinction du signal, de fluctuations d'amplitudes et de gigue temporelle.

Au cours de sa propagation, le signal subit d'autres dégradations, la dispersion chromatique, dont nous introduisons le principe dans ce qui suit, en fait partie.

3. La dispersion chromatique

La variation de l'indice de réfraction avec la fréquence du milieu de propagation, conduit à des variations de vitesses des différentes composantes spectrales du signal. La différence de vitesse entre les différentes composantes spectrales du signal conduit à un élargissement des impulsions qui peut être dramatique pour la transmission du signal. Si l'élargissement temporel des impulsions est tel que les impulsions sortent de leur temps bit, l'impulsion interfère avec les impulsions voisines ce qui conduit à des interférences entre symboles.

En développant la constante de propagation β en séries de Taylor [10], différentes contributions apparaissent :

$$\beta(\omega) = \beta_0 + \beta_1 \cdot (\omega - \omega_0) + \beta_2 \cdot (\omega - \omega_0)^2 + \dots \quad (I.7)$$

où ω_0 la pulsation centrale, β_n est la dérivée n^{ième} en ω_0 , ω la pulsation de l'onde.

β_1 est l'inverse de la vitesse de groupe de l'impulsion, β_2 est le paramètre de dispersion de vitesse de groupe (GVD pour Group Velocity Dispersion), il est responsable de l'élargissement de l'impulsion. Le paramètre plus couramment utilisé dans le domaine des télécommunications optiques est le paramètre D défini comme :

$$D = \frac{d\beta_1}{d\lambda} = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 \quad (I.8)$$

exprimé en ps / nm / km, c la vitesse de la lumière, λ la longueur d'onde.

L'équation de propagation d'une onde monochromatique qui subit uniquement de la dispersion chromatique s'écrit :

$$i \frac{\partial a(Z, T)}{\partial Z} = \frac{1}{2} \beta_2 \frac{\partial^2 a(Z, T)}{\partial T^2} \quad (I.9)$$

où $a(Z, T)$ est l'enveloppe lentement variable de l'onde et T est le repère temporel se déplaçant à la vitesse de groupe.

Cette équation peut être résolue dans le domaine de Fourier [10] et donne :

$$\tilde{a}(Z, \omega) = \tilde{a}(0, \omega) \cdot \exp\left(\frac{i}{2} \beta_2 \omega^2 Z\right) \quad (I.10)$$

où $\tilde{a}(Z, \omega)$ est la transformée de Fourier de $a(Z, T)$.

Cette équation met en évidence le fait que la dispersion déphase les composantes spectrales du signal.

Le paramètre de dispersion au troisième ordre β_3 est représentatif de la variation de D en fonction de la longueur d'onde. Il existe une longueur d'onde de dispersion nulle. Tous les canaux d'une transmission multiplexée en longueur d'onde ne sont par conséquent pas affectés de la même manière par la dispersion chromatique.

La dispersion chromatique est d'autant plus critique que des impulsions courtes sont utilisées et par conséquent qu'un débit élevé est utilisé.

La dispersion chromatique dans une ligne de transmission peut être compensée par une fibre de paramètre de dispersion opposé. Dans le cas d'une transmission multiplexée en longueur d'onde, il faut également que la dispersion d'ordre 3 soit opposée, afin que tous les canaux soient compensés de la même manière. Techniquement, ceci est réalisé en ajustant la dispersion modale du guide, qui dépend de l'aire effective de la fibre et de la différence d'indice cœur / gaine ; la dispersion globale de la fibre étant constituée de la dispersion matériau et de la dispersion de guide. Les premières liaisons installées sont constituées de fibre monomode standard ($D \sim +17$ ps / nm / km à 1550 nm) ; les liaisons plus récentes sont installées avec de la fibre à dispersion décalée ($D \sim +4$ ps / nm / km) qui permet un bon compromis entre dispersion chromatique et effets non linéaires.

4. La dispersion de polarisation

Les fibres de Silice possèdent une légère biréfringence résultant des imperfections de fabrication et des contraintes physiques liées à leur environnement. Du fait de cette biréfringence, il existe une différence de vitesse de groupe entre les deux états principaux de polarisation de la fibre, c'est la dispersion modale de polarisation (PMD pour Polarisation Mode Dispersion). Le retard de temps de groupe (DGD pour Differential Group Delay) en résultant s'écrit :

$$\Delta\tau = L \cdot \frac{\Delta n_{eff}}{c} \quad (I.11)$$

L est la longueur de fibre ; c est la célérité de la lumière, Δn_{eff} est la différence d'indice effectif des 2 axes de polarisation, c'est la biréfringence de la fibre.

La différence de vitesse de groupe des états de polarisation conduit à une déformation du signal. Elle peut conduire à un dédoublement des deux impulsions. Cette déformation des impulsions conduit à des fluctuations d'amplitude et à de la gigue temporelle (si un état de polarisation concentre plus d'énergie que l'autre, l'impulsion déformée a son maximum d'intensité décentré par rapport au temps bit).

La PMD d'une fibre de transmission s'exprime par le coefficient de PMD en ps / \sqrt{km} :

$$PMD_{coeff} = \frac{\langle \Delta\tau \rangle}{L^{1/2}} \quad (I.12)$$

Les fibres actuelles possèdent un coefficient de PMD très faible de l'ordre de $0,1 ps / \sqrt{km}$.

Un certain nombre de techniques électroniques et optiques permettent la compensation des effets de la PMD dans les liaisons optiques. Ces effets n'ont pas fait l'objet d'étude particulière pendant ces travaux.

La dispersion chromatique est à l'origine de déformations des impulsions qui peuvent conduire à des fluctuations d'amplitude et à une gigue temporelle.

5. Les effets non linéaires

Comme dans tout milieu diélectrique, la fibre optique présente une réponse non linéaire à un champ électromagnétique intense. Le phénomène non linéaire prépondérant dans la fibre est la modulation de l'indice de réfraction par l'intensité optique, c'est l'effet Kerr. Les différentes manifestations de l'effet Kerr sont l'automodulation de la phase (SPM pour Self Phase Modulation), la modulation de phase croisée (XPM pour Cross Phase Modulation) et le mélange à quatre ondes (FWM pour Four-Wave Mixing). Ces

trois phénomènes sont décrits dans la suite, ils donnent lieu à la création de nouvelles fréquences.

Deux autres effets non linéaires, l'effet Raman et l'effet Brillouin, peuvent intervenir. Ils sont tous deux liés à l'interaction d'un photon avec un phonon optique (Raman) ou acoustique (Brillouin).

Pour l'effet Brillouin, la condition d'accord de phase s'écrit :

$$\vec{k}_i = \vec{k}_s + \vec{k}_a, \text{ où } \vec{k}_i, \vec{k}_s \text{ et } \vec{k}_a \text{ désignent respectivement les vecteurs d'onde de}$$

l'onde incidente, de l'onde Stokes et de l'onde acoustique. De l'énergie du signal incident est par conséquent cédée à une onde de fréquence plus faible (décalage en fréquence de l'ordre de 11 GHz) qui peut perturber le signal transmis. Cet effet est négligeable pour les signaux à haut débit où le spectre est large du fait de la modulation.

L'effet Raman que l'on a introduit au paragraphe II.2.3, conduit à un transfert d'énergie du signal vers les plus hautes longueurs d'ondes. Il intervient dans les systèmes multiplexés en longueur d'onde et tend à favoriser les hautes longueurs d'ondes qui deviennent plus puissantes que les basses longueurs d'ondes sous l'effet Raman. Nous n'aborderons pas dans le détail les dégradations du signal liées aux effets Raman et Brillouin.

5.1. L'automodulation de la phase

5.1.1. Principe

L'indice de réfraction de la fibre est modulé par l'intensité optique selon :

$$n = n_0 + n_2 \cdot |E|^2 \quad (I.13)$$

où E est le champ du signal, n_0 est l'indice de réfraction linéaire et n_2 est l'indice de réfraction non linéaire (en m^2/W).

L'équation de propagation d'une onde monochromatique qui ne subit que de l'automodulation de phase s'écrit :

$$i \frac{\partial a(Z, T)}{\partial Z} + \frac{\omega_0}{c} n_2 \frac{|a(Z, T)|^2}{A_{eff}} a(Z, T) = 0 \quad (I.14)$$

où $a(Z, T)$ est l'enveloppe lentement variable à la distance Z , ω_0 est la pulsation, A_{eff} est la surface effective du mode dans la fibre.

Soit :

$$a(Z, T) = a(0, T) \times \exp\left(i \gamma |a(Z, T)|^2 Z\right) \quad (I.15)$$

avec $a(Z, T)$ l'enveloppe lentement variable initiale, γ le coefficient non linéaire :

$$\gamma = \frac{n_2 \cdot \omega_0}{c \cdot A_{eff}} \quad (I.16)$$

Il apparaît un terme de phase non linéaire qui dépend de l'intensité du signal :

$$\phi_{nl}(z, T) = \gamma |a(z, T)|^2 Z \quad (I.17)$$

La phase non linéaire conduit en général à un élargissement spectral. En effet la variation de la fréquence instantanée par rapport à la fréquence centrale s'écrit :

$$\delta\omega = \omega(t) - \omega_0 = -\frac{\partial \phi_{nl}}{\partial T} = -\gamma \cdot Z \frac{\partial |a(z, T)|^2}{\partial T} \quad (I.18)$$

Il y a par conséquent de nouvelles fréquences créées dans le spectre du signal et plus l'intensité est importante, plus ces fréquences sont éloignées de la fréquence centrale, donc plus le spectre s'élargit.

La Figure I.17 représente la variation de la fréquence instantanée due à l'effet Kerr pour une impulsion gaussienne plus ou moins puissante. Les basses fréquences se retrouvent à l'avant de l'impulsion, les hautes fréquences à l'arrière de l'impulsion. Cette courbe met en évidence l'élargissement spectral du signal et le déphasage des composantes spectrales du signal. Plus l'impulsion est puissante, plus l'élargissement spectral est important.

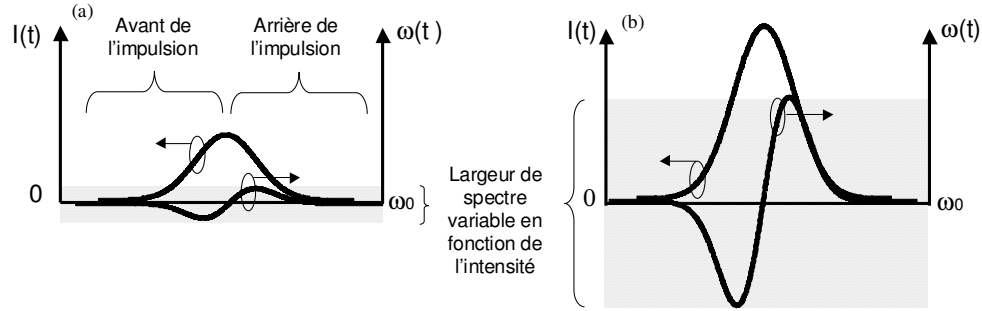


Figure I.17 : Impulsions d'intensité variable (impulsion (a) moins puissante que l'impulsion (b)) et fréquence instantanée du signal ayant subi de l'effet de SPM.

Cet élargissement spectral peut perturber les canaux adjacents d'un système de transmission multiplexé en longueur d'onde. D'autre part la combinaison de ce phénomène avec celui de la dispersion chromatique peut être dramatique comme nous le montrons dans ce qui suit.

5.1.2. Combinaison de l'automodulation de phase avec la dispersion chromatique

Nous introduisons ici les interactions entre dispersion chromatique et automodulation de phase.

Les longueurs caractéristiques des effets non linéaires et de la longueur effective d'interaction sont définies par :

$$L_{NL} = \frac{1}{\gamma \cdot P_0} \text{ et } L_{eff} = \frac{1}{\alpha} \cdot [1 - \exp(-\alpha L)] \quad (I.19)$$

où P_0 est la puissance crête de l'impulsion, α l'atténuation linéique de la fibre, L la longueur de fibre. L'effet Kerr étant lié à l'intensité du signal, les pertes subies par le signal dans la fibre, tendent à limiter l'effet Kerr.

La longueur caractéristique de dispersion est définie par :

$$L_D = \frac{T_0^2}{|\beta_2|} \quad (I.20)$$

où T_0 est la demi largeur en $1/e$ de l'impulsion en intensité, β_2 le paramètre de dispersion de vitesse de groupe.

Selon les valeurs respectives des longueurs caractéristiques, chaque effet est plus ou moins présent :

Pour $L_{eff} \ll L_{NL}$ et $L \geq L_D$ le régime est dispersif,

Pour $L_{eff} \geq L_{NL}$ et $L \ll L_D$ le régime est non linéaire, et la dispersion peut être négligée.

Pour $L_{eff} \geq L_{NL}$ et $L \geq L_D$ le régime est non linéaire et dispersif.

Dans le cas d'un régime non linéaire et dispersif, le régime de dispersion a un impact sur l'évolution du signal. En effet, dans le régime de dispersion normale ($\beta_2 > 0$,

$D < 0$), la vitesse de groupe des basses fréquences est plus grande que celle des hautes fréquences ; comme par effet Kerr, les basses fréquences se situent à l'avant de l'impulsion, les effets couplés de la dispersion et de l'effet Kerr entraînent un élargissement plus rapide des impulsions que dans le cas purement dispersif.

Dans le régime de dispersion anormale ($\beta_2 < 0$, $D > 0$) par contre, les basses fréquences, générées à l'avant de l'impulsion par effet Kerr, sont moins rapides, que les hautes fréquences générées à l'arrière de l'impulsion. L'élargissement spectral du à la création de nouvelles fréquences liée à l'effet Kerr a lieu ; mais la dispersion anormale tend à remettre en phase les composantes spectrales du signal, c'est à dire qu'elle tend à ramener le signal en limite de Fourier. Ceci conduit à une compression temporelle des impulsions (puisque le spectre est plus large). Ensuite, au cours de la propagation du signal, l'effet Kerr devient de moins en moins efficace au fur et à mesure que le signal s'atténue ; la dispersion chromatique finit par agir seule et les impulsions s'élargissent.

En présence d'un signal multiplexé en longueur d'onde, l'effet Kerr conduit à l'effet de modulation de phase croisée que nous introduisons dans la suite.

5.2. La modulation de phase croisée

La modulation de phase croisée est basée sur le même principe physique que l'automodulation de phase, mais elle se produit en présence de deux longueurs d'onde dans la fibre optique. L'indice de réfraction vu par le signal est modulé par l'intensité du canal adjacent.

La modulation de l'indice de réfraction devient dans le cas scalaire (les ondes sont polarisées selon le même axe) :

$$n = n_0 + n_2 \cdot [I(\omega_1) + 2 \cdot I(\omega_2)] \quad (I.21)$$

Le terme en $I(\omega_1)$ correspond à l'effet d'automodulation de phase, et celui en $I(\omega_2)$ à celui de modulation de phase croisée. L'effet de modulation croisée est par conséquent deux fois plus critique que l'effet d'automodulation de phase. Dans le cas non scalaire, le coefficient de couplage varie de 2/3 à 2 selon les états respectifs de polarisation.

La modulation de phase croisée affecte par conséquent une liaison optique multiplexée en longueur d'onde par élargissement du spectre du signal.

5.3. Le mélange à quatre ondes

Le mélange à quatre ondes est un processus paramétrique à l'origine de la production de nouvelles fréquences. Il peut se produire dans les systèmes de transmission multiplexés en longueur d'onde où un canal (de pulsation ω_1 et de vecteur d'onde \vec{k}_1) peut jouer le rôle de pompe pour le canal adjacent (de pulsation ω_2 et de vecteur d'onde \vec{k}_2). Par un mélange paramétrique, il apparaît deux signaux de fréquences : $\omega_3 = 2\omega_2 - \omega_1$ et $\omega_4 = 2\omega_1 - \omega_2$.

La Figure I.18 représente le spectre d'un signal qui a subi du mélange à quatre ondes, où l'on voit apparaître le spectre de la pompe, de la sonde et des deux signaux à λ_3 et λ_4 .

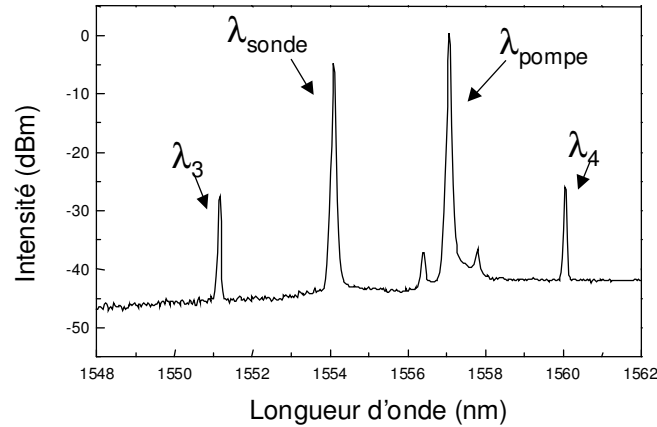


Figure I.18 : Spectre d'un signal en présence de mélange à quatre ondes.

Ce phénomène n'a lieu que si l'accord de phase est respecté :

$$\vec{k}_3 = 2\vec{k}_2 - \vec{k}_1 \text{ et } \vec{k}_4 = 2\vec{k}_1 - \vec{k}_2 \quad (I.22)$$

\vec{k}_3 est le vecteur d'onde du signal à la pulsation ω_3 et de longueur d'onde λ_3 , \vec{k}_4 est le vecteur d'onde du signal à la pulsation ω_4 et de longueur d'onde λ_4 .

Son effet peut par conséquent être limité par l'utilisation de fibre à dispersion non nulle.

5.4. Bilan des effets non linéaires

Les effets non linéaires présentés dans ce paragraphe sont à l'origine de dégradations du signal des liaisons optiques (génération de bruit d'amplitude, d'interférences entre symboles).

Ces effets non linéaires sont également à l'origine d'une gigue temporelle, dite de 'Gordon Haus' du nom de J.P. Gordon et de H. Haus, à l'origine de son identification [11]. La gigue de Gordon Haus est une gigue temporelle due aux effets combinés de l'effet Kerr, de la dispersion chromatique et du bruit d'amplitude. En effet lorsque la puissance du signal est telle qu'il y a de l'effet Kerr, une modulation de l'amplitude liée au bruit d'amplitude conduit à une modification de l'indice de réfraction. Ceci modifie la fréquence moyenne de l'impulsion qui voit alors une vitesse de groupe légèrement différente de celle vue par des impulsions d'amplitude différentes. Les fluctuations d'amplitude se traduisent finalement dans ces conditions par des fluctuations de temps d'arrivée des impulsions, la gigue temporelle.

Les principaux effets dégradant le signal ont été introduits. Nous récapitulons finalement l'équation de propagation globale tenant compte de ces effets.

6. Equation de propagation

L'équation de propagation de l'enveloppe lentement variable d'une onde se propageant dans une fibre optique s'écrit, dans le référentiel qui se déplace à la vitesse de groupe [10] :

$$i \frac{\partial a(Z, T)}{\partial Z} - \frac{1}{2} \beta_2 \frac{\partial^2 a(Z, T)}{\partial T^2} + \frac{\omega_0}{c} n_2 \frac{|a(Z, T)|^2}{A_{eff}} a(Z, T) = -i \frac{\alpha}{2} a(Z, T) \quad (I.23)$$

Le deuxième terme de cette équation rend compte de la dispersion chromatique de second ordre, le troisième terme rend compte de l'effet d'automodulation de la phase et le quatrième terme rend compte de l'atténuation de la fibre. La dispersion chromatique d'ordre trois et les autres effets non linéaires sont négligés.

Cette équation, aussi appelée équation non linéaire de Schrödinger, se résout généralement de manière numérique. Cette méthode, largement utilisée dans la littérature [10] consiste à faire l'approximation que sur une faible distance de propagation, la dispersion chromatique et les effets non linéaires agissent indépendamment. Le principe est par conséquent de sectionner la fibre en tronçons de longueur h et d'appliquer successivement au signal l'effet de la dispersion chromatique et de l'effet Kerr sur une longueur h .

La méthode de Fourier à pas discrétisé symétrisé a été proposée afin de limiter l'erreur faite par l'approximation précédente [10]. Elle consiste à appliquer les effets de dispersion sur la moitié du pas de discrétisation h , puis d'appliquer les effets non linéaires sur le pas h avant d'appliquer les effets de dispersion à nouveau sur la moitié du pas. C'est cette méthode qui a été utilisée au cours de ces travaux.

Toutes ces dégradations et malgré les solutions permettant de les compenser partiellement, limitent la portée des liaisons. La régénération optique, qui fait l'objet de ces travaux, permet de repousser la limite de portée des liaisons. Avant d'introduire le concept de régénération, nous introduisons les différents critères de qualité d'un signal transmis dans une liaison optique.

III. Critères de qualité d'une transmission

Pour définir la qualité d'une transmission optique, différents critères existent. Les trois principaux critères de qualité d'un signal transmis sont le diagramme de l'œil, le taux d'erreur binaire et le facteur de qualité. Ces trois critères sont décrits dans la suite.

1. Le diagramme de l'œil

Le diagramme de l'œil est la superposition de tous les symboles binaires du signal émis. La Figure I.19.a représente une séquence NRZ et le diagramme de l'œil correspondant, sa forme a donné son nom au diagramme; la Figure I.19.b représente une séquence RZ et le diagramme de l'œil correspondant.

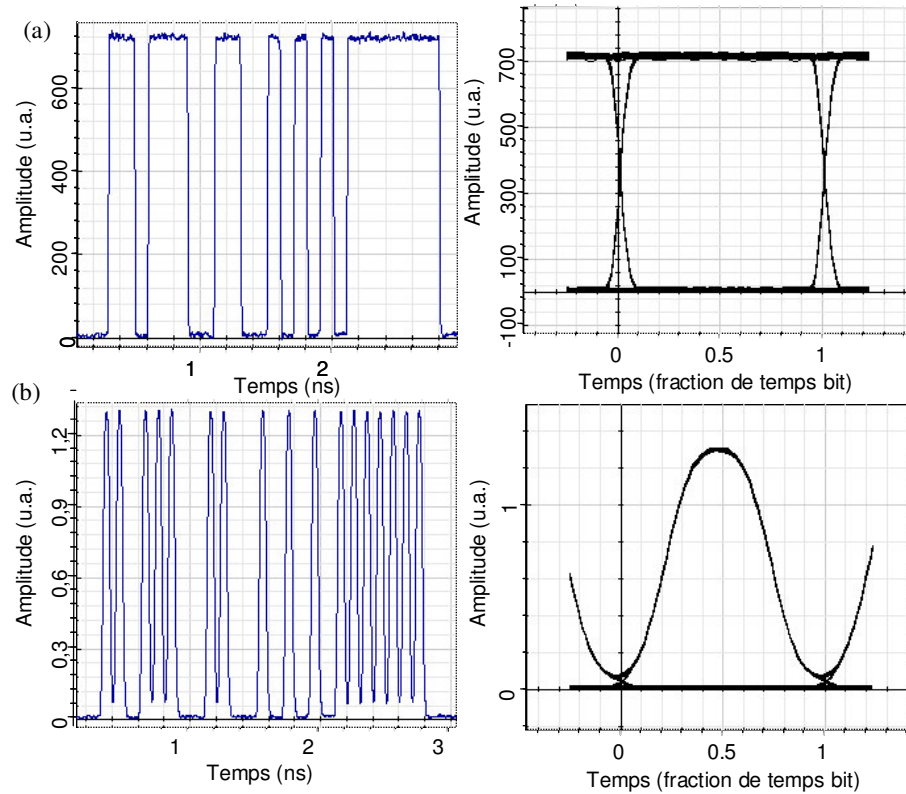


Figure I.19 : Séquence d'impulsions et diagramme de l'œil NRZ (a) et RZ (b).

Le diagramme de l'œil est obtenu dans le domaine électrique après détection par une photodiode, un oscilloscope à échantillonnage, et une synchronisation à la fréquence de l'horloge.

Il permet d'avoir une idée de la qualité du signal en terme de bruit d'amplitude, d'interférences entre symboles, de gigue temporelle. Les diagrammes de l'œil mettant en évidence ces trois dégradations sont représentés sur la Figure I.20 pour le format NRZ et RZ. Les Figures 19 a et b représentent les diagrammes de l'œil NRZ (a) et RZ (b) en présence de bruit d'émission spontanée amplifiée. Les Figures 19 c et d représentent les diagrammes de l'œil NRZ (c) et RZ (d) en présence de gigue temporelle. Les Figures 19 e et f représentent les diagrammes de l'œil NRZ (e) et RZ (f) en présence d'interférences entre symboles.

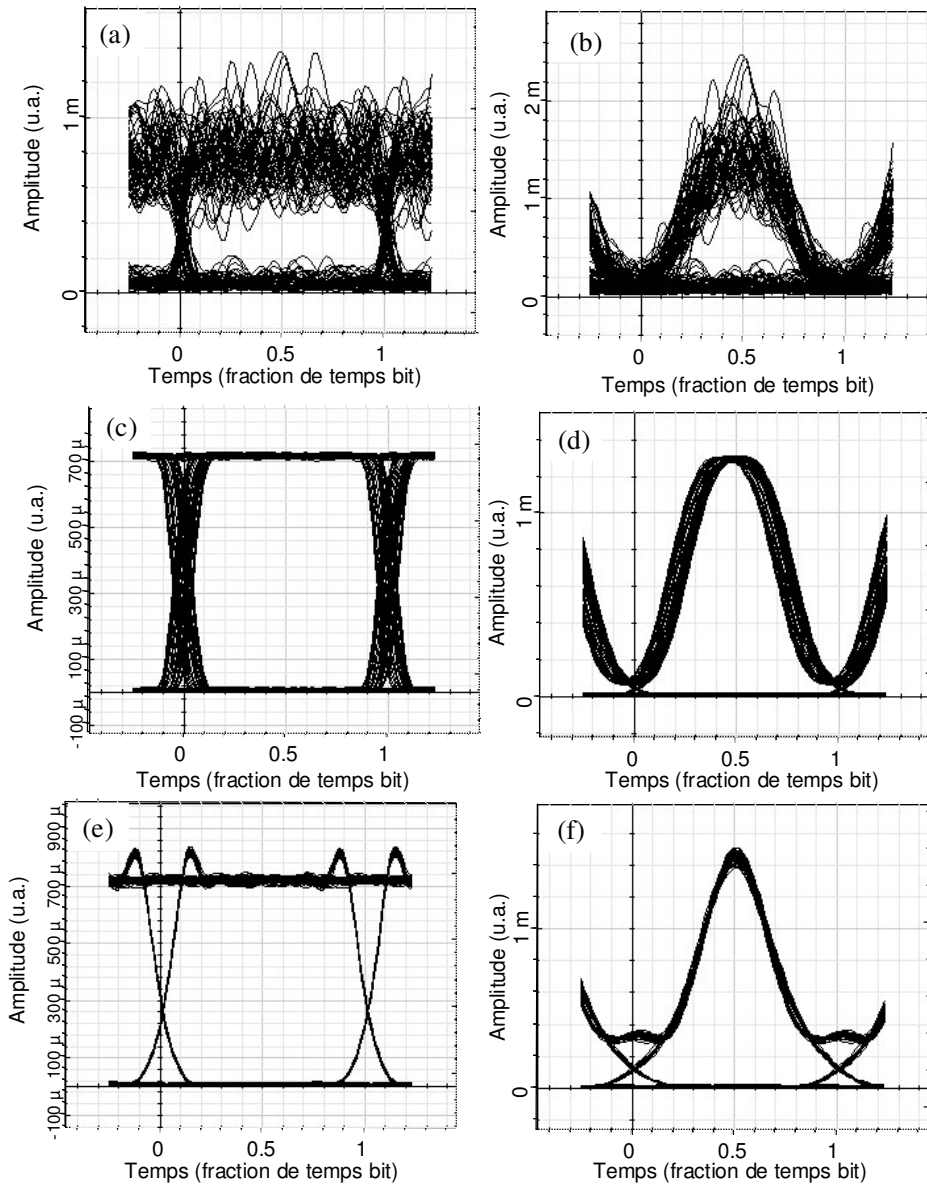


Figure I.20 : Diagrammes de l'œil NRZ et RZ avec du bruit d'amplitude (a) et (b), de la gigue temporelle (c) et (d), des interférences entre symboles (e) et (f).

Le diagramme de l'œil n'a toute fois qu'une valeur qualitative, le critère qui permet réellement d'évaluer de manière quantitative la qualité du signal est le taux d'erreur binaire.

2. Le taux d'erreur binaire

Le moyen quantitatif d'évaluer la qualité d'une transmission consiste à évaluer la probabilité d'erreur par élément binaire, qui correspond à la probabilité de prendre une décision erronée sur un élément binaire.

Le taux d'erreur binaire (TEB) ou BER (pour Bit Error Rate) est le rapport entre le nombre de bits erronés et le nombre de bits émis. Comme nous l'avons décrit dans la première partie de ce chapitre, le récepteur prend une décision sur la présence d'un symbole '1' ou '0' selon le niveau de signal reçu. Cette décision est prise à l'instant

d'échantillonnage et à l'aide d'une bascule de décision pour laquelle la tension reçue au-dessus d'un seuil est considérée comme un symbole '1', et au-dessous de ce seuil comme un symbole '0'. Si les fluctuations d'amplitude et temporelles sont importantes, la tension d'un symbole '1' peut passer au-dessous du seuil et la tension d'un symbole '0' au-dessus du seuil, des erreurs sont alors commises.

Le taux d'erreur binaire communément accepté dans le milieu des télécommunications optiques est de 10^{-9} , correspondant à une erreur commise sur un milliard de bits lus. On tolère alors un signal de taux d'erreur binaire de 10^{-4} puisqu'il permet après traitement par le code correcteur d'erreurs de retrouver un taux d'erreur binaire de 10^{-12} . Cette tolérance est cependant une marge que les opérateurs assurent, le taux d'erreur binaire en ligne ne dépasse en général pas 10^{-9} .

Plus précisément le taux d'erreur binaire peut se calculer par la détermination de la loi de probabilité du bruit. Comme décrit précédemment, après la bascule de décision, un symbole '1' est reçu lorsque la tension reçue est supérieure à la tension seuil, alors qu'un symbole '0' est reçu lorsque la tension reçue est inférieure à la tension seuil.

Soit α_k l'élément binaire émis à l'instant $k \times Tb$, k position du symbole, Tb le temps bit. La probabilité d'erreur s'écrit donc de la manière suivante :

$$Pe = P(\alpha_k = 0) \cdot P(\hat{\alpha}_k = 1 | \alpha_k = 0) + P(\alpha_k = 1) \cdot P(\hat{\alpha}_k = 0 | \alpha_k = 1) \quad (I.24)$$

où $\hat{\alpha}_k$ est le résultat de la décision prise sur l'élément binaire α_k , $P(\alpha_k = 1)$ et $P(\alpha_k = 0)$ sont respectivement les probabilités d'avoir un symbole '1' et '0' émis, ils sont généralement égaux à $1/2$ pour une séquence PRBS. Nous les noterons $P(1)$ et $P(0)$.

$P(\hat{\alpha}_k = 1 | \alpha_k = 0)$, (respectivement $P(\hat{\alpha}_k = 0 | \alpha_k = 1)$), correspond à la probabilité de détecter un symbole '1' quand un symbole '0' a été émis (respectivement un symbole '0' quand un symbole '1' a été émis). On les notera par la suite respectivement $P(1|0)$ et $P(0|1)$.

Cette probabilité d'erreur est estimée par la mesure du taux d'erreur binaire. Sous l'hypothèse que les erreurs successives sont indépendantes, la moyenne du taux d'erreur binaire est égale à la probabilité d'erreur [12].

Les probabilités conditionnelles s'écrivent :

$$P(0|1) = P(V < V_s | 1) = \frac{\int_{-\infty}^{V_s} P(V|1) \cdot dV}{\int_{-\infty}^{\infty} P(V|1) \cdot dV} \quad (I.25)$$

$$P(1|0) = P(V > V_s | 0) = \frac{\int_{V_s}^{\infty} P(V|0) \cdot dV}{\int_{-\infty}^{\infty} P(V|0) \cdot dV} \quad (I.26)$$

avec V la tension reçue, V_s la tension seuil, $P(V|1)$ (respectivement $P(V|0)$) la probabilité d'avoir V sachant qu'un symbole '1' (respectivement '0') est émis.

Dans les systèmes de télécommunications optiques, il est généralement admis que les symboles sont reçus en présence d'un bruit gaussien additif. Les probabilités de détecter un symbole '1' quand un symbole '0' a été émis et de détecter un '0' quand un '1' a été émis suivent par conséquent des lois gaussiennes, et l'expression I.26 devient :

$$TEB(V_s) = Pe = \frac{1}{4} \left[\operatorname{erfc} \left(\frac{V_1 - V_s}{\sigma_1 \sqrt{2}} \right) + \operatorname{erfc} \left(\frac{V_s - V_0}{\sigma_0 \sqrt{2}} \right) \right] \quad (I.27)$$

où V_1 et V_0 sont respectivement les tensions moyennes des symboles '1' et '0' à l'instant de décision, et σ_1 et σ_0 les variances des probabilité de puissance des symboles '1' et '0' ; erfc est la fonction erreur complémentaire définie par :

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{+\infty} \exp(-y^2) \cdot dy \quad (I.28)$$

Le taux d'erreur binaire est minimum quand $V_s = \frac{V_1 \cdot \sigma_1 + V_0 \cdot \sigma_0}{\sigma_1 + \sigma_0}$

Ce qui donne :

$$TEB_{\min} = \frac{1}{2} \left[\operatorname{erfc} \left(\frac{V_1 - V_0}{\sqrt{2}(\sigma_1 + \sigma_0)} \right) \right] \quad (I.29)$$

3. Le facteur de qualité

Le facteur de qualité est le rapport signal sur bruit électrique en entrée du circuit de décision du récepteur [13, 1], il est défini par :

$$Q = \frac{V_1 - V_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad (I.30)$$

Le facteur de qualité est donc relié au taux d'erreur binaire (TEB) dans l'hypothèse où la distribution de puissance des symboles est gaussienne, par la relation suivante :

$$TEB_{\min} = \frac{1}{2} \left[\operatorname{erfc} \left(\frac{Q}{\sqrt{2}} \right) \right] \quad (I.31)$$

Il est souvent utilisé plutôt que le taux d'erreur binaire dès lors que le taux d'erreur binaire est trop faible pour être mesuré. En effet, plus le taux d'erreur binaire est faible, plus le temps de mesure est long pour une même précision sur la mesure. Les mesures en boucle à recirculation dont le principe est introduit au deuxième chapitre sont encore plus longues (typiquement pour une ligne de 100 km à 10 Gbit/s, pour détecter 100 erreurs à un taux d'erreur binaire de 10^{-9} au bout de 100 tours, il faut prendre une mesure pendant 40 minutes). Expérimentalement, le taux d'erreur binaire n'est par conséquent pas toujours mesurable directement.

Dans l'hypothèse où la distribution de puissance des symboles est gaussienne, il existe une méthode expérimentale de mesure du taux d'erreur binaire et du facteur de qualité. Cette méthode consiste à mesurer l'évolution du taux d'erreur binaire avec la tension du seuil de décision.

Les basses tensions sont représentatives des symboles '0' :

$$TEB_0(V_s) = \frac{1}{4} \left[\operatorname{erfc} \left(\frac{V_s - V_0}{\sigma_0 \sqrt{2}} \right) \right] \quad (I.32)$$

Les fortes tensions sont représentatives des symboles '1' :

$$TEB_1(V_s) = \frac{1}{4} \left[\operatorname{erfc} \left(\frac{V_1 - V_s}{\sigma_1 \sqrt{2}} \right) \right] \quad (I.33)$$

Par conséquent, en extrapolant les mesures expérimentales du taux d'erreur binaire en fonction de la tension par les expressions précédentes, on peut en déduire le taux d'erreur binaire minimal et le facteur de qualité [14]. Cette mesure permet, en mesurant le taux d'erreur binaire sur les flancs des distributions des densités de probabilité de puissance des symboles, d'accéder au taux d'erreur binaire minimal qui peut être trop faible pour être mesuré directement. La Figure I.21 représente une courbe typique permettant la détermination du taux d'erreur binaire minimal et du facteur de qualité. Cette mesure est appelée courbe en 'V' à cause de la forme de la courbe expérimentale.

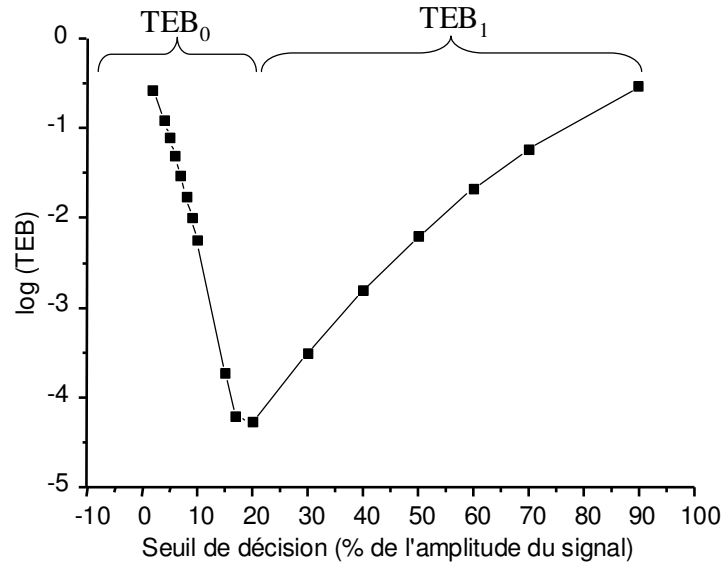


Figure I.21 : Détermination expérimentale du facteur de qualité.

Le facteur de qualité est fréquemment utilisé pour quantifier la qualité d'une liaison ; un facteur de qualité de 6 correspond à un taux d'erreur binaire de 10^{-9} .

Le facteur de qualité défini ici, qui est le facteur de qualité généralement utilisé dans la littérature, n'est représentatif que du bruit d'amplitude du signal.

Nous définissons un facteur de qualité temporel afin de tenir compte de la gigue temporelle. La gigue temporelle pure conduit à une variation temporelle du centre des impulsions. Cependant elle se traduit par une fluctuation des fronts de montées et de descentes. Dans le cadre de ces travaux, nous définissons la gigue temporelle à mi-hauteur des impulsions, nous verrons par la suite que ceci est adapté à l'étude de la régénération 2R.

Nous définissons Q_t de manière similaire au facteur de qualité en amplitude, en déterminant la gigue temporelle :

$$Q_t = \frac{T_D - T_M}{\sigma_{TM} + \sigma_{TD}} \quad (I.34)$$

Avec T_M la valeur moyenne de l'instant où le front montant est à mi-hauteur de l'impulsion, T_D la valeur moyenne de l'instant où le front descendant est à mi-hauteur de l'impulsion, σ_{TM} (respectivement σ_{TD}) est l'écart type de l'ensemble des instants où le front montant (respectivement descendant) est à mi-hauteur de l'impulsion.

Dans une liaison sans régénérateur, $T_D - T_M$, qui correspond à la largeur moyenne des impulsions, est inchangée. Par contre pour une transmission comportant des

régénérateurs optiques, il peut y avoir une variation de la largeur moyenne des impulsions et la fermeture temporelle du diagramme de l'œil dépend de $T_D - T_M$.

La Figure I.22 représente un diagramme de l'œil et les histogrammes en tension et en temps qui mettent en évidence les paramètres de définition du facteur de qualité en amplitude et en temps.

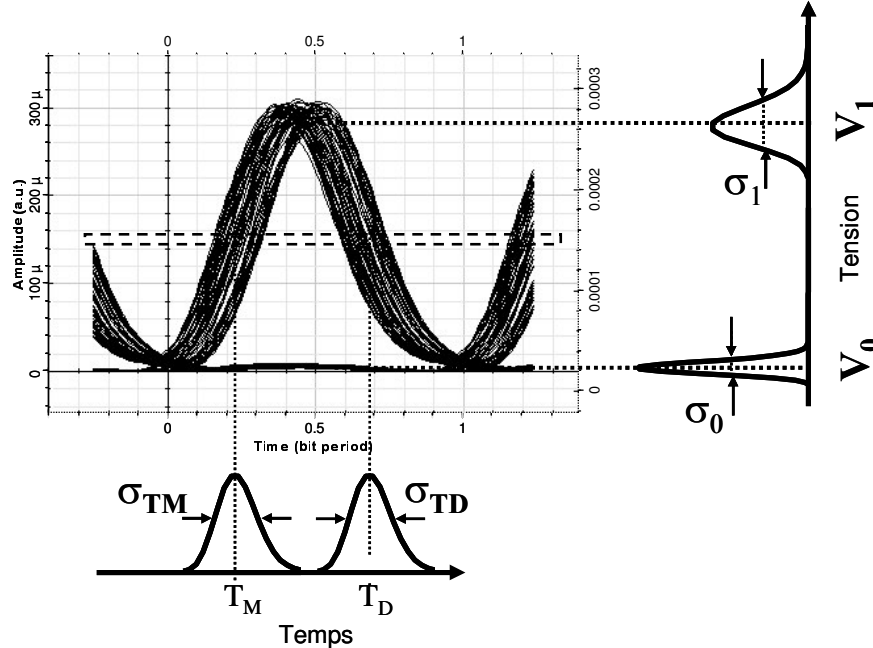


Figure I.22 : Diagramme de l'œil et histogrammes en tension et en temps indiquant les paramètres définissant les deux facteurs de qualité.

Conclusion du chapitre

Nous savons à présent ce qu'est un signal optique pour les télécommunications, et comment il est généré et reçu.

Nous avons vu à la lecture de ce chapitre que le signal numérique transmis dans une liaison optique subit un grand nombre de dégradations. Ces dégradations, et malgré les différentes compensations possibles, limitent la portée des liaisons car le signal détecté peut ne pas être analysé correctement et l'information ne pas être transmise convenablement.

L'étude de la transmission d'un signal dans une liaison optique nécessite par conséquent l'analyse de la qualité de la transmission : différents critères ont été présentés.

La régénération optique, qui fait l'objet de ces travaux, est une solution pour étendre la portée des liaisons. Elle a été étudiée ici dans une liaison point à point, ce qui n'est pas représentatif de la complexité de la plupart des liaisons. Mais cette étude constitue une première étape pour valider l'efficacité du dispositif. Une analyse plus approfondie rendra compte de la robustesse du dispositif et de son potentiel pour des réseaux plus réalistes.

Nous introduisons dans le chapitre suivant le principe de la régénération optique.

[1] I. Kaminow, T. Li, 'Optical Fiber Telecommunications IV B, Systems and impairments', Academic press, 2002.

-
- [2] I. et M. Joindot et douze co-auteurs, 'Les télécommunications par fibres optiques', Dunod, 1996.
- [3] G. Charlet, P. Tran, H. Maroyan, M. Lefrançois, T. Fauconnier, S. Bigo, '151 × 43 Gbit/s transmission over 4080 km based on return-to-zero-Differential quadrature phase-shift keying', *European Conference on Optical Communication*, PD 1.3, 2005.
- [4] A.H. Gnauck, G. Raybon, S. Chandrasekhar, J. Leuthold, C. Doerr, L. Stulz, E. Burrows, '25×40 Gbit/s copolarised DPSK transmission over 12 × 100km NZDSF with 50 GHz channel spacing', *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 15, no. 3, 2000.
- [5] S. Bigo, G. Charlet, E. Corbel 'What has hybrid phase / intensity encoding brought to 40 Gbit/s ultra-long haul systems', *European Conference on Optical Communication*, 2004, Th.2.5.1, pp. 872-875.
- [6] A. Agarwal, S. Chandrasekhar, R.J. Essiambre, 'VSB CSRZ for spectrally efficient optically routed networks', *European Conference on Optical Communication*, 2004, We 3.4.4.
- [7] V. Roncin, J.C. Simon, B. Leguyader, S. Lobo, B. Clouet, '43 Gbit/s Bit error rate assessment of a simple all optical clock recovery scheme', *European Conference on Optical Communication*, Th. 1.3.7, 2005.
- [8] J. Renaudier, B. Lavigne, M. Jourdran, P. Gallion, F. Lelarge, 'First demonstration of all-optical clock recovery at 40 GHz with standard compliant jitter characteristics based on a quantum-dots self-pulsating semiconductor laser', *European Conference on Optical Communication*, PD.3.4, 2005.
- [9] I. Kaminow, T. Koch, 'Optical Fiber Telecommunications III B', Academic press, 1997.
- [10] G. P. Agrawal, 'Nonlinear fiber optics', 2nd edition, Optics and Photonics, Academic Press, 1995.
- [11] J.P. Gordon, H. A. Haus, 'Random walk of coherently amplified solitons in optical fiber transmission', *Optics Letters*, vol .11, no. 10, p. 665, 1986.
- [12] A. Glavieux, M. Joindot, 'Communications numériques, introduction', Masson, 1996.
- [13] S.D. Personick, 'Receiver design for digital fiber optic communications systems', *Bell system technical journal*, vol. 52, no. 6, pp. 843-886, 1973.
- [14] N.S. Bergano, F.W. Kerfoot, C.R. Davidson, 'Margin measurements in optical amplifier systems', *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 5, no. 3, 1993.

CHAPITRE II

REGENERATION DANS LES SYSTEMES DE TRANSMISSION HAUT DEBIT.

La régénération, qui permet l'amplification, la Remise en forme (2R) et la Resynchronisation des données (3R), repousse les limites de capacité et de portée des liaisons. Ces travaux se sont, quant à eux, principalement centrés sur l'étude de la régénération 2R optique.

La régénération optique peut être vue comme un moyen de simplifier les systèmes de transmission optiques. En effet, à cause de la montée en débit et l'augmentation des portées des systèmes de transmission optiques, les liaisons sont de plus en plus sensibles aux diverses dégradations du signal. Pour se prémunir de ces dégradations, les systèmes de transmission deviennent de plus en plus complexes en incluant des fonctions de compensation optiques ou électroniques complexes (dispersion, PMD, ...). La régénération peut être vue comme un élément qui peut jouer le rôle de compensateur de l'ensemble des diverses dégradations. Le signal en sortie d'un régénérateur idéal est en effet dépourvu de bruit d'amplitude (2R) et de gigue temporelle (3R), qui sont les principales conséquences des différentes dégradations du signal.

En outre, on peut penser qu'une régénération simultanée de plusieurs canaux multiplexés en longueur d'onde (ou régénération WDM), est un réel enjeu économique comme l'a été l'amplification optique avec l'apparition des amplificateurs à fibre dopée Erbium. Leur capacité d'amplification simultanée de plusieurs canaux multiplexés en longueur d'onde ont permis une diminution importante du coût des liaisons, et une augmentation de leur capacité. La régénération optique WDM serait par conséquent une véritable avancée.

Par ailleurs, la considération de liens optiques à très haut débit (typiquement 160 Gbit/s) laisse entrevoir la nécessité de mettre en place de nouvelles solutions pour la régénération, les limites de l'électronique semblant être atteintes à ces débits. La rapidité des phénomènes optiques, de l'ordre de la picoseconde dans les matériaux semi-conducteurs, jusqu'à la femtoseconde pour l'effet Kerr dans la fibre, rend la solution optique pertinente pour le très haut débit.

Ensuite la régénération optique 2R a attiré plus particulièrement notre attention car nous pensons que la régénération 3R n'est pas nécessaire à tous les niveaux des liaisons. La gigue temporelle n'étant pas critique à chaque nœud de routage, une régénération 2R, souvent plus simple, pourrait suffire entre deux étapes de régénération complète.

Enfin, si la fonction non linéaire en marche d'escalier est la plus efficace pour réduire le bruit d'amplitude ce qui rend le régénérateur optoélectronique idéal pour la régénération 3R, ceci ne semble pas être le cas de la régénération 2R. Les fonctions optiques dont la fonction de transmission sont souvent plus lisses (en forme de 'S') trouvent alors pleinement leur place dans le cadre de la régénération 2R.

Pour toutes ces raisons, il nous a semblé intéressant d'étudier l'impact de l'insertion de régénérateurs optiques 2R dans une ligne de transmission optique. Nous introduisons dans ce chapitre le principe de la régénération, avant de décrire les principaux paramètres caractérisant une porte optique non linéaire pour la régénération. Les principales techniques de régénération optique qui se trouvent dans la littérature sont finalement passées en revue.

Aucune solution réellement WDM au sens où tous les canaux sont traités indépendamment dans le même dispositif (comme c'est le cas pour l'amplificateur optique à fibre dopée Erbium) n'a vu le jour à l'heure actuelle à notre connaissance. Aussi les solutions les plus réalistes sont celles qui sont intégrables. C'est-à-dire que tous les canaux sont traités par des dispositifs différents par contre l'ensemble des dispositifs

peut être intégré en un seul dispositif compact. Ceci constitue une régénération WDM au sens où le dispositif comporte une seule fibre d'entrée et de sortie pour l'ensemble des longueurs d'onde. Différentes solutions ont montré leur potentiel en terme d'intégration et notamment à base d'amplificateurs optiques à semiconducteur [1,2].

I. Principe de la régénération optique

La régénération est l'une des solutions pour repousser les limites en distance et en capacité des lignes de transmission optique [3]. La solution tout optique est une solution qui entre totalement dans le contexte des réseaux transparents. Le principe de la régénération est de diminuer les dégradations subies par le signal au cours de sa propagation à savoir principalement son atténuation, l'augmentation du bruit d'amplitude sur les symboles et l'apparition de gigue temporelle. La régénération peut s'échelonner en trois étapes : la régénération 1R pour l'étape de **Ré**-amplification; pour une régénération 2R du signal, s'ajoute à cette amplification une **Remise en forme** du signal qui tend à limiter le bruit d'amplitude; enfin la régénération 3R permet de compléter la régénération 2R par une **Re**-synchronisation des données pour limiter l'accumulation de gigue temporelle. Ces trois étapes sont décrites dans ce paragraphe.

1. Régénération 1R

Si l'amplification décrite dans le chapitre I conduit à une dégradation du signal par accumulation de bruit d'émission spontanée amplifiée, elle est tout de même nécessaire pour pallier l'atténuation du signal dans la fibre. Elle constitue la première étape de régénération. La technique d'amplification la plus utilisée est l'amplification à fibre dopée, dont le principe a été décrit au chapitre I. Le principal avantage de cette technique est qu'elle est multi longueurs d'onde (WDM), tous les canaux de la bande C des télécommunications (1530 – 1565 nm) étant amplifiés dans une seule et unique fibre dopée.

2. La régénération 2R

Au cours de l'étape d'amplification, l'accumulation de bruit d'émission spontanée amplifiée conduit à une réduction du rapport signal sur bruit optique et à une diminution du taux d'extinction. L'étape de remise en forme permet d'améliorer le taux d'extinction et de limiter le bruit d'amplitude. Elle s'effectue grâce à la fonction de transmission d'une porte optique non linéaire.

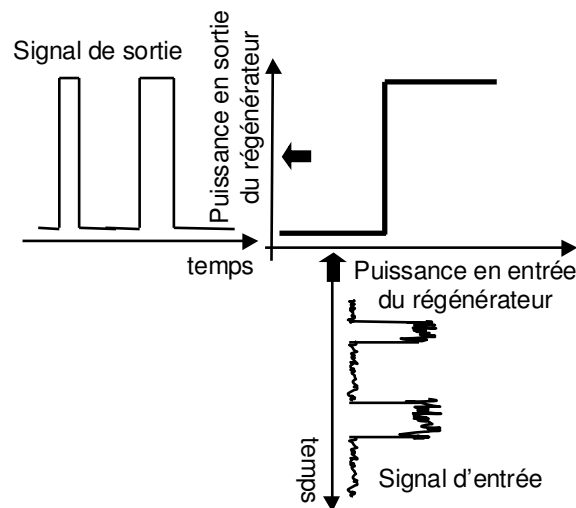


Figure II.1: Fonction de transmission d'une porte optique non linéaire.

La Figure II.1 représente un exemple de fonction de transmission d'une porte optique non linéaire. Grâce à la présence de paliers au-dessous et au-dessus d'une puissance incidente donnée, les fluctuations d'intensité du signal incident ne sont pas transmises à travers la porte et ce ni sur les symboles '1', ni sur les symboles '0'. Si d'autre part le rapport des niveaux hauts et bas de la transmission de la porte est suffisamment grand, la porte non linéaire permet une amélioration du taux d'extinction du signal. La porte non linéaire représentée sur la Figure II.1 est dite 'en marche d'escalier' et correspond, comme nous le montrerons dans le paragraphe 4.1, à une fonction idéale pour réduire le bruit d'amplitude.

Selon le dispositif utilisé pour la réalisation de la porte optique non linéaire, la régénération peut s'effectuer selon deux mécanismes. Le premier, schématisé sur la Figure II.2.a, est dit d'auto-modulation c'est à dire que le signal dégradé commande la porte et en sort régénéré.

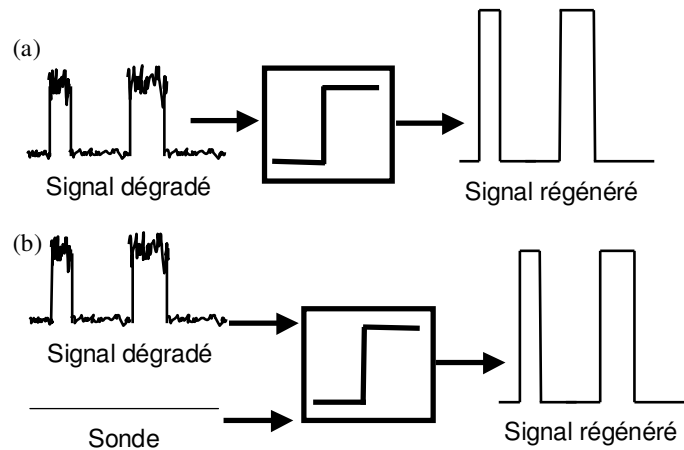


Figure II.2 : Régénération par auto modulation (a) et par modulation croisée (b).

Le deuxième est dit de modulation croisée; le signal dégradé (la pompe) module toujours la transmission de la porte, mais un autre signal est injecté dans la porte (la sonde) et voit la modulation de la transmission créée par le signal dégradé. Le signal en sortie de la porte est ainsi modulé au rythme des données. Le plus souvent, il y a conversion de longueur d'onde du signal dégradé vers le deuxième signal. Ce mécanisme est représenté sur la Figure II.2.b.

Notons qu'à moins de pouvoir injecter un deuxième signal à la même longueur d'onde que celle du signal incident, ce type de dispositif impose l'utilisation d'un deuxième dispositif du même type pour retrouver la longueur d'onde initiale. Il peut également être inséré à un nœud de routage d'une liaison, pour mettre à profit la conversion de longueur d'onde. Associée à une fonction de filtrage, la conversion de longueur d'onde peut en effet permettre le routage de l'information comme ceci a été montré par exemple dans [4].

3. Régénération 3R

Comme cela a été vu dans le premier chapitre, l'une des dégradations subies par le signal est l'accumulation de gigue temporelle. Cette gigue est encore plus critique avec l'utilisation d'une porte optique non linéaire, comme nous le verrons dans le chapitre VI. Pour obtenir une régénération complète du signal, une étape de re-synchronisation des données est donc nécessaire.

3.1. Re-synchronisation des données

La re-synchronisation des données nécessite dans la plupart des cas l'utilisation d'un dispositif à modulation croisée. Une partie du signal dégradé est injectée dans un dispositif de récupération d'horloge qui module un signal de sonde. L'horloge obtenue, synchrone avec les données, est ensuite modulée par la porte optique non linéaire commandée par le signal dégradé. Le schéma de principe de ce dispositif est représenté sur la Figure II.3.

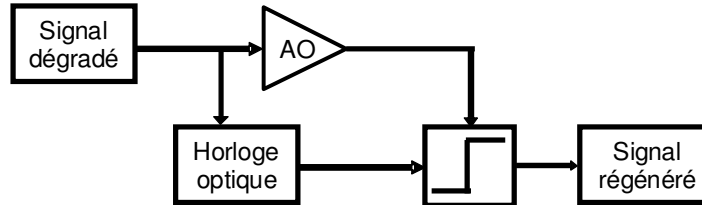


Figure II.3 : Principe de la régénération 3R.

Notons que la régénération 3R s'accompagne la plupart du temps d'une conversion de longueur d'onde ; les dispositifs 3R nécessitent par conséquent deux convertisseurs de longueurs d'onde.

Une solution offre cependant la possibilité de réaliser de la régénération 3R sans conversion de longueur d'onde ; il s'agit de la modulation synchrone, qui sera abordée dans le paragraphe II.2.3 de ce chapitre.

3.2. Régénération opto-électronique 3R

Nous introduisons ici la régénération opto-électronique 3R qui est la solution adoptée dans les systèmes de transmission actuels. Elle est constituée d'un récepteur qui permet le passage de l'optique vers l'électronique, suivi d'un émetteur qui permet la conversion de l'électronique vers l'optique. La conversion de l'optique vers l'électronique permet un certain nombre de traitements du signal électronique, ce qui offre des transmissions quasi-infinies (infinies à l'échelle de la planète) [5]. Les traitements électroniques du signal n'ont pas fait l'objet d'études particulières pendant ces travaux ; on peut citer le code correcteur d'erreurs (FEC pour Forward Error Correction) qui permet, moyennant un surdébit typiquement de 7 %, de détecter et de corriger les erreurs [6]. Les débits utilisés sont par conséquent en général de 10,665 et 43,66 GHz.

Les dispositifs optoélectroniques sont complexes et onéreux, aussi, l'étude de la régénération optique reste tout à fait pertinente en ce sens qu'elle pourrait limiter le nombre de répéteurs opto-électroniques des liaisons.

4. Paramètres caractéristiques d'une porte optique non linéaire

Dans ce paragraphe nous introduisons un certain nombre de paramètres caractéristiques des fonctions non linéaires [7]. Les paramètres des deux mécanismes de la modulation croisée et d'auto modulation sont considérés.

4.1. Porte en modulation croisée

La Figure II.4 représente un exemple de fonction de transmission d'une porte en modulation croisée ; un certain nombre de paramètres permettent de la caractériser.

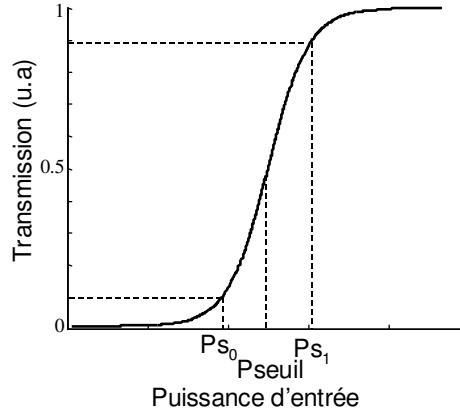


Figure II.4 : Fonction de transmission d'une porte non linéaire en modulation croisée.

La puissance de sortie est définie par :

$$P_{sortie}^{sonde} = P_{entrée}^{sonde} \cdot T(P_{entrée}^{pompe}) \quad (II.1)$$

où T est la transmission de la porte.

La transmission de la porte dépend du signal de pompe, elle est définie comme :

$$T = \frac{P_{sortie}^{sonde}}{P_{entrée}^{pompe}} \quad (II.2)$$

4.1.1. Contraste et seuil

Le contraste de la porte est défini comme le rapport de la transmission maximale sur la transmission minimale de la porte :

$$C = \frac{T_{max}}{T_{min}} \quad (II.3)$$

Dans le cas d'une porte non linéaire ne présentant pas de maximum de transmission, T_{max} correspond à la transmission maximale atteignable expérimentalement.

Le contraste rend compte du taux d'extinction du signal en sortie. En effet, le taux d'extinction de sortie est défini par :

$$\tau_{ex} = \frac{P_{sortie \cdot sonde}^1}{P_{sortie \cdot sonde}^0} = \frac{P_{entrée \cdot sonde}^1 \cdot T(P_{entrée \cdot pompe}^1)}{P_{entrée \cdot sonde}^0 \cdot T(P_{entrée \cdot pompe}^0)} \quad (II.4)$$

où $P_{sortie \cdot sonde}^{1,0}$ et $P_{entrée \cdot sonde}^{1,0}$ correspondent aux puissances de sortie et d'entrée des symboles '1' et '0' ; $T(P_{entrée \cdot pompe}^{1,0})$ est la transmission de la porte pour une puissance de pompe au passage d'un symbole '1' et '0'.

La sonde n'est pas un signal modulé par conséquent $P_{entrée \cdot sonde}^1 = P_{entrée \cdot sonde}^0$ et :

$$\tau_{ex} = \frac{T(P_{entrée \cdot pompe}^1)}{T(P_{entrée \cdot pompe}^0)} \quad (II.5)$$

Cette relation met en évidence que le taux d'extinction en sortie de la porte non linéaire en modulation croisée est égal au contraste de la porte. Pour une régénération optimale, il faut par conséquent que le contraste soit le plus grand possible.

Nous nommons P_{s_0} , la puissance incidente à 10 % du contraste et P_{s_1} la puissance incidente à 90 % du contraste.

Le seuil de la porte non linéaire s'écrit :

$$P_S = \frac{P_{s_1} + P_{s_0}}{2} \quad (II.6)$$

Pour que le bruit d'amplitude des symboles '1' et '0' soit correctement réduit, les symboles '1' doivent se situer au dessus de la saturation de la transmission P_{s_1} de la porte et les symboles '0' en dessous du seuil P_{s_0} .

4.1.2. Facteur discriminant

Le facteur discriminant de la porte est défini comme :

$$FD = \frac{T(P_{s_1}) - T(P_{s_0})}{P_{s_1} - P_{s_0}} \quad (II.7)$$

Le facteur discriminant est significatif de la pente à la transition du niveau bas au niveau haut de la porte non linéaire.

Pour une remise en forme efficace du signal, il faut que la puissance crête des symboles '1' se situe au-dessus de la saturation de la porte (P_{s_1}) et que la puissance des symboles '0' se situe au-dessous du seuil de la transmission (P_{s_0}). Par conséquent, plus le facteur discriminant est faible c'est à dire plus la pente de la transition du niveau bas vers le niveau haut de la transmission est faible, plus le taux d'extinction en entrée de la porte doit être élevé pour placer correctement les puissances respectives des symboles devant la porte.

Or, comme décrit au chapitre I, le taux d'extinction s'écroule avec l'accumulation d'émission spontanée amplifiée donc avec la distance de propagation. Par conséquent, plus le facteur discriminant est faible, plus la porte non linéaire doit être placée tôt dans la ligne de transmission pour que le taux d'extinction soit suffisant. Afin de minimiser le nombre de répéteurs dans une liaison, les répéteurs doivent être espacés au maximum. Il faut par conséquent que la porte soit efficace pour un taux d'extinction le plus petit possible, aussi le facteur discriminant doit être le plus grand possible.

4.1.3. Facteur de transmission du bruit

Le facteur de transmission du bruit est le rapport des fluctuations relatives de la puissance de sortie par rapport à celles d'entrée. Il rend compte de la réduction du bruit d'amplitude à la traversée de la porte. Le facteur de transmission du bruit des symboles '1' s'écrit :

$$FTB^1 = \frac{\frac{dP_{sortie}^1}{P_{sortie}^1}}{\frac{dP_{entrée}^1}{P_{entrée}^1}} \quad (II.8)$$

avec P_{sortie}^1 la puissance instantanée moyenne des symboles '1' en sortie de la porte, $P_{entrée}^1$ la puissance instantanée moyenne des symboles '1' en entrée de la porte, $dP_{sortie}^1 / dP_{entrée}^1$ la variation de la puissance de sortie de la porte pour une variation

$dP_{\text{entrée}}^1$ de la puissance incidente donnée. Le facteur de transmission du bruit des symboles '0' peut être défini de manière équivalente.

A partir du moment où le FTB est inférieur à 1, il y a une réduction des fluctuations d'amplitude, l'idéal étant d'obtenir un FTB nul pour une suppression totale des fluctuations d'amplitude.

Dans le cas d'une modulation croisée, on obtient :

$$FTB^1 = \frac{dT(P_{\text{entrée}}^{\text{pompe}})}{dP_{\text{entrée}}^{\text{pompe}}} \cdot \frac{P_{\text{entrée}}^{\text{sonde}}}{T(P_{\text{entrée}}^{\text{pompe}})} \quad (II.9)$$

Si la puissance instantanée des symboles '1' est placée correctement devant la porte, c'est à dire au-dessus de la saturation de la transmission, la transmission du bruit est nulle dès lors que la pente de la fonction de transmission est nulle au-dessus de P_{S1} .

Pour résumer, pour que la réduction du bruit d'amplitude soit optimale au passage d'une porte non linéaire en modulation croisée, il faut :

- Un contraste maximal.
- Un facteur discriminant maximal.
- Un facteur de transmission nul, c'est à dire que les pentes de la fonction de transmission au dessus de P_{S1} et en dessous de P_{S0} soient nulles.

La fonction de transmission optimale pour la réduction du bruit est par conséquent en 'marche d'escalier'.

Nous considérons ensuite le cas d'une porte en auto modulation.

4.2. Porte en auto modulation

Cette fois-ci la puissance de sortie est définie par :

$$P_{\text{sortie}}^{\text{signal}} = P_{\text{entrée}}^{\text{signal}} \cdot T(P_{\text{entrée}}^{\text{signal}}) \quad (II.10)$$

Le facteur de transmission du bruit devient alors :

$$FTB^1 = \frac{dP_{\text{sortie}}}{dP_{\text{entrée}}} \cdot \frac{P_{\text{entrée}}}{P_{\text{sortie}}} = \frac{dT}{dP_{\text{entrée}}} \cdot \frac{P_{\text{entrée}}}{T} + 1 \quad (II.11)$$

Pour transmettre un minimum de bruit possible, il faut par conséquent que le terme $dT/dP_{\text{entrée}}$ soit négatif, c'est à dire que la pente de la fonction de transmission ou que le terme $dP_{\text{sortie}}/dP_{\text{entrée}}$ soit nul. Pour que la réduction du bruit d'amplitude soit effective dans le cas d'une porte en auto modulation, il faut par conséquent que les pentes de la caractéristique puissance de sortie – puissance d'entrée au dessus de P_{S1} et en-dessous de P_{S0} soient nulles et que celles de la fonction de transmission soient négatives.

La Figure II.5.a représente la caractéristique puissance de sortie – puissance d'entrée idéale d'une telle fonction. La fonction de transmission correspondante présente un maximum de transmission à puissance incidente nulle ce qui n'est pas envisageable.

La Figure II.5.b représente une fonction de transmission qui a un sens physique et qui permet une réduction du bruit d'amplitude sur les symboles '1'. Cette fonction n'est pas efficace à réduire la variance du bruit sur les symboles '0', mais elle atténue la puissance des symboles '0' ce qui conduit à une amélioration du taux d'extinction et donc à une amélioration du facteur de qualité.

Une fonction en auto modulation peut s'avérer efficace à améliorer le taux d'extinction. Le taux d'extinction en sortie de la porte s'écrit :

$$\tau ex_{\text{out}} = \frac{P(1)_{\text{out}}}{P(0)_{\text{out}}} = \frac{P(1)_{\text{in}} \cdot T(P(1)_{\text{in}})}{P(0)_{\text{in}} \cdot T(P(0)_{\text{in}})} = \tau ex_{\text{in}} \cdot C \quad (II.12)$$

avec C le contraste de la porte et $\tau_{ex_{in}}$ le taux d'extinction du signal d'entrée.

Le contraste d'une porte en automodulation correspond donc à l'amélioration du taux d'extinction. Tandis que celui d'une porte en modulation croisée correspond au taux d'extinction du signal de sortie. Une porte en auto modulation nécessite par conséquent moins de contraste qu'une porte en modulation croisée.

Le facteur discriminant d'une porte en auto modulation s'écrit :

$$FD = \frac{P(P_{s1}) - P(P_{s0})}{P_{s1} - P_{s0}} \quad (II.13)$$

Il correspond cette fois-ci à la pente de la caractéristique puissance de sortie – puissance d'entrée.

Pour un régénérateur optimal en auto modulation, il faut pour résumer une porte non linéaire dont :

- Le contraste soit maximal
- Le facteur discriminant soit maximal
- Le facteur de transmission du bruit soit nul

Il faut par conséquent que la fonction de transmission présente une pente négative au dessus de P_{s1} et que la caractéristique Puissance de sortie – Puissance d'entrée tende vers une fonction en 'marche d'escalier'.

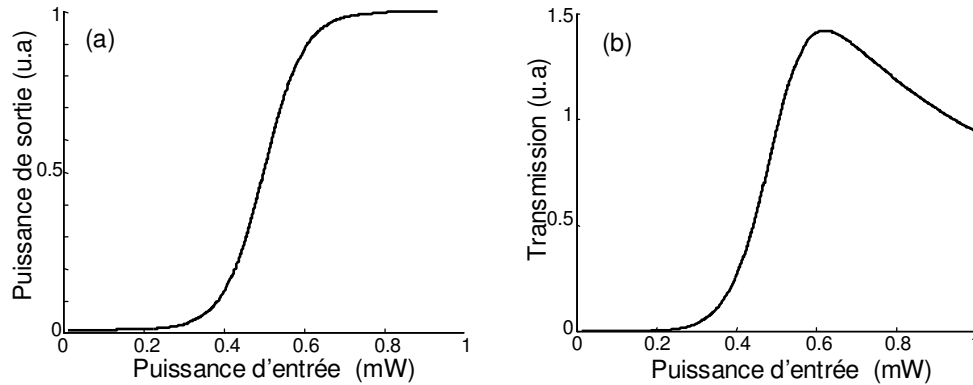


Figure II.5 : Caractéristique P_{sortie} - $P_{entrée}$ (a) et fonction de transmission (b) d'une porte non linéaire par auto modulation.

II. Techniques de régénérations optiques : état de l'art

Nous décrivons dans ce paragraphe un certain nombre de dispositifs permettant la réalisation d'une porte non linéaire pour la régénération optique ainsi que les milieux s'y prêtant. Nous donnerons des exemples de dispositifs proposés dans la littérature.

1. Les milieux clé pour les techniques de régénérations optiques

Différents milieux permettent la réalisation de portes optiques non linéaires, nous en considérerons deux ici, les fibres optiques et les matériaux semi conducteurs.

1.1. La fibre optique

La fibre optique peut être utilisée comme milieu non linéaire inséré dans un dispositif pour la régénération. Comme cela a été décrit au paragraphe II.5.1 du chapitre I, l'effet Kerr dans la fibre conduit à un déphasage non linéaire des composantes spectrales

du signal. Si le déphasage non linéaire constitue un effet néfaste sur la transmission, il peut être utilisé à bon escient pour la régénération optique.

Le déphasage non linéaire acquis par l'onde dans la fibre optique peut permettre, selon le dispositif considéré, de limiter du bruit d'amplitude et de synchroniser des données. Ceci sera abordé plus largement dans la description des dispositifs.

1.2. Les structures semiconductrices

Les effets non linéaires dans les dispositifs à base de semi conducteurs III-V sont particulièrement intéressants pour le traitement tout optique des signaux à très haut débit.

1.2.1. Les amplificateurs optiques à semi conducteurs

A l'origine, ils ont été développés pour amplifier les signaux dans les systèmes de télécommunications [8]. Cependant, du fait des non-linéarités de gain importantes, cette application a été mise de côté. Ces non linéarités se sont finalement avérées prometteuses pour le traitement tout optique du signal et notamment pour les fonctions de régénération.

Afin de comprendre le principe des portes non linéaires à base d'amplificateur optique à semiconducteur (SOA), nous introduisons ici quelques principes physiques du SOA.

a) La saturation du gain

La saturation du gain est à l'origine de la forte non linéarité du composant. Un pompage électrique permet l'inversion de population dans le milieu. Lorsqu'un signal optique traverse le milieu, il stimule la recombinaison des porteurs ; lorsque ce signal devient trop intense, l'inversion de population n'est plus assurée par le pompage électrique et le gain diminue. Il y a saturation du gain dans le milieu. Lorsque le signal est coupé, le gain revient à son niveau de gain petit signal en un temps qui dépend du temps de recombinaison des porteurs. Pour accélérer le temps de recombinaison des porteurs dans un SOA et le rendre compatible avec un fonctionnement haut débit, on peut utiliser un faisceau de maintien qui joue le rôle de pompage optique [9].

b) Conversion de longueur d'onde

Lorsque la puissance crête d'un signal modulé se situe au-dessus de la puissance de saturation du gain du SOA, le gain du SOA se trouve modulé par le signal. Pour réaliser une conversion de longueur d'onde, un deuxième signal de faible puissance appelé sonde est injecté dans le SOA. Le gain de la sonde est modulé par le signal de pompe. On parle de modulation de gain croisée (XGM pour Cross Gain Modulation). La sonde peut être un signal continu ou une horloge optique. La polarité des données en sortie est inversée puisque le gain est plus faible au passage d'un symbole '1' que d'un symbole '0'. La Figure II.6 schématise une conversion de longueur d'onde dans un SOA.

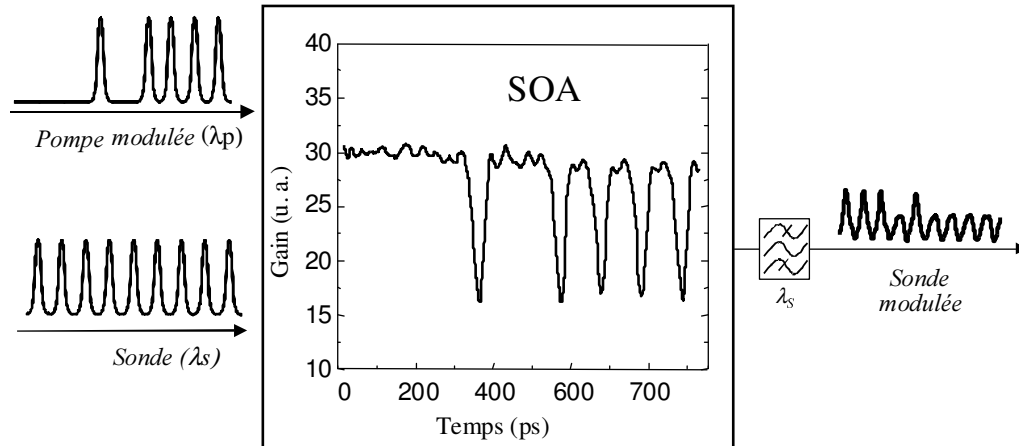


Figure II.6 : Principe de la conversion de longueur d'onde dans un SOA.

c) Modulation de phase

En raison du couplage phase amplitude dans le milieu semi conducteur, la modulation du gain induit une modulation de la phase. Dans le cas d'une modulation de gain croisée, il s'agit d'une modulation de phase croisée (XPM pour Cross Phase Modulation). En modulation de gain croisée, le déphasage lié à la compression du gain est proportionnel à la variation du gain :

$$\Delta\phi = -\frac{\alpha_H}{2} \frac{\Delta G}{G} \quad (II.14)$$

avec ΔG la compression du gain, α_H le coefficient de Henry.

Ce sont ces propriétés de modulation de gain et de phase qui sont utilisées pour la réalisation de portes non linéaires.

La conversion de longueur d'onde dans un SOA peut être utilisée comme dispositif à part entière pour la régénération [10]. Cependant le temps de recombinaison des porteurs reste un facteur limitant à débit élevé [11]. C'est pourquoi les dispositifs interférométriques faisant intervenir des SOA où la rapidité de la porte est propre à l'interféromètre se sont imposés pour la régénération haut débit.

1.2.2. Les absorbants saturables à multi puits quantiques (MQW pour Multi Quantum Well)

a) Structure passive en microcavité verticale

Cette structure aussi appelée SESAM (pour SEmiconductor Saturable Absorber Mirror) est une structure à multi-puits quantiques. Cette structure absorbe les photons incidents qui excitent des électrons de la bande de valence à la bande de conduction et créent ainsi des porteurs libres (électrons et trous). Un électron et un trou peuvent constituer une entité nouvelle appelée exciton par interaction coulombienne et cette entité voit son énergie abaissée par cette interaction. De ce fait, le spectre d'absorption d'une telle structure représenté sur la Figure II.7 peut être décrit par les pics d'absorptions excitoniques (électron-trou lourd et léger) situés légèrement sous le gap, séparés du plateau correspondant à l'énergie de la transition interbande de la structure. La séparation en énergie entre le pic excitonique et l'absorption bande à bande correspond à l'énergie de liaison de l'exciton. Le confinement en énergie présent dans le puits quantique augmente l'énergie de l'exciton et permet une séparation plus importante par rapport à la

transition bande à bande. De plus, le confinement spatial des porteurs dans le puits quantique, améliore le coefficient d'absorption excitonique.

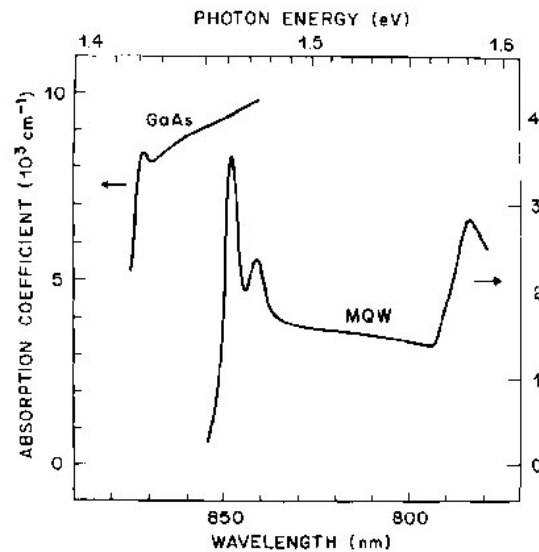


FIG. 1. Linear absorption spectra at room-temperature GaAs and MQW samples. [Note that the MQW absorption is underestimated because of thickness loss during etching.]

Figure II.7 : Spectres d'absorption linéaire à température ambiante d'un matériau massif (GaAs) et de multipuits quantiques (GaAs/AlGaAs) d'après [12].

On utilise l'absorption excitonique de la structure plutôt que l'absorption bande à bande car elle se sature plus facilement (facteur 10 environ). Elles contribuent cependant toutes deux à l'absorption du signal. Lorsqu'un signal de faible intensité est injecté dans le composant, c'est à dire en présence d'un symbole '0', peu de photons sont présents et l'absorption est forte. Par contre, lorsque l'intensité du signal est importante, le coefficient d'absorption diminue. La saturation de l'absorption excitonique permet de cette manière d'améliorer le taux d'extinction du signal à régénérer puisque les symboles '1' et '0' ne voient pas le même coefficient d'absorption.

Ce composant est étudié dans le détail dans la suite du manuscrit. Nous précisons ici qu'il présente un fort potentiel pour les systèmes de transmission haut débit, le temps de recombinaison des porteurs pouvant descendre en dessous de la picoseconde [13]. Un autre avantage est qu'il est large bande offrant la possibilité de traiter un signal multiplexé en longueur d'onde sur le même composant par démultiplexage spatial.

Le schéma de la Figure II.8 montre le principe de fonctionnement du composant pour un signal multiplexé en longueurs d'onde. Le signal est d'abord démultiplexé puis chaque longueur d'onde est injectée sur le composant en différents endroits pour être traitée séparément ; après réflexion, les signaux régénérés aux différentes longueurs d'onde sont multiplexés pour poursuivre la transmission.

C'est enfin un composant passif compatible avec l'intégration optique.

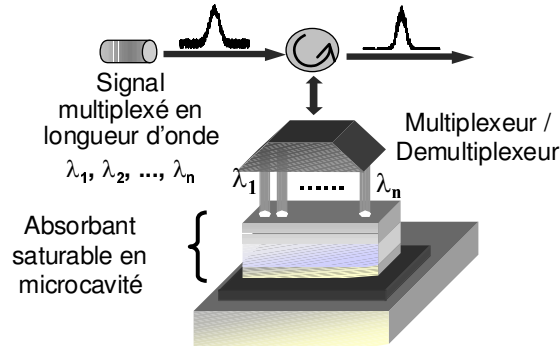


Figure II.8 : Principe de la régénération d'un signal multiplexé en longueur d'onde dans un absorbant saturable à multi puits quantiques en micro cavité.

Cette structure constitue en soit un régénérateur ; elle ne nécessite pas d'être intégrée à un dispositif plus complexe pour la régénération. Sa limitation principale est qu'elle ne permet pas une régénération 2R complète du signal. Ceci sera décrit plus largement dans la suite. Le contraste de ce type de structure étant relativement faible (typiquement compris entre 3 et 6 dB), ce composant est utilisé en configuration d'auto modulation. Car comme nous l'avons montré précédemment, le contraste correspond à l'amélioration du taux d'extinction pour un dispositif en auto modulation, alors qu'il correspond au taux d'extinction de sortie d'un dispositif en modulation de gain croisée.

Ce dispositif a fait ses preuves dans des systèmes de transmission à 10, 20 et 40 Gbit/s [14, 15, 16].

b) Structure active : le modulateur à électroabsorption

La partie active du modulateur à électroabsorption, constituée de multi-puits quantiques, se situe à l'intérieur d'une jonction P-N.

Le champ électrique appliqué à la jonction P-N module le spectre d'absorption (Effet Stark confiné) qui décale le spectre vers les hautes longueurs d'onde et affaiblit l'absorption. La Figure II.9 représente le spectre d'une telle structure pour diverses tensions de polarisation.

On peut aussi utiliser le MEA en 'opto-optique'. C'est le signal optique incident qui, en étant absorbé, crée des porteurs qui, à leur tour, modifient le champ électrique local, ce qui module l'absorption. Le signal optique incident peut de cette manière, moduler le spectre d'absorption du dispositif.

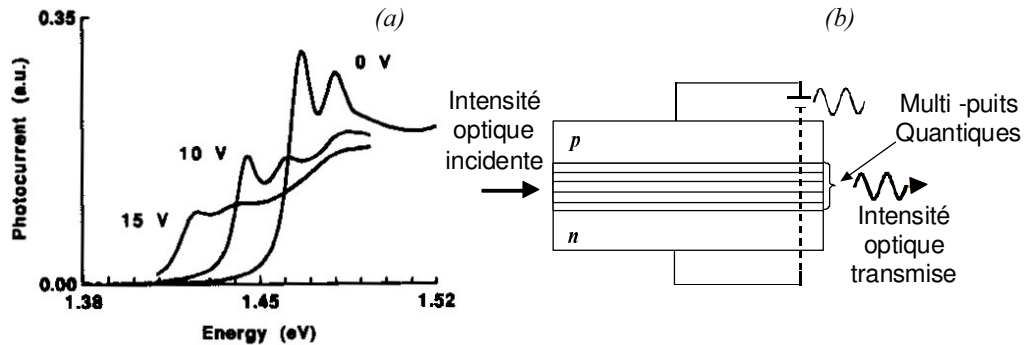


Figure II.9 : Principe de la régénération dans un modulateur à électroabsorption.

Des démonstrations à 10, 20 et 40 Gbit/s ont été réalisées [17, 18, 19, 20].

Dans la suite, nous présentons des dispositifs utilisant l'un des phénomènes introduits dans ce paragraphe.

2. Les dispositifs pour la régénération

Comme nous l'avons vu au paragraphe I.4, pour permettre la remise en forme du signal, il faut créer des dispositifs dont la fonction de transmission présente des non linéarités. Dans chaque dispositif pourra être intégré l'un des guides d'onde introduits précédemment.

2.1. Les dispositifs interférométriques

Le principe des portes optiques non linéaires à base de dispositifs interférométriques est de découpler le signal en deux ondes et de créer un déphasage entre celles-ci. Les deux ondes interfèrent de manière constructive ou destructive selon le déphasage acquis. Le déphasage subi étant fonction de la puissance optique, la porte non linéaire pourra s'ouvrir ou se fermer selon la puissance optique et ainsi créer une discrimination entre les symboles '1' et '0'.

Les deux principaux interféromètres décrits ici sont l'interféromètre non linéaire de Mach-Zehnder et le miroir optique à boucle non linéaire ou NOLM pour Non linear Optical Loop Mirror.

2.1.1. L'interféromètre non linéaire de Mach-Zehnder

La remise en forme à l'aide d'un interféromètre de Mach-Zehnder (MZI) est par construction une porte par modulation croisée. Le principe est d'ouvrir l'interféromètre au passage des symboles '1' pour y laisser passer la sonde injectée dans l'interféromètre ; et de refermer l'interféromètre au passage des symboles '0'.

L'inconvénient de ce type de dispositif est sa sensibilité aux variations extérieures, les deux ondes passant dans deux bras différents, une petite variation de longueur de l'un des bras se traduit par une variation de phase importante. Aussi ce dispositif sera plutôt utilisé sous forme intégrée comportant des éléments actifs comme les SOA ou les MEA.

La Figure II.10 présente le schéma d'un interféromètre de MZI comportant un SOA par bras.

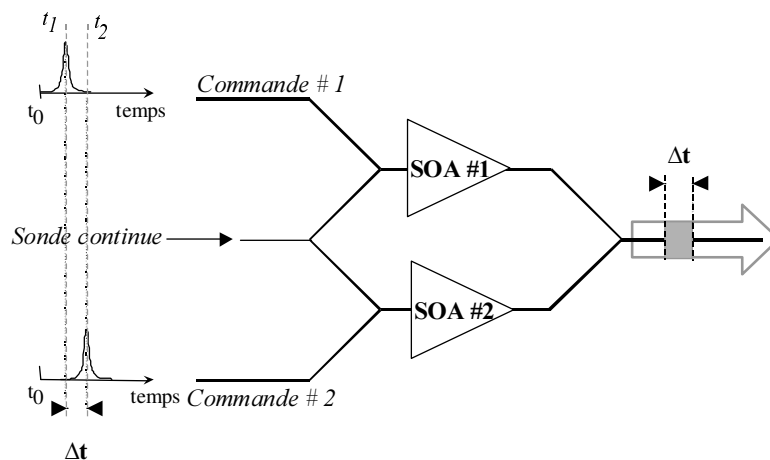


Figure II.10 : Schéma d'un interféromètre de Mach Zehnder comportant un SOA par bras.

Le signal incident est séparé en deux ondes, une ligne à retard permet de retarder une impulsion par rapport à l'autre. Le signal modulé est à l'origine de l'ouverture et de la fermeture de l'interféromètre. Le signal de sonde est transmis ou non à travers la porte selon l'état passant ou bloquant de la porte. Si aucune impulsion n'entre dans le dispositif, celui-ci est bloquant (opposition de phase entre les deux bras) et la sonde n'est pas transmise en sortie. Par contre, lorsqu'une impulsion entre dans le dispositif, le gain du 1^{er} SOA est modulé ; le déphasage lié au couplage phase amplitude conduit à l'ouverture de la porte et la sonde est alors transmise. Lorsque la deuxième impulsion pénètre dans le dispositif, le deuxième SOA est modulé et le déphasage introduit conduit à la fermeture de la porte, la transmission de la sonde est alors coupée. De cette manière, la sonde en sortie est modulée au rythme des données.

Ce dispositif permet de s'affranchir en partie du temps de recombinaison des porteurs dans le SOA, puisque le temps d'ouverture de la porte est régi par le décalage temporel des deux impulsions. Le dispositif peut-être utilisé pour une régénération 2R si la sonde est continue ou pour une régénération 3R si la sonde est une horloge.

Des démonstrations ont été réalisées à 40 Gbit/s [21] et sans conversion de longueur d'onde (double conversion) [22] ainsi qu'à 84 Gbit/s [23].

2.1.2. Le miroir optique à boucle non linéaire (NOLM)

Le principe du NOLM (Non linear Optical Loop Mirror) est basé sur l'interféromètre de Sagnac. C'est une boucle à fibre, comportant un élément déphaseur, fermée par un coupleur. Le signal injecté dans la boucle se divise en deux ondes qui se propagent de manière contra-propagatives dans la boucle. Au niveau du coupleur, les deux ondes interfèrent ce qui conduit à un état passant ou bloquant selon le déphasage acquis dans la boucle. Le NOLM peut être utilisé en modulation croisée (pour une régénération 3R) ou en auto modulation (pour une régénération 2R). Cette fois-ci, comme le dispositif est symétrique par construction, les deux ondes subissent exactement les mêmes variations et le dispositif est moins sensible aux variations extérieures. L'élément déphaseur pourra par conséquent être de la fibre non linéaire ou un SOA. Nous introduisons dans la suite le principe du NOLM avec pour élément non linéaire la fibre ou le SOA, puis les différents régimes de fonctionnement possible en modulation croisée ou en automodulation.

a) Le NOLM à fibre

Le déphasage entre les deux ondes dans un NOLM à fibre est créé par effet Kerr dans la fibre. Une différence de puissance entre les deux bras permet de créer un déphasage différent entre les deux ondes qui interfèrent. Cette différence de puissance peut être réalisée par la présence d'un amplificateur dans l'un des bras [24], ou bien par l'utilisation d'un coupleur dissymétrique à l'entrée du NOLM [25].

b) Le NOLM-SOA

Le déphasage réalisé entre les deux ondes d'un NOLM SOA (aussi nommé SLALOM pour Semiconductor Laser Amplifier in a Loop Mirror) est créé par couplage phase amplitude dans le SOA. Une différence de chemin optique, obtenue en décalant le SOA par rapport au milieu de la boucle, crée un retard entre les deux ondes et par conséquent une différence de gain et donc de déphasage dans le SOA [26].

Quel que soit l'élément non linéaire considéré, le dispositif peut être utilisé dans une configuration en modulation croisée ou en automodulation.

c) Le NOLM en modulation croisée

Le principe du NOLM utilisé en modulation croisée est schématisé sur la Figure II.11.

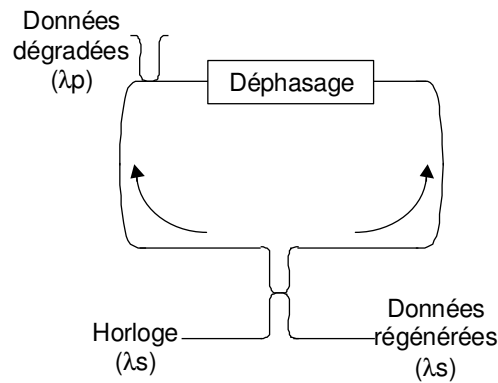


Figure II.11 : Schéma d'un NOLM en modulation croisée.

Les données dégradées injectées dans la boucle (λ_p) modulent la phase de la sonde (λ_s) se propageant dans la boucle. En ajustant correctement le déphasage subi par l'onde, la porte peut commuter d'un état passant à un état bloquant au rythme des données. La sonde dépourvue de bruit est alors modulée au rythme des données en sortie du NOLM. Ce type de dispositif a prouvé son efficacité dans une configuration avec fibre [27] et avec SOA [28]. Un dispositif de ce type a été utilisé pendant ces travaux et sera décrit plus en détail par la suite.

d) Le NOLM en auto modulation

Le principe du NOLM utilisé en auto modulation est schématisé sur la Figure II.12. Cette fois-ci le signal dégradé se situe en entrée de la boucle et se sépare en deux ondes co et contra propagatives se propageant dans la boucle. L'une des ondes crée un déphasage (variable selon qu'il s'agit d'un symbole '1' ou '0') qui modifie la phase de la deuxième onde. Le dispositif présente finalement une fonction de transmission dont la forme permet la réduction du bruit d'amplitude comme décrit au paragraphe I.4.

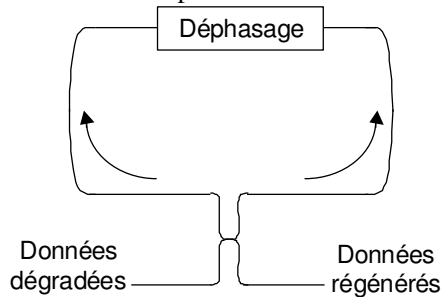


Figure II.12 : Schéma d'un NOLM en auto modulation.

Ce dispositif a prouvé son efficacité dans une configuration avec fibre [25] et avec SOA [29].

2.2. L'élargissement spectral suivi d'un filtrage décalé

Le principe du filtrage décalé proposé initialement par [30] est un discriminateur de puissance créé par élargissement spectral du signal et filtrage décalé. L'élargissement spectral peut être réalisé dans une fibre fortement non linéaire, un SOA, ou encore dans un guide d'onde présentant un indice de réfraction non linéaire élevé [31].

La Figure II.13 présente le principe de cette régénération.



Figure II.13 : Schéma d'un régénérateur par filtrage décalé.

L'automodulation de phase dans la fibre génère des fréquences en dehors du spectre initialement centré autour de λ_s conduisant à un élargissement du spectre. Plus la puissance incidente est importante, plus le spectre s'élargit. En sortie, un filtre décalé de la fréquence centrale (λ_f) rejette les signaux de puissance faible dont le spectre n'a pas été élargi et transmet ceux dont l'élargissement spectral est supérieur au décalage spectral du filtre. Le dispositif agit par conséquent comme un discriminateur de puissance dont la fonction de transmission présente les caractéristiques d'une porte non linéaire.

Le filtre discriminant étant décalé de la fréquence centrale, le dispositif conduit à une conversion de longueur d'onde. L'avantage d'utiliser une fibre hautement non linéaire réside en la réponse ultra rapide de l'effet Kerr (de l'ordre de la femtoseconde) qui rend le dispositif efficace à très haut débit. Ce dispositif a démontré son efficacité dans la référence [32].

Ce dispositif a fait l'objet d'une étude numérique pendant ces travaux de thèse notamment pour étudier l'impact de l'utilisation de fibres spéciales hautement non linéaires en verre de chalcogénure sur l'efficacité du dispositif. Cette étude est détaillée dans la première annexe.

Nous avons expliqué le principe de la technique par l'effet d'élargissement spectral par automodulation de la phase dans la fibre ; cependant la technique peut également fonctionner en modulation croisée. Le spectre de la sonde est alors élargi par la modulation de la pompe dans la fibre ou le SOA [33].

Dans le cas de l'utilisation d'un SOA, c'est le couplage phase amplitude qui est à l'origine de l'élargissement spectral. L'utilisation d'un SOA permet de diminuer la puissance incidente nécessaire au fonctionnement du discriminateur, mais le débit d'utilisation du dispositif est alors limité par le temps de recombinaison du gain dans le SOA. Des phénomènes ultra rapides qui ont lieu dans le SOA, comme les phénomènes intrabandes, ont été utilisés afin de rendre ce type de dispositif compatible avec un débit élevé. Dans [34] une conversion de longueur d'onde a été réalisée à 40 Gbit/s, en utilisant le phénomène d'élargissement spectral et de filtrage en modulation de phase croisée dans un SOA.

2.3. La modulation synchrone d'intensité

La modulation synchrone d'intensité est une solution pour la régénération 3R qui s'applique à un régime de propagation solitonique. Le principe est d'utiliser les propriétés de forces de rappel du régime soliton, où toute impulsion légèrement déformée tend à retrouver naturellement sa forme initiale.

Le dispositif est constitué d'une récupération d'horloge, d'un modulateur et d'un filtre comme le montre la Figure II.14 qui est extraite de [3]. L'horloge récupérée commande le modulateur ; la fonction de transmission du modulateur crée une fenêtre synchrone avec les données qui contraint le signal à rester dans cette fenêtre. En effet le signal ayant subi de la gigue temporelle est déformé à sa traversée du modulateur. Puis le soliton tend à retrouver sa forme initiale en se recentrant dans son temps bit [35].

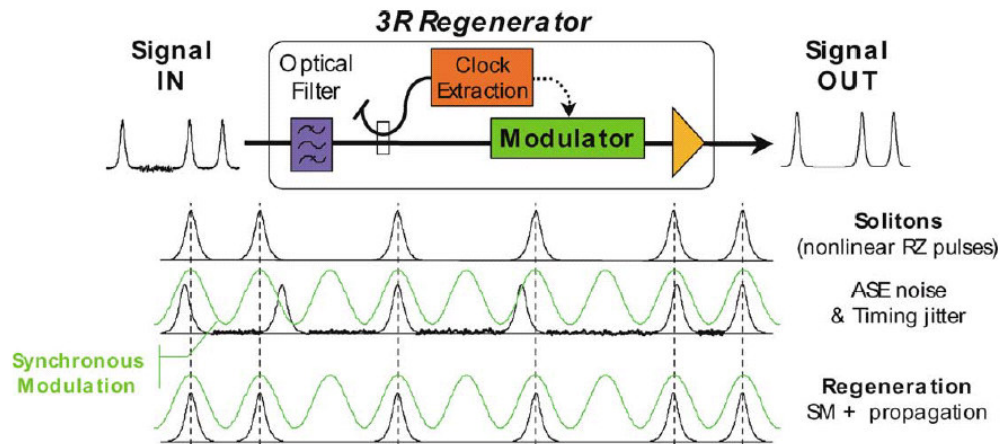


Figure II.14 : Schéma de principe issu de [3], de la régénération par modulation synchrone et filtrage, et illustration du principe de fonctionnement.

Ce dispositif permet également de limiter le bruit d'amplitude. Le filtre permet en effet de limiter les fluctuations d'amplitude par filtrage guidant. La puissance du soliton est liée à la largeur spectrale du soliton. Par conséquent, un soliton plus puissant dont le spectre est plus large voit plus de pertes dans le filtre qu'un soliton moins puissant dont le spectre est moins large.

Pour pouvoir utiliser ce dispositif dans une ligne de transmission où le régime n'est pas de type soliton, il a été proposé dans la littérature d'introduire avant le régénérateur, un signal suffisamment puissant dans un tronçon de fibre dans lequel un régime de type soliton est restauré. Un tel dispositif a montré son efficacité dans [36] où une propagation sur 10 000 km à 40 Gbit/s a pu être réalisée.

2.4. Le filtrage discriminant couplé à l'automodulation de phase

Cette technique se rapproche de la technique du filtrage guidant introduit au paragraphe précédent mais qui peut s'appliquer à tout régime de transmission. Elle est également proche de la technique de filtrage décalé mais ne conduit pas à une conversion de longueur d'onde. Le principe consiste à injecter dans un tronçon de fibre un signal suffisamment puissant pour élargir le spectre du signal par automodulation de phase.

En sortie de la fibre, un filtre optique centré sur la longueur d'onde du signal permet de discriminer les impulsions les plus puissantes qui ont subi plus d'automodulation de phase que les impulsions les moins puissantes. Le schéma de principe de ce dispositif est donc le même que celui de la Figure II.13, mais le filtre est cette fois-ci centré sur la fréquence centrale du signal.

La longueur de fibre est courte devant la période soliton, c'est ce qui la différencie de la technique du filtrage guidant. Cette technique proposée par [37] et mise en œuvre par [15] a permis, couplé à un composant absorbant saturable en microcavité, une transmission sur 7600 km à un taux d'erreur binaire de 5×10^{-6} à 40 Gbit/s.

Le nombre de techniques de régénération possibles est important et nous n'avons pas l'objectif de les présenter toutes ici. Ce paragraphe a cependant permis de comprendre le principe de certaines techniques.

Conclusion

Le concept de régénération du signal a été introduit dans ce chapitre. Les principales caractéristiques que doit présenter un dispositif pour la régénération ont été exposées. Les techniques qui nous ont paru les plus marquantes dans la littérature ont été mentionnées.

D'autres dispositifs de régénération ont été examinés pendant ces travaux, ils seront abordés dans la suite du manuscrit. Mais avant cela, nous dédions le chapitre suivant, à la problématique de la régénération optique dans les systèmes de transmission optiques haut débit.

-
- [1] G. Maxwell, R. McDougall, R. Harmon, M. Nield, L. Rivers, A. Poustie, F. Gunning, X. Yang, A.D. Ellis, R. Webb, R. Manning, 'WDM enabled, 40 Gbit/s hybrid integrated all-optical regenerator', *European Conference on Optical Communication Conference*, ECOC PD 4.2.2, 2005.
 - [2] V. Lal, M. Masanovic, D. Wolfson, G. Fish, C. Coldren, D.J. Blumenthal, 'Monolithic widely tunable optical packet forwarding chip in InP for all-optical label switching with 40 Gbit/s payloads and 10 Gbit/s labels', *European Conference on Optical Communication Conference*, ECOC PD 4.3.1, 2005.
 - [3] O. Leclerc, B. Lavigne, E. Balmefrezol, P. Brindel, L. Pierre, D. Rouvillain, F. Seguinéau, 'All-optical signal regeneration : from first principles to a 40 Gbit/s system demonstration', *C.R. Physics 4*, pp. 163-173, 2003.
 - [4] A. Dupas, L. Billès, J.C. Simon, P. Lamouler, M. Henry, A. Lecorre, A. Luron, J. Kervarec, C. Vuchener, and C. Guillemot, 'Cascadability assessment of the 4*4 full-equipped wavelength routing switch of acts / Keops european project', *European Conference on Optical Communication*, MoA1-5, 1999.
 - [5] W. Kuebart, B. Lavigne, M. Witte, G. Veith, O. Leclerc, '40 Gbit/s transmission over 80 000 km dispersion shifted fiber using opto-electronic-3R regeneration', *European Conference on Optical Communication ECOC*, Mo.4.3.1., 2003.
 - [6] I. Kaminow, T. Li, 'Optical fiber telecommunications IV B', Academic Press, 2002.
 - [7] L. Bramerie, 'Etude de la régénération optique dans les systèmes de transmissions à très haut débit', *Thèse de doctorat de l'Université de Rennes I*, 2004.
 - [8] J-C. Simon, 'GaInAsP semiconductor laser optical amplifiers for single-mode fiber communications', *Journal of Lightwave technology*, vol. 7, pp. 1941-1955, 1987.
 - [9] J.L.Pleumeekers, M. Kauer, K. Dreyer, C. Burrus, A.G Dentai, S. Shunk, J. Leuthold and C. H. Joyner, 'Acceleration of gain recovery in semiconductor optical amplifiers by optical injection near transparency wavelength', *Photonics Technol. Lett.*, vol. 14, n.1, 2002.
 - [10] J-C. Simon, L. Lablonde, I. Valiente, L. Billes, P. Lamouler, 'Two-stage wavelength converter with improved extinction ratio', *Optical Fiber Communication Conference OFC*, PD15-2, 1995.
 - [11] P.B. Hansen, J.M. Wiesenfeld, G. Eisenstein, R.S. Tucker, G. Raybon, 'Repetition rate dependance of gain compression in In GasAsP optical amplifier using picosecond optical pulses', *Journal of Quantum Electronics*, vol. 25, no. 12, 1989.

- [12] D.A.B Miller, D.S. Chemla, D. J. Eilenberger, P. W. Smith, A.C. Gossard, T. Tsang, 'Large room-temperature optical nonlinearity in GaAs/Ga_{1-x}Al_xAs multiple quantum well structures', *Applied Physics Letters*, vol. 41, no. 679, 1982.
- [13] M. Gicquel-Guezo, S. Loualiche, J. Even, C. Labbé, O. Dehease, A. Le Corre, H. Folliot, Y. Pellan, '290 fs switching time of Fe-doped quantum well saturable absorbers in a microcavity in 1.55 μm range', *Applied Physics Letters*, vol. 85, no. 24, pp. 5926-5928, 2004.
- [14] F. Segumineau, D. Rouvillain, H. Choumane, G. Aubin, J-L. Oudar, P. Brindel, B. Lavigne, O. Leclerc, 'Regeneration capabilities of passive saturable absorber-based optical 2R in 20 Gbit/s RZ DWDM long-haul transmissions', *Electronics Letters*, vol. 39, no. 11, pp. 857-859, 2003.
- [15] D. Rouvillain, F. Segumineau, L. Pierre, P. Brindel, H. Choumane, G. Aubin, J.L. Oudar, O. Leclerc, '40 Gbit/s optical 2R regenerator based on passive saturable absorber for WDM long-haul transmission', *Optical Fiber Communication Conference OFC*, FD11, 2002.
- [16] M. Pantouvaki, M.J. Fice, R. Feced, E.P. Burr, R. Gwilliam, A.B. Krysa, J.S. Roberts, A.J. Seeds, '10 Gbit/s all-optical 2R regeneration using an MQW Fabry-Perot saturable absorber and a nonlinear fiber', *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 16, no. 2, 2004, pp. 617-619.
- [17] P.S. Cho, P. Sinha, D. Mahgerefteh, G.M. Carter, 'All-optical regeneration at the receiver of 10 Gbit/s RZ data transmitted over 30 000 km using an electroabsorption modulator', *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 12, no. 2, 2000, pp. 205-207.
- [18] T. Miyasaki, N. Edagawa, M. Suzuki, S. Yamamoto, 'Novel optical-regenerator using electroabsorption modulators', *Optical Fiber Communication Conference OFC*, WM53, San Diego, California, 1999.
- [19] N.E. Dahdah, B. Charbonnier, R. Coquillé, M. Joindot, E. Pincemin, 'All-optical 2R regenerative wavelength conversion of 40 Gbit/s RZ data using electro-absorption modulator with shifted bandpass filter', *European Conference on Optical Communication ECOC*, We.1.5.2, Glasgow, 2005.
- [20] Y. Du, T. Tekin, R. G. Broeke, N. Chubun, C. Ji, J. Cao, S. J. B. Yoo, K. Y. Liou, J. R. Lothian, S. Vatanapradit, S. N. G. Chu, B. Patel, W. S. Hobson, D. V. Tishinin, and W. T. Tsang, 'A Novel Monolithically Integrated Mach-Zehnder Wavelength Converter Using Cross Modulation in Electro-Absorber', *European Conference on Optical Communication ECOC*, We.1.5.1, Glasgow, 2005.
- [21] D. Wolfson, A. Kloch, T. Fjelde, C. Janz, B. Dagens, M. Renaud, '40 Gbit/s all-optical wavelength conversion, regeneration and demultiplexing in an SOA-based all-active Mach-Zehnder interferometer', *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 12, no. 3, 2000.
- [22] B. Lavigne, E. Balmefrezol, P. Brindel, B. Dagens, R. Brenot, L. Pierre, J.L. Moncelet, D. de la Grandiere, J-C. Remy, J-C. Bouley, B. Thedrez, O. Leclerc, 'Low input power all-optical 3R regenerator based on SOA devices for 42.66 Gbit/s ULH WDM RZ transmissions with 23 dB span loss and EDFA amplification', *Optical Fiber Communication Conference OFC*, PD. 15, pp.1-3, vol. 3, 2003.
- [23] Y. Ueno, S. Nakamura, K. Tajima, 'Penalty free error free all-optical data pulse regeneration at 84 Gbit/s by using a symmetric Mach-Zehnder-type semiconductor regenerator', *Photonics Technology Letters*, vol. 13, no. 5, 2001.

- [24] D.J. Richardson, R.I. Laming, D.N. Payne, 'Very low threshold Sagnac switch incorporating an Erbium doped fiber amplifier', *Optics Letters*, vol. 26, no. 21, p. 1779, 1990.
- [25] F. Segumineau, B. Lavigne, D. Rouvillain, P. Brindel, L. Pierre, O. Leclerc, 'Experimental demonstration of simple NOLM-based 2R regenerator for 42.66 Gbit/s WDM long-haul transmissions', *Optical Fiber Communication Conference OFC*, WN4, 2004.
- [26] M. Eiselt, W. Pieper, H. G. Weber, 'SLALOM : Semiconductor Laser Amplifier in a loop mirror', *Journal of Lightwave Technology*, vol. 13, pp. 2099-2112, 1995.
- [27] J. Yu, P. Jeppesen, '40 Gbit/s wavelength conversion in a cascade of an SOA and a NOLM and demonstration of extinction ratio improvement', *European Conference on Optical Communication ECOC*, 2000.
- [28] J. Yu, X. Zheng, F. Liu, A. Buxens, P. Jeppesen, 'Simultaneous realization wavelength conversion and signal regeneration using a nonlinear optical loop mirror', *Optics Communications*, no. 175, pp. 173-177, 2000.
- [29] B. Lavigne, D. Chiaroni, L. Hamon, C. Janz, A. Jourdan, 'Experimental analysis of SOA based 2R and 3R optical regeneration for future WDM networks', *Optical Fiber Communication Conference OFC*, pp.324-325, 1998.
- [30] P. Mamyshev, 'All-optical data regeneration based on self-phase modulation effects', *European Conference on Optical Communication ECOC*, pp.475-476, 1998.
- [31] M. Rochette, V. G. Ta'eed, D.J. Moss, L.B. Fu, M. Shokooh-Saremi, I.C.M. Littler, Y. Ruan, B. Luther-Davies, B.J. Eggleton, 'Integrated all-optical regenerator in chalcogenide glass', *European Conference on Optical Communication ECOC*, We.2.4.3, Glasgow, 2005.
- [32] J. Leuthold, G. Raybon, Y. Su, R. Essiambre, S. Cabot, J. Jacques and M. Kauer, '40 Gbit/s transmission and cascaded all-optical wavelength conversion over 1 000 000 km', *Electronics Letters*, vol. 38, no. 16, 2002.
- [33] W.Wang, H. Poulsen, L. Rau, D. Blumenthal, H. Chou, J. Bowers, '80 Gbit/s regenerative wavelength conversion using a hybrid Raman / EDFA gain-enhanced XPM converter with Highly-Nonlinear-Fiber', *Optical Fiber Communication Conference OFC*, TuH2, pp. 193-194, 2003.
- [34] M.L. Nielsen, B. Lavigne, B. Dagens, 'Polarity preserving SOA-based wavelength conversion at 40 Gbit/s using bandpass filtering', *Electronics Letters*, vol. 39, no. 18, 2003.
- [35] O. Leclerc, P. Brindel, D. Rouvillain, B. Dany, R. Brenot, A. Labrousse, A. Coquelin, B. Dagens, 'Regenerated 40 Gbit/s long-haul transmission using all-optical SOA-MZI as loss-free synchronous modulation', *Optical Fiber Communication Conference OFC*, WF6, 2001.
- [36] P. Brindel, B. Dany, O. Leclerc, E. Desurvire, 'Black box optical regenerator for RZ transmission systems', *Electronics Letters*, vol. 35, no. 6, 1999.
- [37] M. Matsumoto, O. Leclerc, 'Analysis of 2R optical regenerator utilising self phase modulation in highly non linear fiber', *Electronics Letters*, vol. 38, no. 12, pp.576-577, 2002.

CHAPITRE III

PROBLEMATIQUE DE LA CARACTERISATION DES REGENERATEURS DANS LES SYSTEMES DE TRANSMISSION OPTIQUE HAUT DEBIT.

Dans ce chapitre nous traitons de la mise en évidence de l'efficacité d'un régénérateur. Nous sommes attachés à approfondir la question car la littérature traitant de la régénération est pour le moins obscure sur ce sujet.

Dans la première partie de ce chapitre, nous mettons en évidence la difficulté de caractériser la régénération par le taux d'erreur binaire seul. Nous décrivons des phénomènes qui peuvent conduire à une amélioration du taux d'erreur binaire, qui peuvent donc s'apparenter à de la régénération, mais qui n'en sont pas.

Dans le chapitre précédent, nous avons introduit les principaux paramètres de caractérisation d'une porte non linéaire pour la régénération. Ces paramètres donnent, comme nous l'avons montré, des indications sur la faculté du dispositif à régénérer le signal (faculté à réduire le bruit d'amplitude, à améliorer le taux d'extinction du signal). La détermination de la fonction de transmission du dispositif est par conséquent un point de départ pour s'assurer qu'il est adapté. Des mesures de taux d'erreur binaire sont ensuite nécessaires pour compléter la caractérisation. Les différentes techniques de caractérisations proposées dans la littérature ainsi que leurs limites sont présentées.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous exposons les différents outils expérimentaux et de simulation que nous avons mis en place ou dont nous avons disposé, pendant ces travaux de thèse.

I Problème de la caractérisation de la régénération par le taux d'erreur binaire

Le but de la régénération est de limiter la dégradation du signal d'une liaison optique, une amélioration du taux d'erreur binaire sera par conséquent la preuve que la régénération a été efficace. Nous montrons cependant dans le premier paragraphe de cette partie que certains phénomènes peuvent conduire à une amélioration du taux d'erreur binaire sans pour autant pouvoir être considérés comme de la régénération.

Nous décrivons dans un deuxième temps les différentes techniques utilisées dans la littérature pour mettre en évidence un effet de régénération.

1 Effets qui peuvent être pris pour de la régénération mais qui n'en sont pas

1.1. Filtrage optique

Le premier effet décrit est l'effet du filtrage optique. Une simulation simple à l'aide du logiciel Optisystem permet de mettre en évidence l'effet du filtrage sur le diagramme de l'œil. Ce logiciel sera décrit dans la deuxième partie de ce chapitre, il permet de modéliser des transmissions optiques; nous décrirons en détail les différents éléments de la modélisation dans la deuxième partie du chapitre. Nous modélisons un signal de type RZ modulé à 10 Gbit/s. Ce signal est ensuite transmis dans un amplificateur optique de facteur de bruit arbitrairement élevé (25 dB) permettant de dégrader le rapport signal sur bruit optique (19,5 dB sur 0,1 nm). Le signal est ensuite injecté dans un filtre optique gaussien de bande optique à 3 dB variable. Le signal peut finalement être analysé après avoir été converti en signal électrique à travers une photodiode de bande passante 50 GHz. La Figure III.1 représente le schéma du montage modélisé.

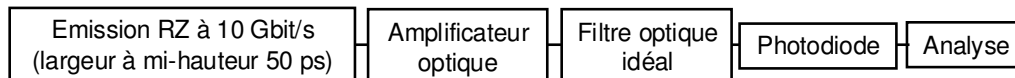


Figure III.1 : Schéma de la chaîne modélisée.

Nous comparons le diagramme de l'œil obtenu avec un filtre de 5 nm et un filtre de 0,5 nm sur la Figure III.2.

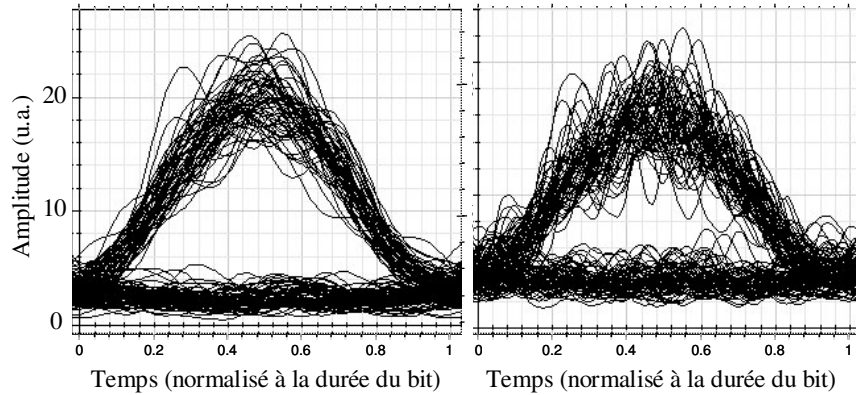


Figure III.2 : Diagrammes de l'œil avec filtrage de 0,5 nm (à gauche) et de 5 nm (à droite).

Avec un filtre de 5 nm, le diagramme de l'œil présente plus de fluctuations d'amplitude sur les symboles '1' et '0' car le filtre laisse passer plus de bruit d'émission spontanée amplifiée. D'autre part, le facteur de qualité passe de 6 pour un filtrage de 0,5 nm à 4,5 pour un filtrage de 5 nm et le taux d'erreur binaire minimal passe de 1×10^{-9} pour un filtrage de 0,5 nm à 3×10^{-6} pour un filtrage de 5 nm.

L'explication de cette différence est évidente puisque le terme de battement 'spontané - spontané' comme nous l'avons défini au chapitre I est 10 fois moins important quand la bande spectrale est 10 fois plus faible. Ceci conduit à des variances des densités de probabilité de puissance des symboles '1' et '0' (σ_1 et σ_0) plus faibles et

par conséquent à un facteur de qualité $\left(Q = \frac{I_1 - I_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \right)$ plus élevé et un taux d'erreur

binaire minimal $\left(TEB_{\min} = \frac{1}{2} \left[\operatorname{erfc} \left(\frac{Q}{\sqrt{2}} \right) \right] \right)$ plus faible.

Le filtrage optique conduit par conséquent à une amélioration du taux d'erreur binaire et du facteur de qualité ; un simple filtrage ne peut pourtant pas être considéré comme un effet de régénération optique.

Ce phénomène présenté avec cette approche paraît trivial, mais il montre qu'il faut être sûr, lorsqu'un régénérateur est inséré dans une ligne, de qualifier le signal sur la même bande optique et électrique, pour conclure à un effet de régénération. La bande passante du dispositif doit également être prise en considération car un composant dont la réponse n'est pas instantanée ne transmet pas les fluctuations rapides du signal.

Un autre phénomène peut tromper l'expérimentateur, il s'agit du changement de format du signal ; c'est ce que nous décrivons dans la suite.

1.2. Changement de format

La traversée d'une porte optique non linéaire pour la régénération peut déformer temporellement les impulsions et conduire à un léger changement de format c'est à dire à une compression ou un élargissement temporel du signal. Nous montrons dans ce paragraphe qu'un changement de format peut conduire à une amélioration du taux d'erreur binaire.

Nous modélisons à nouveau un signal RZ modulé à 10 Gbit/s à l'aide du logiciel Optisystem. Les impulsions sont de type sécante hyperbolique et de largeur à mi-hauteur variable afin d'étudier l'impact d'un changement de format. Ce signal est ensuite analysé dans une configuration dite de 'back to back', c'est-à-dire que le récepteur est placé directement derrière l'émetteur. Le récepteur est préamplifié optiquement, c'est-à-dire

qu'un amplificateur optique et un filtre optique sont placés devant la photodiode afin que le bruit propre de la photodiode soit négligeable. La bande passante du récepteur est de 12,5 GHz. La Figure III.3 représente le schéma du système modélisé.

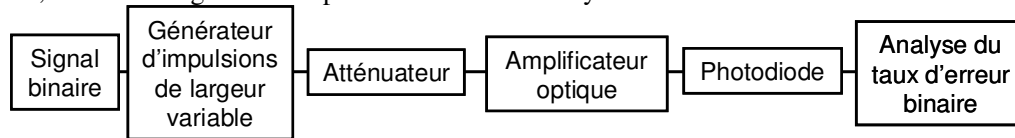


Figure III.3 : Schéma de la chaîne modélisée.

Lorsque la puissance incidente sur l'amplificateur optique varie, le battement signal-spontané varie et le taux d'erreur binaire mesuré varie. La mesure de la sensibilité du récepteur à un taux d'erreur binaire donné consiste à rechercher la puissance incidente sur le préamplificateur optique qui permet d'obtenir le taux d'erreur binaire cible.

Sur la Figure III.4, est représentée l'évolution de la sensibilité du récepteur pour un taux d'erreur binaire de 10^{-10} en fonction de la largeur des impulsions. Il apparaît que la largeur des impulsions influence la sensibilité du récepteur de manière significative. En effet lorsque les impulsions passent de 10 à 40 ps de largeur à mi-hauteur, la sensibilité varie de 2 dB. Aussi, pour une même puissance sur le préamplificateur optique le taux d'erreur binaire varie avec la largeur des impulsions.

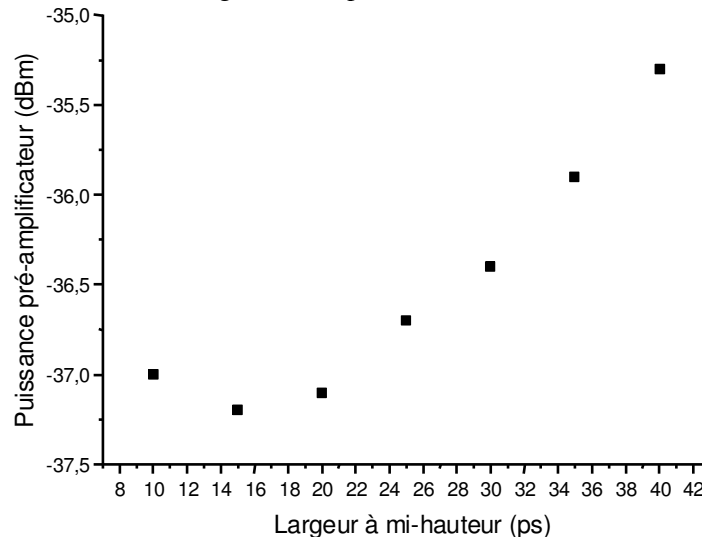


Figure III.4 : Evolution de la sensibilité du récepteur, à 10 Gbit/s, pour un taux d'erreur binaire de 10^{-10} en fonction de la largeur des impulsions pour une bande passante de réception de 12,5 GHz.

La variation de la sensibilité du récepteur avec le format a déjà été observée [1]. Il existe une largeur pour laquelle la sensibilité du récepteur est optimale ; dans le cas présent la largeur optimale est de l'ordre de 15 ps. On pourrait s'attendre à ce que la largeur optimale soit supérieure à 15 % du temps bit ; cependant la largeur optimale est directement liée à la bande passante de réception. Pour une bande passante de 7 GHz, la largeur optimale se situe autour de 25 % du temps bit. Il peut paraître également surprenant que la variation de la sensibilité soit si importante (2 dB lorsque les impulsions passent de 15 à 40 % du temps bit) ; cependant les impulsions considérées sont de type sécante hyperbolique, dont la base est large et a tendance à créer des interférences entre symboles. Pour les impulsions gaussiennes, une variation de sensibilité de l'ordre de 0,5 dB est obtenue.

Par conséquent, une amélioration du taux d'erreur binaire, suite au passage dans un régénérateur qui déforme légèrement le format de modulation, n'est pas

nécessairement la preuve d'une régénération efficace, le changement de format peut être à l'origine de l'amélioration du taux d'erreur binaire. Une simple compression temporelle des impulsions ne peut pourtant pas être considérée comme de la régénération optique ; c'est seulement une meilleure adéquation entre le format du signal et le récepteur.

Le dernier phénomène que nous décrivons est l'impact du seuil de décision sur le taux d'erreur binaire.

1.3. Seuil de décision

Comme cela a été décrit au chapitre I, le taux d'erreur binaire dépend du seuil de décision du récepteur. D'après l'équation III.1, il apparaît que l'évolution du taux d'erreur binaire en fonction du seuil de décision est représentative des queues de distribution des densités de probabilité de puissance des symboles.

$$TEB(V_s) = \frac{1}{2} \cdot \left[\int_{-\infty}^{V_s} ddp_1(V) \cdot dV + \int_{V_s}^{\infty} ddp_0(V) \cdot dV \right] \quad (III.1)$$

Nous utilisons une fois de plus le logiciel Optisystem pour observer l'impact du seuil de décision électrique du récepteur. Nous reprenons le signal RZ modulé à 10 Gbit/s avec un format de 50 % (largeur à mi-hauteur 50 ps). Nous calculons l'évolution du taux d'erreur binaire dans une configuration en 'back to back' en fonction de l'amplitude du seuil de décision du récepteur. La Figure III.5 représente ce calcul pour une puissance incidente sur le préamplificateur optique de -33, -36 et -37 dBm. Les courbes obtenues ont une forme de 'V'. Le front descendant du 'V' est représentatif de la queue de distribution des densités de probabilité de puissance des symboles '0', et le front montant à la queue de distribution des densités de probabilité de puissance des symboles '1'.

Lorsque la puissance sur le préamplificateur optique diminue, le battement 'signal-spontané' augmente et le 'V' se ferme, ce qui est significatif de l'élargissement des densités de probabilité de puissance des symboles. Le minimum du taux d'erreur binaire se décale aussi légèrement entre ces différentes puissances ; il passe en effet respectivement de 14, puis à 16 puis à 17 % de l'amplitude du signal quand la puissance passe de -33 à -36 puis à -37 dBm. Ce décalage du seuil de décision au minimum du taux d'erreur binaire est léger puisque les densités de probabilité de puissance des symboles restent dans chaque cas gaussiennes. Cependant, lorsqu'un dispositif pour la régénération est utilisé, les distributions des densités de probabilité de puissance sont transformées et la variance des distributions affinée. Ceci peut faire varier de manière conséquente le seuil de décision au minimum du taux d'erreur binaire.

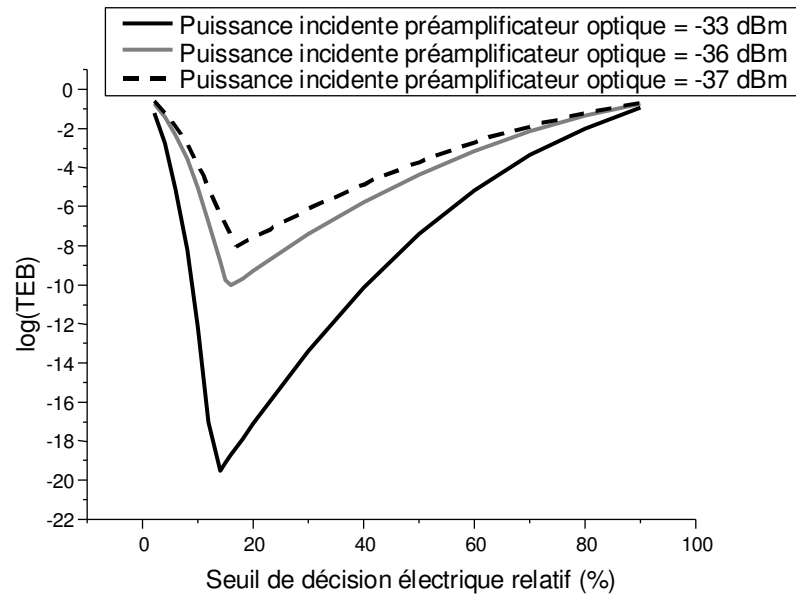


Figure III.5 : Taux d'erreur binaire en fonction du seuil de décision électrique à différentes puissances optiques sur le préamplificateur optique.

Par conséquent, si le seuil de décision du récepteur est optimisé dans le cas d'un signal régénéré, il ne l'est pas nécessairement pour le signal de référence et vice versa. Aussi faut-il ajuster systématiquement le seuil de décision du récepteur pour comparer le taux d'erreur binaire avant et après régénération.

2 Validation de l'efficacité d'un régénérateur

Dans la littérature traitant de la régénération, la mise en évidence notamment expérimentale de l'efficacité d'un régénérateur s'effectue selon l'observation de trois principaux paramètres :

- Le facteur de qualité issu du diagramme de l'œil.
- Les pénalités mesurées dans une configuration de 'back to back' où le dispositif en test est introduit entre l'émetteur et le récepteur.
- Le taux d'erreur binaire dans une ligne de transmission.

2.1. Mesures de facteur de qualité et diagramme de l'œil

La mesure de l'ouverture du diagramme de l'œil et du facteur de qualité donne une estimation du rapport signal sur bruit électrique en entrée du circuit de décision du récepteur ainsi que des variances des densités de probabilité de puissance des symboles.

Cependant, ce n'est pas une mesure de la qualité de la transmission. Seul le taux d'erreur binaire est la preuve de la bonne transmission du signal. Or comme nous l'avons montré au chapitre I, le facteur de qualité n'est relié au taux d'erreur binaire seulement lorsque la distribution des densités de probabilité de puissance des symboles est gaussienne, ce qui n'est pas le cas d'un signal régénéré. Par conséquent le diagramme de l'œil peut être excellent et la transmission de mauvaise qualité.

Nous illustrons ce phénomène par les diagrammes de l'œil de la Figure III.6 qui sont issus de vingt cascades de régénérateurs. La structure physique du régénérateur n'est pas l'objet de cette étude (elle est issue du dispositif absorbant saturable en microcavité verticale suivi d'un amplificateur optique à semiconducteur et dont le principe est décrit

au chapitre V). Nous nous contentons ici d'observer le diagramme de l'œil. Le diagramme de l'œil est très ouvert puisque le facteur de qualité en amplitude est de 21,8. Ce facteur de qualité pourrait laisser à penser que la transmission est de très bonne qualité.

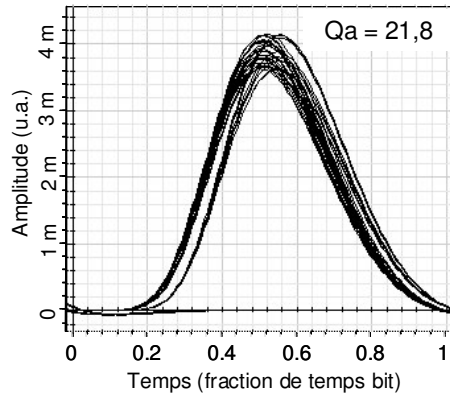


Figure III.6 : Diagramme de l'œil obtenu après 20 cascades de régénérateurs.

Nous comparons ensuite une portion de la séquence d'impulsions d'entrée et après 20 cascades en présence de régénérateurs sur la Figure III.7. Nous reportons au-dessus de la figure, la séquence binaire correspondante. Nous voyons apparaître des différences (entourées) entre les deux séquences. Sur les 26 bits observés, 6 impulsions ont disparu. Cet exemple montre bien qu'un facteur de qualité élevé ($Q > 6$ pour un TEB de 10^{-9} dans l'hypothèse gaussienne), n'est pas la preuve d'une transmission de qualité dans le cas d'un signal régénéré.

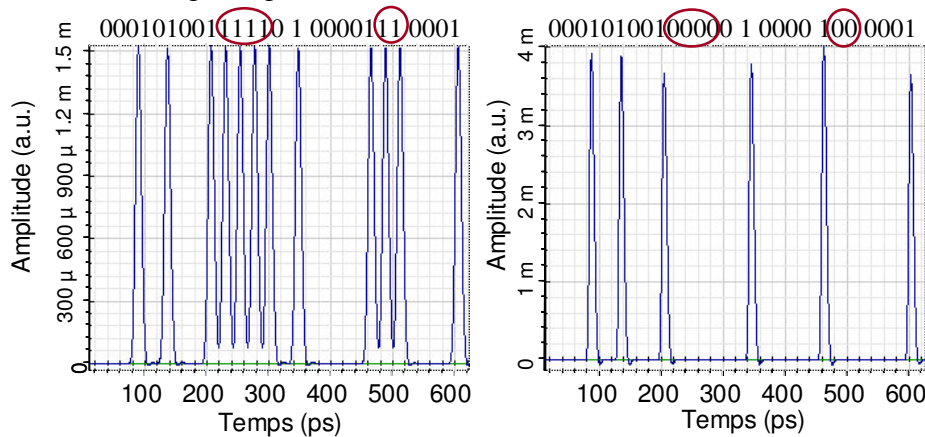


Figure III.7 : Comparaison d'une portion des séquences d'impulsions en entrée du dispositif (gauche) et après 20 cascades dans le régénérateur (droite).

La seule observation du diagramme de l'œil ne permet pas de tirer des conclusions quant à la qualité d'un régénérateur.

2.2. Taux d'erreur binaire avant et après régénération

Il a été montré dans la littérature [2, 3] que le taux d'erreur binaire (TEB) en sortie d'un régénérateur, qui présente la même fonction de transmission pour les symboles '1' et les symboles '0', est identique au taux d'erreur binaire juste devant le régénérateur. Le régénérateur ne corrige pas les erreurs commises avant sa traversée. Nous proposons une démonstration simple qui permet de le mettre en évidence (merci à Michel Joindot pour cette réflexion).

Soit un signal transmis dans une porte non linéaire, nous comparons le taux d'erreur binaire en entrée et en sortie de la porte non linéaire.

La probabilité d'erreur, si les symboles sont équiprobables, a été définie au chapitre I par :

$$P_{\text{erreur entrée régénérateur}} = \frac{1}{2} \cdot P(\hat{\alpha}_k = 1 | \alpha_k = 0) + \frac{1}{2} \cdot P(\hat{\alpha}_k = 0 | \alpha_k = 1) \quad (III.2)$$

où $\hat{\alpha}_k$ est le résultat de la décision prise sur l'élément binaire α_k . $P(\hat{\alpha}_k = 1 | \alpha_k = 0)$ (respectivement $P(\hat{\alpha}_k = 0 | \alpha_k = 1)$), correspond à la probabilité de détecter un symbole '1' quand un symbole '0' a été émis (respectivement de détecter un symbole '0' quand un symbole '1' a été émis). On les notera par la suite respectivement $P(1|0)$ et $P(0|1)$. Elles sont définies par :

$$P(\hat{\alpha}_k = 1 | \alpha_k = 0) = P[v > s | \alpha_k = 0] \quad (III.3)$$

$$P(\hat{\alpha}_k = 0 | \alpha_k = 1) = P[v < s | \alpha_k = 1] \quad (III.4)$$

avec v la tension du signal après détection quadratique et s le seuil de décision électrique.

$$\text{Soit : } P_{\text{erreur entrée régénérateur}} = \frac{1}{2} \cdot P(v > s_v | \alpha_k = 0) + \frac{1}{2} \cdot P(v < s_v | \alpha_k = 1) \quad (III.5)$$

Après détection quadratique et en négligeant le bruit ajouté par la détection, la tension est proportionnelle à la puissance optique. La probabilité d'erreur peut par conséquent s'écrire en fonction de la puissance optique plutôt qu'en fonction de la tension électrique :

$$P_{\text{erreur entrée régénérateur}} = \frac{1}{2} \cdot P(p_{\text{entrée}} > s_p | \alpha_k = 0) + \frac{1}{2} \cdot P(p_{\text{entrée}} < s_p | \alpha_k = 1) \quad (III.6)$$

avec p la puissance du symbole, et s_p la puissance optique correspondant au seuil de décision.

Nous traitons le cas d'une porte non linéaire en automodulation et d'une porte non linéaire en modulation croisée.

a) Porte en automodulation

Comme nous l'avons mis en évidence dans le chapitre II, la fonction caractéristique d'une porte non linéaire en automodulation est définie par :

$$P_{\text{sortie régénérateur}} = g(p_{\text{entrée régénérateur}}) \quad (III.7)$$

avec $P_{\text{sortie régénérateur}}$ la puissance optique en sortie du régénérateur, $p_{\text{entrée régénérateur}}$ la puissance optique en entrée du régénérateur et g une fonction qui tend vers une marche d'escalier. La Figure III.8 rappelle la fonction caractéristique Puissance de sortie - Puissance d'entrée d'une porte non linéaire en auto-modulation.

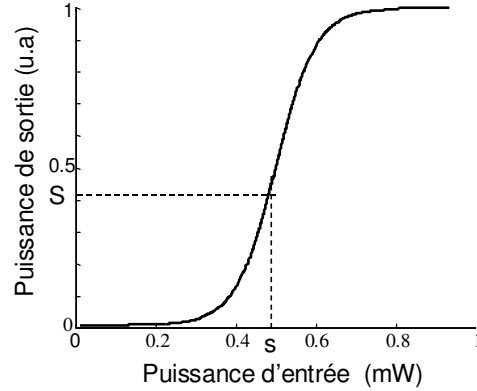


Figure III.8 : Caractéristique P_{sortie} - $P_{entrée}$ d'une porte non linéaire en auto modulation.

Nous considérons que la fonction g est une fonction monotone et croissante.

Après passage dans le régénérateur, la probabilité d'erreur s'écrit :

$$P_{\text{erreur sortie régénérateur}} = \frac{1}{2} \cdot P(p_{\text{sortie}} > S | \alpha_k = 0) + \frac{1}{2} \cdot P(p_{\text{sortie}} < S | \alpha_k = 1) \quad (III.8)$$

avec S la puissance optique correspondant au seuil de décision du récepteur lorsque le signal est détecté en sortie du régénérateur : $S = g(s)$, la transformation de la puissance du seuil par la porte non linéaire est schématisée sur la Figure III.8.

La fonction g est croissante et monotone donc :

$$p_{\text{sortie}} > S \Leftrightarrow g(p_{\text{entrée}}) > g(s) \Leftrightarrow p_{\text{entrée}} > s \quad (III.9)$$

et finalement :

$$\begin{aligned} P_{\text{erreur sortie régénérateur}} &= \frac{1}{2} \cdot P(p_{\text{entrée}} > s | \alpha_k = 0) + \frac{1}{2} \cdot P(p_{\text{entrée}} < s | \alpha_k = 1) \\ &= P_{\text{erreur entrée régénérateur}} \end{aligned} \quad (III.10)$$

La probabilité d'erreur est la même en entrée et en sortie d'une porte non linéaire en automodulation.

b) Porte en modulation croisée

Comme nous l'avons mis en évidence dans le chapitre II, la fonction caractéristique d'une porte non linéaire en automodulation est définie par :

$$P_{\text{sortie régénérateur}} = p_{\text{sonde}} \times g(p_{\text{entrée régénérateur}}) \quad (III.11)$$

où la fonction g tend toujours vers une fonction en marche d'escalier.

La Figure III.9 schématise la fonction de transmission d'une porte non linéaire en modulation croisée. Nous la considérons monotone et croissante.

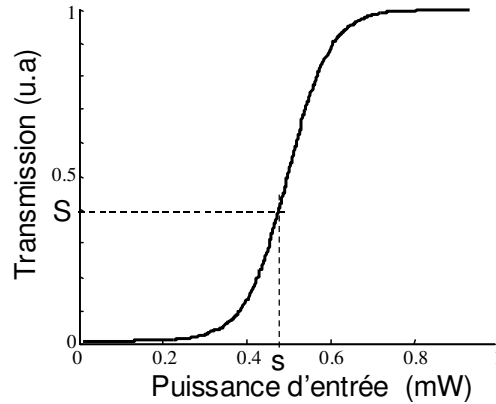


Figure III.9 : Fonction de transmission d'une porte non linéaire en modulation croisée.

La puissance en sortie du régénérateur et le seuil s'expriment par conséquent de la manière suivante :

$$P_{\text{sortie}} = P_{\text{sonde}} \times g(P_{\text{entrée}}) \text{ et } S = P_{\text{sonde}} \times g(s) \quad (\text{III.12})$$

Comme g est une fonction monotone et croissante, nous pouvons écrire :

$$P_{\text{sortie}} > S \Leftrightarrow P_{\text{sonde}} \times g(P_{\text{entrée}}) > P_{\text{sonde}} \times g(s) \Leftrightarrow g(P_{\text{entrée}}) > g(s) \Leftrightarrow P_{\text{entrée}} > s \quad (\text{III.13})$$

En reprenant l'expression de la probabilité d'erreur après le régénérateur :

$$\begin{aligned} P_{\text{erreur sortie régénérateur}} &= \frac{1}{2} \cdot P(P_{\text{sortie}} > S | \alpha_k = 0) + \frac{1}{2} \cdot P(P_{\text{sortie}} < S | \alpha_k = 1) \\ &= P_{\text{erreur entrée régénérateur}} \end{aligned} \quad (\text{III.14})$$

La probabilité d'erreur est la même en entrée et en sortie d'une porte non linéaire en modulation croisée. Si le dispositif ajoute du bruit d'amplitude, la probabilité d'erreur peut être supérieure en sortie du régénérateur.

La mesure du taux d'erreur binaire juste après le régénérateur n'est donc pas un critère d'efficacité de la régénération. De cette mesure du taux d'erreur binaire, des mesures de pénalités peuvent néanmoins être déduites.

2.3. Mesures de pénalités

Certaines publications traitant de la régénération [4, 5] nous montrent une caractérisation des pénalités du dispositif placé entre l'émetteur et le récepteur, ou après transmission mais en plaçant le régénérateur devant le récepteur.

La mesure de pénalité est la caractérisation du bruit ajouté par un dispositif. Pour la mesurer, le dispositif est inséré entre l'émetteur et le récepteur. La puissance pour laquelle le taux d'erreur binaire est de 10^{-9} est recherchée. La pénalité est la différence entre cette puissance et la sensibilité du récepteur (puissance moyenne du signal donnant un taux d'erreur binaire de 10^{-9} lorsque le récepteur est installé derrière l'émetteur).

Le fait que le régénérateur ne corrige pas les erreurs commises avant régénération, nous permet de déduire que les pénalités d'un régénérateur sont positives (si le régénérateur ajoute du bruit) ou nulles.

Une pénalité négative peut cependant être mesurée si le régénérateur améliore la sensibilité du récepteur. Différents phénomènes peuvent être à l'origine de l'amélioration de la sensibilité d'un récepteur, un effet de filtrage ou un effet de changement de format

par exemple (comme nous l'avons mis en évidence dans le paragraphe précédent). La mesure d'une pénalité négative n'est néanmoins pas la preuve d'une régénération.

De la même manière, si un régénérateur, placé après transmission dans une ligne et devant le récepteur, améliore le taux d'erreur binaire, c'est que le régénérateur améliore la sensibilité du récepteur.

Une mesure de pénalité est par conséquent un moyen efficace de connaître le bruit éventuellement ajouté par le régénérateur (présence d'amplificateurs dans le régénérateur), et de savoir si le régénérateur est potentiellement un bon régénérateur ; mais il n'est pas la preuve de l'efficacité de la régénération.

Un autre moyen de caractériser un régénérateur est de le placer dans une ligne de transmission.

2.4. Mesures de taux d'erreur binaire en transmission

La mesure du taux d'erreur binaire dans une ligne de transmission est la meilleure manière de démontrer l'efficacité d'un régénérateur, puisque les performances avec et sans régénérateur introduit dans la ligne peuvent être comparées. La ligne de transmission peut être constituée d'un unique régénérateur ou d'une cascade de régénérateurs.

2.4.1. Régénérateur unique

L'efficacité d'un régénérateur peut être démontrée par l'introduction d'un régénérateur unique dans une ligne de transmission. Comme cela a été introduit précédemment, le régénérateur n'améliore pas le taux d'erreur binaire juste après le régénérateur. Par conséquent, le régénérateur ne peut pas être placé juste devant le récepteur pour démontrer l'efficacité du régénérateur. Auquel cas, une amélioration du taux d'erreur binaire n'est pas la preuve d'une régénération mais de l'amélioration de la sensibilité du récepteur.

Par contre, le régénérateur peut être introduit entre deux tronçons de fibre de transmission. Une amélioration du taux d'erreur binaire en réception est alors la preuve que le régénérateur a réduit la variance des densités de probabilité de puissance des symboles du signal transmis dans le deuxième tronçon de fibre de transmission et que cela a amélioré la qualité de la transmission [6].

Cette technique est envisageable ; elle est cependant sensible à toute modification du signal qui peut s'apparenter à de la régénération sans en être ; une présentation des cas principaux en a été faite précédemment.

2.4.2. Cascade de régénérateurs

Il faut pouvoir considérer que le signal traverse plusieurs régénérateurs optiques. Il apparaît alors inévitable de caractériser l'efficacité d'un régénérateur cascadié dans une liaison optique [7, 8].

Une cascade de régénérateurs est d'autant plus critique qu'un dispositif en automodulation est considéré. En effet, une modulation croisée correspond la plupart du temps à une régénération 3R ; or pour que la régénération 3R soit efficace, il faut en général que l'ouverture de la porte non linéaire soit plus large temporellement que le signal. Par conséquent, c'est souvent la forme des impulsions de l'horloge qui impose la forme du signal de sortie. Dans ce cas, le signal en sortie du régénérateur ne se propage qu'une seule fois dans la ligne de transmission. Tandis que lorsqu'il s'agit d'une automodulation, le même signal est cascadié à chaque passage dans le régénérateur. Par conséquent, si le régénérateur conduit à une déformation du signal en amplitude ou en phase, cette déformation se cumule au fur et à mesure des cascades dans le régénérateur dans le cas d'une automodulation. Tandis que dans le cas d'une modulation croisée, cette

déformation peut avoir des conséquences au cours de la transmission qui suit le régénérateur, mais ne s'accumule pas après chaque cascade.

Il apparaît par conséquent d'autant plus primordial de tester l'efficacité d'un régénérateur 2R en auto modulation par une étude de cascabilité.

En conclusion, dans ce paragraphe, nous avons évoqué les difficultés de caractérisation de l'efficacité d'un régénérateur. Une caractérisation en cascade dans une ligne de transmission apparaît la meilleure méthode. Une caractérisation en cascade permet en outre de s'affranchir d'un certain nombre de phénomènes qui pourraient s'apparenter à de la régénération sans en être. En effet, si un changement de format ou un effet de filtrage peuvent laisser régner un doute sur le rôle du régénérateur par l'observation d'une légère amélioration du taux d'erreur binaire après un passage dans le régénérateur, lorsque la cascade d'un régénérateur permet de multiplier la distance de propagation par un facteur trois par exemple, il n'y a alors plus de doute quant à l'efficacité du régénérateur.

Au cours de ces travaux de thèse, nous avons par conséquent fait le choix de caractériser des régénérateurs optiques en cascade dans une ligne de transmission. Nous décrivons dans le paragraphe suivant les différents outils expérimentaux et les outils de simulation que nous avons mis en place, ou dont nous avons disposé pour cette étude.

II Les outils de caractérisation et de simulation des régénérateurs dans un système de transmission

Les études expérimentales et théoriques de l'impact de la régénération optique dans des systèmes de transmission se sont déroulées de manière parallèle tout au long de ces travaux. Les études expérimentales cherchent à rester réalistes par rapport aux systèmes de transmission réels et les études théoriques cherchent à appuyer et à anticiper les résultats expérimentaux. Nous commencerons donc par décrire les outils expérimentaux avant de décrire les outils théoriques qui permettent la simulation de systèmes de transmission s'approchant des lignes expérimentales.

1 Les outils expérimentaux

1.1. Principe des boucles à recirculation

1.1.1. La boucle à recirculation classique

La boucle à recirculation est l'outil utilisé dans les laboratoires pour réaliser des transmissions longues distances (typiquement plusieurs milliers de kilomètres) à partir de lignes plus courtes (typiquement de l'ordre de la centaine de kilomètres). Le principe est de faire circuler une 'tranche' de signal, un certain nombre de fois dans la fibre, afin d'atteindre la distance désirée.

La Figure III.10 montre un schéma de principe d'une boucle à recirculation sur lequel les éléments clé d'une ligne de transmission peuvent être retrouvés, à savoir l'émetteur (Tx), le récepteur (Rx), la fibre de transmission, les amplificateurs optiques (EDFA).

A ces éléments viennent s'ajouter principalement un coupleur qui permet à une partie du signal de sortir vers le récepteur pour être analysée et à l'autre partie du signal de poursuivre sa propagation dans la ligne.

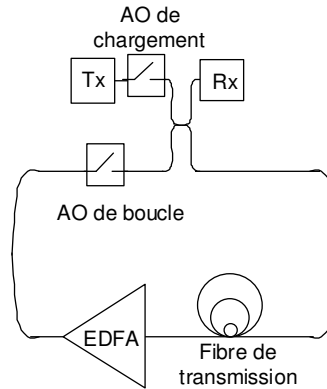


Figure III.10 : Boucle à recirculation.

Deux modulateurs acousto-optiques (A/O) sont utilisés comme interrupteurs optiques, le premier (A/O de chargement) permet la création de la tranche de signal qui circule dans la ligne. Le deuxième (A/O de boucle) permet de laisser circuler le signal pour atteindre la distance cible ou bien de l'interrompre pour laisser passer le signal d'émission.

La Figure III.11 présente un chronogramme des tensions de commandes des deux commutateurs, celui de la puissance optique détectée en sortie ainsi que celui de la fenêtre d'observation.

Le chronogramme du haut représente la puissance optique en sortie de ligne. On peut voir apparaître le signal provenant de l'émission et celui provenant des différents tours de boucle. La durée du signal provenant de la boucle ('temps boucle') dépend de la longueur de la fibre de transmission. La durée du signal provenant de l'émission est supérieure au temps boucle afin de ne pas créer de zones sans signal.

Le 2^{ème} chronogramme correspond au chronogramme de la fenêtre de lecture. Il correspond à la tension de commande des appareils de mesure (oscilloscope à échantillonnage pour l'analyse du diagramme de l'œil, valise de détection pour la mesure de taux d'erreur binaire). En faisant varier, de manière synchrone avec le chargement de la boucle, la fenêtre temporelle d'observation du signal en sortie du coupleur, on peut visualiser et analyser le signal après une distance de transmission donnée.

Les 3^{ème} et 4^{ème} chronogrammes correspondent aux tensions de commande des switch. Le switch de chargement est passant lorsque celui de boucle est bloquant. La durée pendant laquelle le switch de boucle est au niveau passant détermine le nombre de tours de boucle que le signal effectuera.

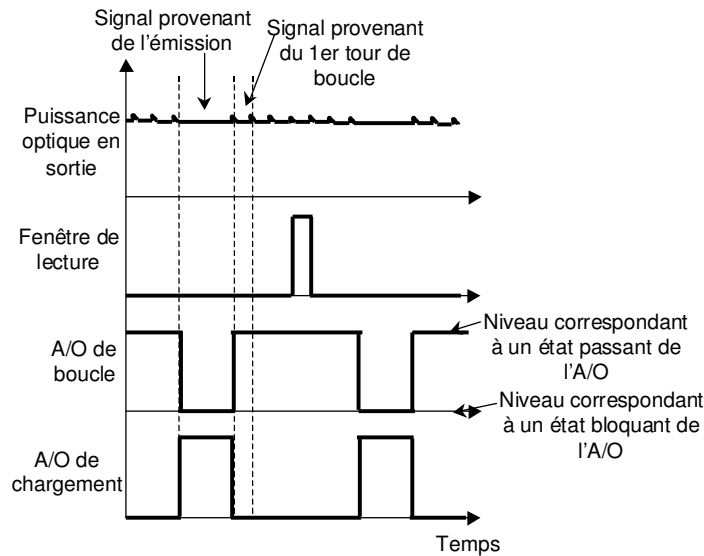


Figure III.11 : Chronogramme des commandes des commutateurs, de la fenêtre de lecture et de la puissance optique en sortie de la boucle à recirculation.

Il existe certaines différences entre une boucle à recirculation et une ligne de transmission réelle [9]. Il y a notamment des pertes en excès liées aux composants permettant la commutation. D'autre part la répartition statistique des défauts des composants de la ligne est faussée dans le cas d'une boucle à recirculation où le signal passe toujours dans les mêmes composants. Ce dispositif reste malgré tout représentatif de la qualité d'un système de transmission optique.

1.1.2. La boucle à pas de régénération variable

Lorsqu'une fonction optique est insérée dans une boucle à recirculation, la distance entre chaque fonction optique est limitée par la longueur de fibre disponible. Afin de pouvoir espacer des régénérateurs optiques d'une distance supérieure à celle disponible expérimentalement, nous avons mis en place, avec Laurent Bramerie, une boucle à recirculation à pas de régénération variable. Le principe est de faire circuler un certain nombre de fois le signal dans la ligne non régénérée, avant de faire passer le signal dans le régénérateur ; ce motif pouvant être répété plusieurs fois.

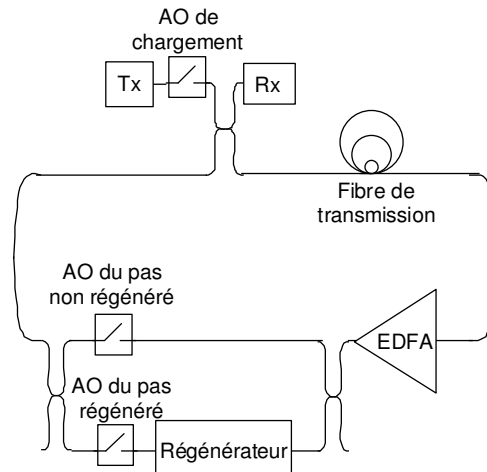


Figure III.12 : Boucle à recirculation à pas de régénération variable.

La Figure III.12 représente le schéma de la boucle à pas de régénération variable, les éléments d'une boucle à recirculation classique peuvent être retrouvés. A la différence de la boucle classique cependant, deux bras sont présents dans la boucle : le premier permet de faire circuler le signal sans passer dans le régénérateur, le deuxième permet de faire passer le signal dans le régénérateur.

Les deux bras sont reliés à la boucle par deux coupleurs optiques de manière à ce que les amplificateurs optiques de chaque bras voient toujours du signal en entrée et qu'ils soient maintenus dans le même régime de fonctionnement au cours de la transmission.

En sortie de chaque bras, un modulateur acousto-optique permet de faire circuler le signal qui vient soit du bras non régénéré soit du bras régénéré. Le laboratoire a fait développer dans ce cadre un générateur de séquences par la société Cleode [10] pour générer les tensions de commandes des modulateurs.

Le chronogramme de ces tensions de commande est représenté sur la Figure III.13 où l'on voit apparaître les chronogrammes des deux switch acousto optique de boucle. Lorsque la boucle se charge, les deux switch de boucle sont bloquant, l'A/O de la voie non régénérée est passant tant que le signal n'est pas régénéré, il est bloquant pendant le tour de régénération. L'A/O de la voie régénérée est bloquant jusqu'au tour de régénération où il redevient passant pendant un tour.

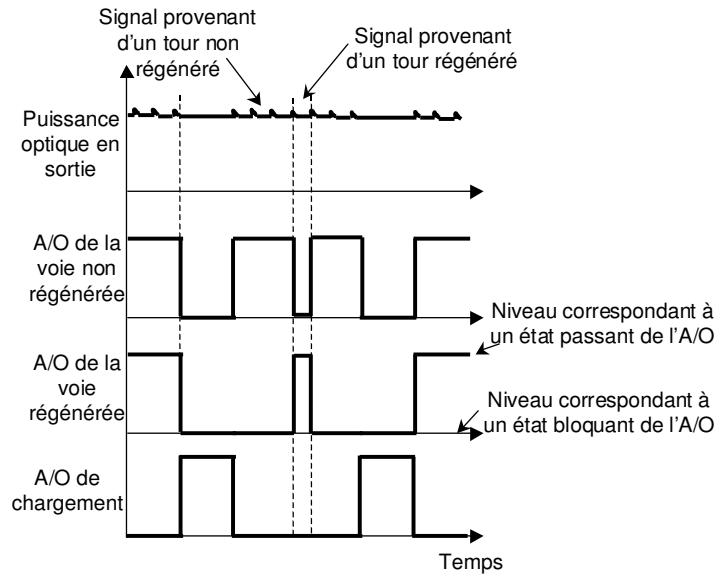


Figure III.13 : Chronogramme des commandes des commutateurs, de la fenêtre de lecture et de la puissance optique en sortie de la boucle à recirculation à pas de régénération variable.

1.2. Constitution des boucles à recirculation du laboratoire

1.2.1. Les éléments constitutifs

a) Emetteurs

La plupart des études présentées ici ont été réalisées à 10 Gbit/s. Avec la mise en place de la Plate-Forme d'Evaluation et de Recherche en SYStèmes de Transmissions optiques (PERSYST), des études à 40 Gbit/s ont pu également être réalisées.

Les études à 10 Gbit/s ont été réalisées au format RZ avec le premier module d'émission introduit au paragraphe I.2.2.2 du chapitre I. Les impulsions en résultant ont une largeur à mi-hauteur de l'ordre de 50 ps. La séquence pseudo aléatoire (PRBS) de bit a une longueur de $2^{15}-1$.

Les lignes de transmission à 40 Gbit/s ont été mises en place par l'équipe de PERSYST. Les études au format RZ ont été réalisées avec le deuxième module d'émission introduit au paragraphe I.2.2.2 du chapitre I, les impulsions RZ en résultant ont une largeur à mi-hauteur de l'ordre de 9 ps. Les études au format CSRZ ont été réalisées avec le module d'émission introduit au paragraphe I.2.2.2 du chapitre I, les impulsions CSRZ en résultant ont une largeur à mi-hauteur de l'ordre de 15 ps. Le signal NRZ électrique à 40 Gbit/s est obtenu par multiplexage temporel électrique.

b) Les fibres

▪ La fibre de ligne

La fibre de ligne que nous utilisons pour ces travaux est de la fibre à dispersion décalée non nulle (NZDSF pour Non Zero Dispersion Shifted Fibre). Ce type de fibre permet de limiter la dispersion chromatique (plus faible que la dispersion des fibres standard) et de limiter les effets non linéaires (exacerbés dans les fibres à dispersion nulle).

Nous disposons d'une fibre de type TWRS (pour True Wave – Reduced slope de chez Lucent Technologies); elle est 'à pente réduite' au sens où la dispersion chromatique du troisième ordre est plus faible que celle d'une fibre standard. La dispersion chromatique à 1550 nm est de +4 ps/nm/km, la dispersion du troisième ordre de l'ordre de 0,045 ps/nm²/km. Cette fibre relativement récente présente peu de dispersion modale de polarisation (0,1 ps/km).

▪ La fibre de compensation de dispersion

La dispersion de ligne est compensée par une fibre de dispersion chromatique de l'ordre de -100 ps/nm/km dont la dispersion du troisième ordre est parfaitement opposée à celle de la fibre de ligne. Par conséquent, la dispersion cumulée de la ligne est sensiblement la même sur toute la bande spectrale.

La dispersion cumulée est quasiment compensée dans les expériences de ces travaux (quelques ps / nm par tour).

c) Amplification

Deux types d'amplification sont utilisées pour ces études. L'amplification à fibre dopée Erbium et l'amplification Raman. Ces deux types d'amplification ont été présentés au paragraphe II.2.3 du chapitre I. L'amplification Raman est utilisée dans les lignes où la dégradation du rapport signal sur bruit doit être la plus faible possible.

d) Récepteurs

Des récepteurs préamplifiés optiquement tels que présentés au paragraphe I.2.3 du chapitre I ont été utilisés. Pour les études à 40 Gbit/s, la détection se fait à 10 Gbit/s après démultiplexage temporel. Un démultiplexeur électrique convertit le signal à 40 Gbit/s en 4 signaux à 10 Gbit/s.

1.2.2. Les lignes

Nous avons mis en place deux lignes de transmission au cours de ces travaux de thèse. La principale différence entre les deux lignes concerne le type d'amplification utilisée, l'une, dite hybride, utilise une amplification Raman et une amplification à fibre dopée Erbium, l'autre, dite 'Tout Erbium' ne met en jeu que des amplificateurs à fibre dopée Erbium.

a) La ligne de transmission avec amplification hybride

Nous avons monté différentes lignes de transmission au cours de ces travaux de thèse. La ligne présentant une amplification hybride (amplification Erbium et amplification Raman) est décrite dans ce paragraphe.

Au cours de ces travaux nous nous sommes surtout attachés à étudier la cascabilité des dispositifs ainsi que l'impact de l'émission spontanée amplifiée accumulée.

Afin d'étudier l'impact de la régénération sur une ligne de transmission dont les performances sont limitées majoritairement par l'accumulation d'émission spontanée amplifiée, la puissance de ligne a été abaissée pour limiter les effets non linéaires. Ceci a aussi pour conséquence de dégrader le rapport signal sur bruit, ce qui peut être critique selon l'efficacité du régénérateur considéré. C'est pourquoi l'amplification hybride est un bon compromis pour travailler à puissance de ligne faible tout en maintenant un rapport signal sur bruit optique (OSNR) élevé. La Figure III.14 représente la ligne de transmission.

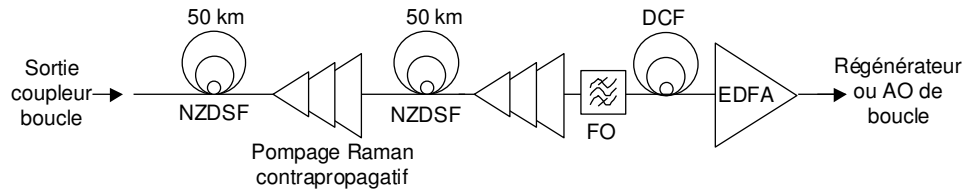


Figure III.14 : Ligne de transmission dite 'à amplification hybride'.

La ligne est constituée de 2 tronçons de 50 km de fibre de transmission (NZDSF). Les pertes de la boucle à recirculation (pertes dans la fibre + pertes intrinsèques à la boucle) sont compensées par un amplificateur optique à fibre dopée Erbium (EDFA) et un pompage Raman tous les 50 km. Une pompe Raman est constituée de deux laser à semiconducteurs centrés autour de 1450 nm (pour une amplification autour de 1550 nm), d'axes de polarisation croisés et présentant un gain de 10 dB sur chaque axe de manière à amplifier tous les états de polarisation de la même manière. Le pompage se fait de manière contra-propagative au signal.

La dispersion chromatique de la ligne est compensée partiellement (par défaut plus que par choix scientifique) par de la fibre à compensation de dispersion (dispersion résiduelle de 20 ps/nm).

La puissance en entrée de la fibre de ligne est de -10 dBm.

Des caractérisations expérimentales en terme de taux d'erreur binaire et de rapport signal sur bruit optique de la ligne de transmission seront présentées dans le paragraphe consacré aux outils numériques.

L'OSNR est rendu accordable en sortie de l'amplificateur optique à fibre dopée Erbium afin d'étudier la robustesse du régénérateur aux variations de l'OSNR. Ceci est réalisé par l'insertion d'émission spontanée amplifiée (ESA) en entrée de l'amplificateur optique à fibre via un coupleur optique. Le signal est filtré afin de limiter la puissance moyenne générée par la source d'ESA et ainsi éviter qu'elle ne sature l'amplificateur optique. En ajustant la puissance de la source d'ESA, l'OSNR en sortie de l'amplificateur optique à fibre est rendue accordable. Cette solution a l'avantage de ne pas modifier la puissance en sortie de l'amplificateur optique et ainsi de maintenir le même point de fonctionnement sur le régénérateur et la même puissance en ligne.

b) La ligne de transmission tout erbium

Nous avons monté également pendant ces travaux une ligne de transmission avec amplification à fibre dopée Erbium (EDFA) uniquement. Sensiblement les mêmes éléments sont utilisés que pour la réalisation de la ligne hybride mais les pompes Raman sont remplacées par un deuxième amplificateur optique à fibre dopée Erbium.

La Figure III.15 représente les éléments constitutifs de cette ligne, avec 100 km de fibre de transmission (NZDSF), la fibre de compensation de dispersion (DCF), un filtre optique (FO) ainsi que deux EDFA pour compenser les pertes de propagation et de boucle.

La puissance en ligne est de +2 dBm pour que la transmission ne soit pas limitée trop rapidement par la dégradation du rapport signal sur bruit optique.

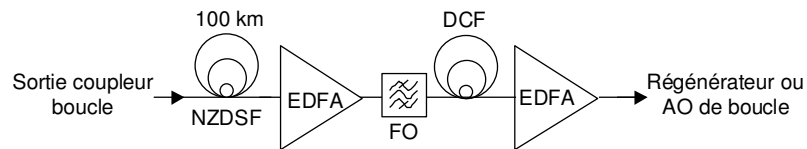


Figure III.15 : Ligne de transmission dite 'tout erbium'.

Des caractérisations expérimentales en terme de taux d'erreur binaire et de rapport signal sur bruit optique de la ligne de transmission seront présentées dans le paragraphe présentant les outils numériques.

2 Les outils de simulation

Pour étudier de manière numérique l'impact de la régénération optique dans un système de transmission, la première approche a été de considérer la résolution numérique de l'équation de propagation d'une onde dans une fibre optique, l'équation non linéaire de Schrödinger (introduite au paragraphe II.6 du chapitre I), et d'y insérer des fonctions modélisant les régénérateurs considérés. Cette équation a été résolue de manière numérique au cours de ces travaux à l'aide de la méthode de Fourier à pas discrétisé. Ceci permet une approche physique des phénomènes mis en jeu au cours de la propagation ; elle a été utilisée essentiellement pour l'étude du régénérateur à filtre décalé dont les principaux résultats ont été présentés au chapitre II.

Par la suite, le logiciel Optisystem [11] a plutôt été utilisé. En effet ce logiciel résout de la même manière l'équation non linéaire de Schrödinger, et il offre l'avantage d'être optimisé, convivial et complet.

Dans la suite de l'étude, le logiciel a montré ses limites pour l'étude de systèmes régénérés, un modèle mis en place par Laurent Bramerie au cours de ses travaux de thèse au laboratoire [2] a par conséquent été considéré. Ce modèle permet de modéliser l'évolution des densités de probabilité de puissance des symboles dans une ligne de transmission régénérée limitée par le bruit d'émission spontanée amplifiée.

2.1. Logiciel Optisystem

Le logiciel Optisystem permet de simuler et d'analyser des systèmes de transmission optique. La diversité des systèmes simulés peut être étendue par la possibilité d'insérer des fonctions réalisées par l'utilisateur sous Matlab et qui peuvent être insérées aux systèmes simulés.

Afin d'étudier le comportement de dispositifs pour la régénération dans une ligne de transmission, une ligne de transmission réaliste dont les caractéristiques en terme d'accumulation de bruit d'émission spontanée amplifiée se rapprochent de celles de la ligne expérimentale du laboratoire, a dans un premier temps été modélisée. Des modules d'émission et de réception ont tout d'abord été créés, avant d'y insérer la ligne de transmission.

2.1.1. Les émetteurs

Les modules d'émission réalisés sur Optisystem sont basés sur les modules d'émission expérimentaux.

a) Emetteur à 10 Gbit/s

Le module d'émission RZ à 10 Gbit/s reprend le principe du premier module d'émission RZ introduit au paragraphe I.2.2.2 du chapitre I. Le schéma du dispositif est représenté sur la Figure III.16, où l'on retrouve la séquence NRZ électrique, l'horloge électrique, la source laser continue ainsi que le modulateur. Le signal optique modulé est amplifié puis filtré pour obtenir un rapport signal sur bruit optique de 35,7 dB (sur 0,1 nm) ; expérimentalement l'OSNR en sortie du module d'émission est de 36 dB sur 0,1 nm.

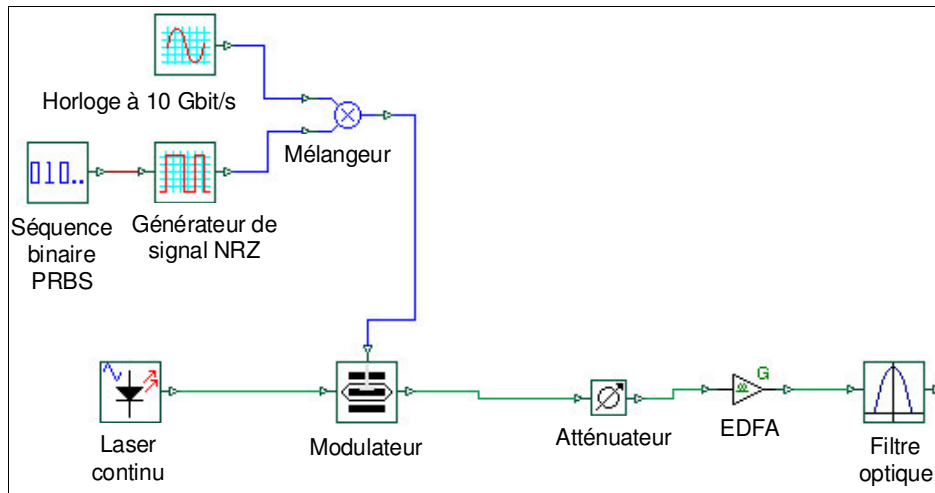


Figure III.16 : Schéma du module d'émission RZ à 10 Gbit/s sur Optisystem.

Nous récapitulons dans le Tableau III.1 les paramètres de modélisation utilisés.

Taux d'extinction du modulateur	17 dB
Facteur de bruit de l'EDFA	5 dB
Bande spectrale à 3 dB du filtre	3 nm

Tableau III.1 : Paramètres du module d'émission à 10 Gbit/s.

b) Emetteurs à 40 Gbit/s

Le module d'émission RZ à 40 Gbit/s reprend le principe du deuxième module d'émission RZ introduit au paragraphe I.2.2.2 du chapitre I. Le schéma du dispositif est représenté sur la Figure III.17, où l'on retrouve la séquence NRZ électrique, l'horloge électrique, la source laser continue ainsi que le modulateur qui code l'information et le modulateur de mise en forme des impulsions (shaper).

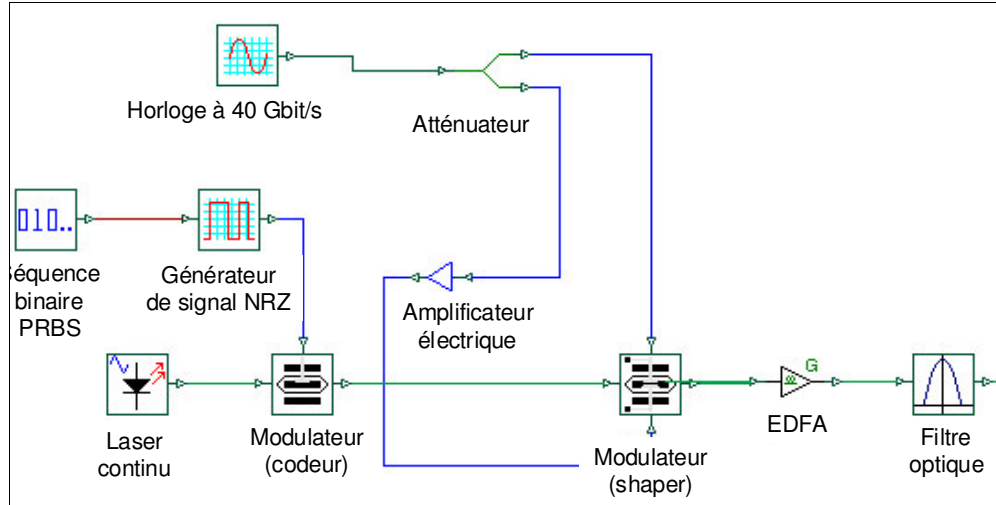


Figure III.17 : Schéma du module d'émission RZ à 40 Gbit/s sous Optisystem.

Nous récapitulons dans le Tableau III.3 les paramètres de modélisation utilisés issus des données constructeur et des données expérimentales.

Taux d'extinction du modulateur	12 dB
Facteur de bruit de l'EDFA	5 dB
Bande spectrale à 3 dB du filtre	3 nm

Tableau III.2: Paramètres du module d'émission à 40 Gbit/s.

2.2. Les récepteurs

Dans le cadre de l'étude numérique, le récepteur est sensiblement le même quel que soit le débit. Le schéma du module de réception est représenté sur la Figure III.18.

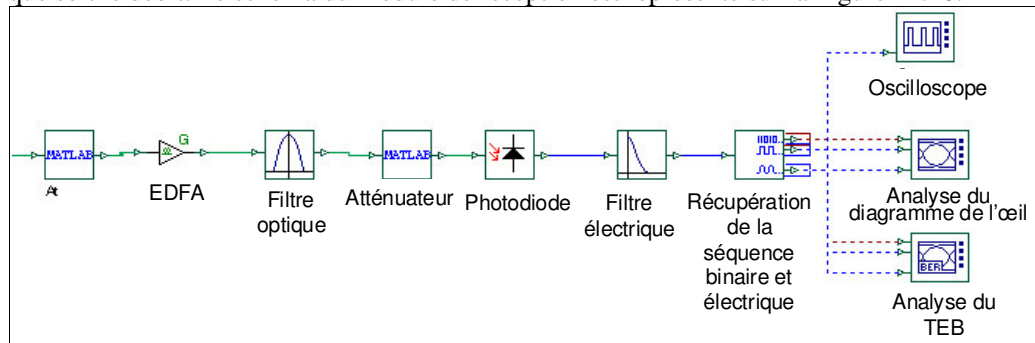


Figure III.18 : Schéma du module de réception sous Optisystem.

Le récepteur est constitué d'un préamplificateur optique dont la puissance d'entrée est contrôlée par un atténuateur variable, suivi d'un filtre optique de type gaussien. Le signal, dont la puissance est maintenue constante par un atténuateur variable, est détecté par une photodiode. En sortie de la photodiode un filtre électrique passe-bas (Bessel d'ordre 4) permet de prendre en compte la bande passante du récepteur.

Le signal est finalement caractérisé par l'analyse du taux d'erreur binaire et du diagramme de l'œil. Les paramètres des différents composants du récepteur sont récapitulés dans le Tableau III.3 pour le récepteur à 10 Gbit/s et dans le Tableau III.4 pour le récepteur à 40 Gbit/s.

Puissance incidente sur l'EDFA	-5 dBm
Facteur de bruit de l'EDFA	6,5 dB
Bande spectrale à 3 dB du filtre	3 nm
Puissance incidente sur la photodiode	-3 dBm
Bande passante de la photodiode	15 GHz
Réponse de la photodiode	0,55 A/W
Courant d'obscurité	5 nA

Tableau III.3 : Paramètres de modélisation du module de réception à 10 Gbit/s.

Puissance incidente sur l'EDFA	-5 dBm
Facteur de bruit de l'EDFA de réception	6 dB
Bande spectrale à 3 dB du filtre	2 nm
Puissance incidente sur la photodiode	6 dBm
Bande passante du récepteur	50 GHz
Réponse de la photodiode	0,55 A/W
Courant d'obscurité	5 nA

Tableau III.4 : Paramètres de modélisation du module de réception à 40 Gbit/s.

2.2.1. Sensibilité

a) A 10 Gbit/s

Lorsque le récepteur est placé derrière l'émetteur ('back to back'). Les paramètres de simulation sont récapitulés dans le Tableau III.5 :

Nombre de bits dans la séquence	1024
Nombre d'échantillons par bit	64

Tableau III.5 : Paramètres de simulation numérique de la caractérisation en 'back to back'.

Sur la Figure III.19, nous comparons l'évolution expérimentale et numérique du taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal sur bruit optique, mesuré sur 0,2 nm, en sortie de l'amplificateur optique de réception, à 10 Gbit/s.

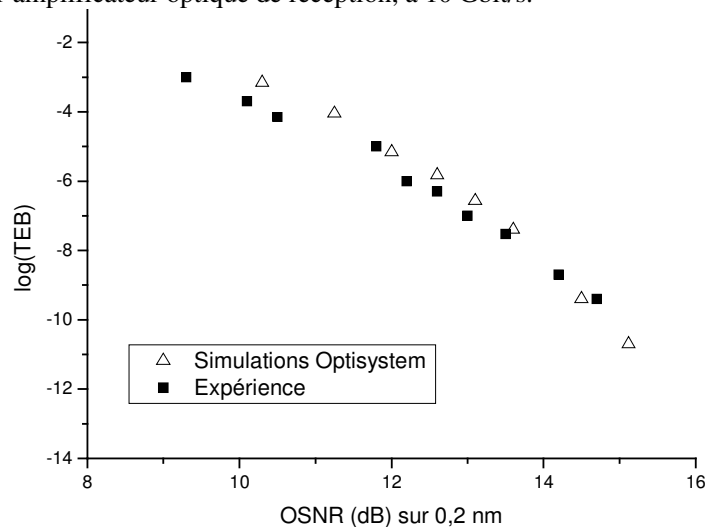


Figure III.19 : Evolution numérique et expérimentale du taux d'erreur binaire avec le rapport signal sur bruit optique (sur 0,2 nm) à 10 Gbit/s.

Cette Figure montre un bon accord entre expériences et simulations. Nous utiliserons ces modules d'émission et de réception dans la suite pour les études à 10 Gbit/s.

b) A 40 Gbit/s

De la même manière qu'à 10 Gbit/s, la Figure III.20 représente la caractérisation expérimentale et numérique du taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal sur bruit optique mesuré sur 1 nm lorsque le récepteur est placé derrière l'émetteur.

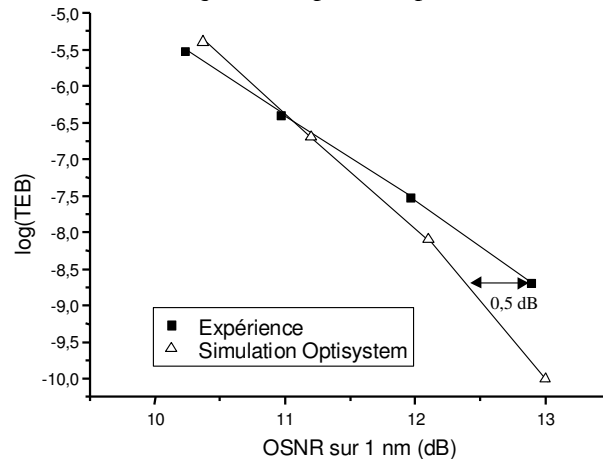


Figure III.20 : Comparaison de l'évolution numérique et expérimentale du taux d'erreur binaire avec le rapport signal sur bruit optique (mesuré sur 1 nm) à 40 Gbit/s.

Nous observons un écart maximal entre les deux courbes de sensibilité de 0,5 dB ; compte tenu du fait qu'aucune étude qualitative n'est réalisée par la suite, nous estimons que les émetteurs et récepteurs simulés sont suffisamment représentatifs d'émetteurs et récepteurs réalistes pour la suite des travaux. Ils seront utilisés par la suite pour constituer les lignes de transmission.

2.2.2. Les lignes de transmission

Comme nous le verrons dans le paragraphe suivant, le logiciel n'est pas adapté pour calculer des taux d'erreur binaire en présence de régénérateurs optiques. Aussi, les études numériques réalisées pendant ces travaux de thèse ont favorisé davantage la compréhension des phénomènes qu'une recherche de correspondance entre expérience et simulations. Cependant pour que la cascade de régénérateurs soit réalisée dans des conditions réalistes par rapport à l'expérience, nous avons cherché à obtenir des simulations proches de l'expérience en terme d'évolution de le rapport signal sur bruit optique et du taux d'erreur binaire.

Comme d'autre part, nos études numériques se sont concentrées sur une cascade de régénérateurs en présence d'émission spontanée amplifiée, les effets non linéaires n'ont pas été considérés dans ces études.

Les simulations se sont basées sur la ligne de transmission dite 'Tout Erbium' à 10 Gbit/s et sur la ligne dite 'Hybride' à 40 Gbit/s compte tenu des résultats expérimentaux en régénération 2R que nous avons obtenus à 10 et à 40 Gbit/s. Le schéma de la ligne modélisée à 10 et à 40 Gbit/s est par conséquent le même, seul le facteur de bruit équivalent de la ligne diffère.

Le schéma de modélisation des deux lignes est le même, il est représenté sur la Figure III.21. La ligne est constituée d'une fibre de transmission, d'un amplificateur à fibre dopée Erbium, d'un filtre optique, et d'une fibre à compensation de dispersion. Un élément de commutation permet de faire boucler le signal. Un atténuateur permet de maintenir la puissance en entrée de la fibre de transmission constante après chaque tour

de boucle. Le facteur de bruit de l'amplificateur de ligne correspond au facteur de bruit équivalent de l'ensemble de la ligne. Il est ajusté pour chaque débit de manière à ce que le rapport signal sur bruit optique et le taux d'erreur binaire soient proches de ceux mesurés expérimentalement.

Seuls l'atténuation et la dispersion chromatique de 2nd ordre sont pris en considération pour les fibres optiques.

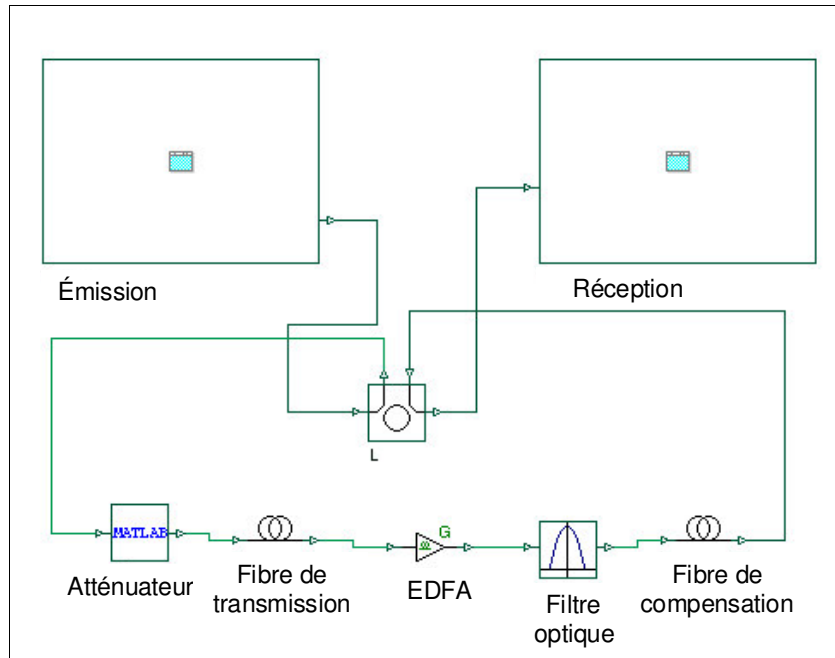


Figure III.21 : Schéma de la ligne modélisée.

a) A 10 Gbit/s

Les paramètres de la ligne de transmission à 10 Gbit/s sont récapitulés dans le Tableau III.6.

Puissance en entrée de ligne	2 dBm
Longueur de la fibre de transmission	100 km
Atténuation de la fibre de transmission	0,2 dB / km
Dispersion chromatique de la fibre de transmission	4 ps/nm/km
Facteur de bruit de l'EDFA	10.5 dB
Bande spectrale à 3 dB du filtre	5 nm
Longueur de la fibre de compensation	4 km
Atténuation de la fibre de compensation	1,7 dB/km
Dispersion chromatique de la fibre de compensassion	-100 ps/nm/km

Tableau III.6 : Paramètres de modélisation de la ligne 'Tout Erbium' à 10 Gbit/s.

Afin de caractériser la ligne de transmission modélisée, nous étudions l'évolution du rapport signal sur bruit optique et du taux d'erreur binaire avec la distance de propagation. La Figure III.22 est une comparaison de l'évolution numérique et expérimentale du rapport signal sur bruit optique mesuré sur 0,2 nm en fonction de la distance.

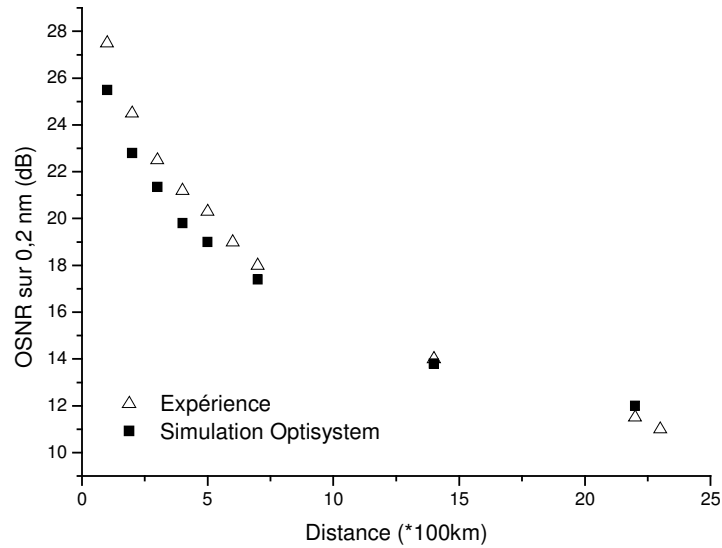


Figure III.22 : Evolution numérique et expérimentale du rapport signal sur bruit optique mesuré sur 0,2 nm en fonction de la distance de la ligne 'Tout Erbium' à 10 Gbit/s.

La Figure III.23 est une comparaison numérique et expérimentale de l'évolution du taux d'erreur binaire avec la distance.

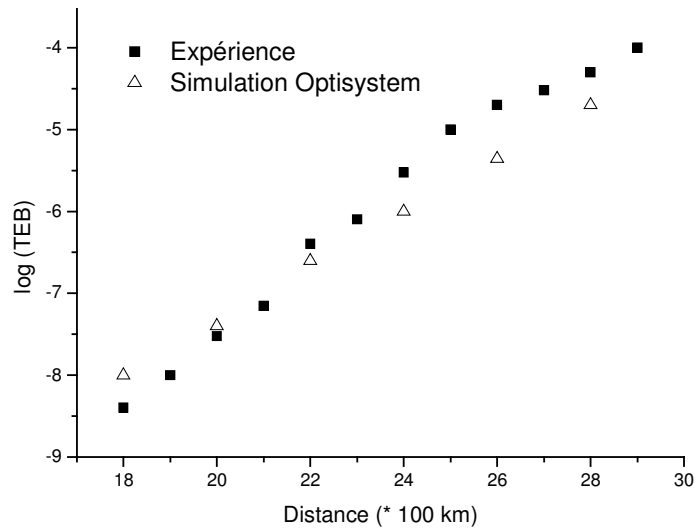


Figure III.23 : Evolution numérique et expérimentale du taux d'erreur binaire en fonction de la distance de la ligne 'Tout Erbium' à 10 Gbit/s.

Ces deux figures montrent une bonne concordance entre expérience et simulation. Cette ligne de transmission sera utilisée par la suite pour les études numériques à 10 Gbit/s.

b) A 40 Gbit/s

Les paramètres de la ligne de transmission à 40 Gbit/s sont récapitulés dans le Tableau III.7. Le facteur de bruit équivalent de la ligne est beaucoup plus bas que pour la ligne 'Tout Erbium' grâce aux amplificateurs Raman.

La Figure III.24 représente l'évolution expérimentale et numérique du taux d'erreur binaire avec la distance de propagation dans la ligne dite 'hybride' à 40 Gbit/s.

Puissance en entrée de ligne	-1 dBm
Longueur de la fibre de transmission	100 km
Atténuation de la fibre de transmission	0,2 dB / km
Dispersion chromatique de la fibre de transmission	4 ps/nm/km
Facteur de bruit de l'EDFA	3,5 dB
Bande spectrale à 3 dB du filtre	5 nm
Longueur de la fibre de compensation	4 km
Atténuation de la fibre de compensation	1,7 dB/km
Dispersion chromatique de la fibre de compensation	-100 ps/nm/km

Tableau III.7 : Paramètres de modélisation de la ligne 'Hybride' à 40 Gbit/s.

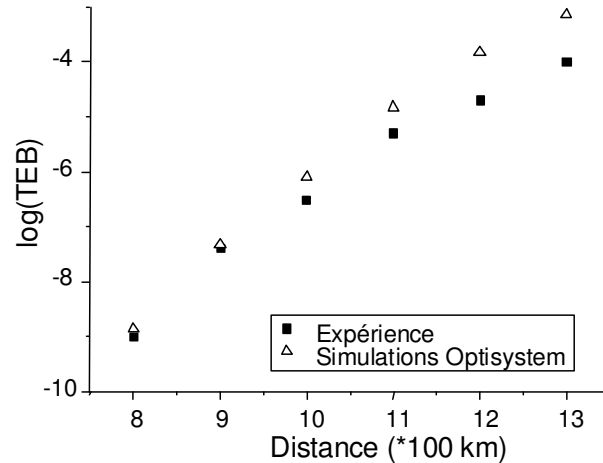


Figure III.24 : Evolution numérique et expérimentale du taux d'erreur binaire en fonction de la distance de la ligne 'Hybride' à 40 Gbit/s.

Les courbes théoriques et expérimentales sont relativement en bon accord (écart inférieur à une décade). L'écart entre la courbe numérique et expérimentale croît au fur et à mesure de la propagation, on peut par conséquent supposer qu'il est lié à des effets de propagation qui ne sont pas pris en considération pour la simulation (effets non linéaires, dispersion partiellement compensée...). L'objectif de ces simulations est de préparer les études numériques incluant des régénérateurs que nous présentons dans la suite du manuscrit ; nous cherchons à réaliser un signal dont la dégradation est proche de l'expérience pour que les simulations soient réalistes ; nous ne cherchons pas à mieux optimiser la modélisation de la ligne de transmission car aucune étude quantitative n'est effectuée par la suite.

2.2.3. Limites du logiciel

La principale limite du logiciel en ce qui concerne l'étude de l'insertion de régénérateurs optiques dans une ligne de transmission se situe au niveau de la détermination du taux d'erreur binaire. En effet, la méthode utilisée par le logiciel pour le calcul du taux d'erreur binaire est de considérer les densités de probabilités de puissance des symboles gaussiennes et d'en déduire, par les relations décrites au paragraphe III.2 du chapitre I, le taux d'erreur binaire (TEB).

$$TEB(V_s) = \frac{1}{2} \left[P(0) \cdot \operatorname{erfc} \left(\frac{V_1 - V_s}{\sigma_1 \sqrt{2}} \right) + P(1) \cdot \operatorname{erfc} \left(\frac{V_s - V_0}{\sigma_0 \sqrt{2}} \right) \right] \quad (III.15)$$

où $P(0)$ et $P(1)$ sont respectivement les probabilités d'émettre un symbole '0' et '1', V_s la tension du seuil de décision du récepteur, V_1 et V_0 sont respectivement les valeurs

moyennes des tensions des symboles '1' et '0' sur le récepteur, σ_1 et σ_0 respectivement les variances des densités de probabilité de puissance des symboles '1' et '0'.

L'approximation des densités de probabilité par des gaussiennes apporte une bonne concordance avec le calcul exact des densités de probabilité de puissance des symboles dans le cas de transmissions limitées par l'accumulation de bruit d'émission spontanée amplifiée [12]. Cependant, il a été montré que lorsqu'un signal de densité de probabilité gaussienne traverse une porte non linéaire pour la régénération, les densités de probabilité de bruit en résultant ne peuvent plus être considérées comme gaussiennes [2].

Le calcul du taux d'erreur binaire effectué par le logiciel apparaît alors inadapté pour l'étude de l'impact de régénérateurs optiques dans une ligne de transmission. Le logiciel reste cependant pertinent pour l'observation de diagrammes de l'œil, de déformations temporelles ou spectrales du signal ou encore pour la définition statistique

du facteur de qualité $Q = \frac{I_1 - I_0}{\sigma_1 + \sigma_0}$ qui, s'il ne permet pas d'estimer la qualité de la transmission en présence de régénérateurs, permet d'estimer la qualité du signal.

Nous présentons ensuite un modèle qui permet de calculer le taux d'erreur binaire dans une liaison comportant une cascade de régénérateurs en présence de bruit d'amplitude.

2.3. Calcul numérique des densités de probabilité de puissance des symboles

Le modèle mis en place par Laurent Bramerie pendant ses travaux de thèse [2] consiste à calculer l'évolution des densités de probabilité (ddp) de puissance des symboles dans une ligne de transmission comportant des fonctions non linéaires pour la régénération. Le développement de ce modèle n'ayant pas fait l'objet des travaux présentés ici, nous ne décrivons que la structure du modèle.

Contrairement à l'approche précédente, il n'y a pas de considération temporelle des symboles '1' et '0'. D'autre part, les densités de probabilité de puissance des symboles et le taux d'erreur binaire n'ayant de sens qu'au niveau du seuil de décision du récepteur, elles sont calculées après détection quadratique. Seul le bruit d'amplitude lié à l'accumulation d'émission spontanée amplifiée est pris en compte. Nous considérons en effet que le bruit thermique apporté par le récepteur est négligeable dans les conditions d'utilisation du récepteur. La description débute par celle des densités de probabilité de puissance des symboles dans la ligne de transmission puis après transformation par une fonction non linéaire pour la régénération.

2.3.1. Dans la ligne de transmission

Seule l'accumulation d'émission spontanée amplifiée (ESA) est prise en considération dans ce modèle, c'est à dire que la ligne est considérée comme une succession d'atténuateurs et d'amplificateurs. La distribution de la puissance optique en sortie d'un amplificateur est calculée selon le modèle de D. Marcuse [13].

Le schéma de la chaîne modélisée est représenté sur la Figure III.25, où le signal d'entrée ($E_{entrée}$) passe dans un amplificateur optique puis dans un filtre optique de bande spectrale B_o avant d'être détecté et filtré par un filtre passe bas idéal (de profil rectangulaire) de bande passante B_e . L'étude s'effectue sur la puissance des symboles intégrée sur le temps T_e (en prenant $T_e = 1/2B_e$).

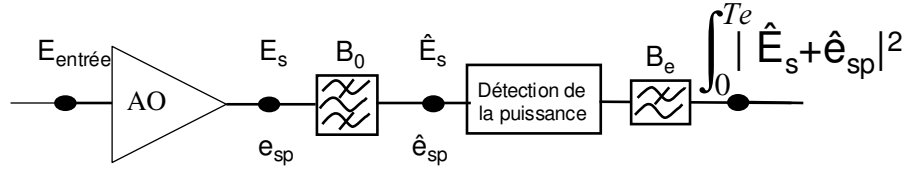


Figure III.25 : Chaîne de transformation des densités de probabilités dans la ligne de transmission.

Au moment de la détection quadratique, apparaissent des termes de battements correspondant au battement du signal avec l'émission spontanée amplifiée (battement signal-spontané) et de l'émission spontanée amplifiée avec elle-même (battement spontané-spontané). Ces termes de battement sont à l'origine de l'élargissement des densités de probabilité de puissance des symboles avec l'accumulation d'émission spontanée amplifiée. Le bruit d'émission spontanée amplifiée est considéré comme un processus gaussien centré, dont la densité spectrale est constante sur la bande d'amplification (très large devant la bande de travail). L'émission spontanée amplifiée est alors considérée comme un bruit blanc dont la puissance moyenne dans la bande optique B_0 s'écrit :

$$P_{sp} = 2 \cdot N_{esa} \cdot B_0$$

où N_{esa} est la densité spectrale d'émission spontanée amplifiée par état de polarisation.

La méthode utilisée pour déterminer les densités de probabilité de puissance des symboles n'est pas décrite dans le détail ici. Elles sont déduites du calcul de la transformée de Fourier inverse de la fonction caractéristique de la variable aléatoire de la puissance optique. L'expression obtenue s'écrit :

$$\begin{aligned} ddp_{ampli}(p|Ps) &= \frac{B_0}{B_e} \cdot \frac{1}{P_{sp}} \cdot \left(\frac{p}{P_s} \right)^{\frac{B_0 - B_e}{2B_e}} \times \\ &\times \exp \left[-\frac{B_0}{B_e} \cdot \left(\frac{p + P_s}{P_{sp}} \right) \right] \cdot I_{\frac{B_0 - B_e}{B_e}} \left(2 \sqrt{\frac{p \cdot P_s}{P_{sp}}} \right) \end{aligned} \quad (III.16)$$

où P_s est la puissance moyenne du symbole intégrée sur T_e , $I_{\frac{B_0 - B_e}{B_e}}$ est la fonction de Bessel modifiée d'ordre $\frac{B_0 - B_e}{B_e}$, et $ddp_{ampli}(p|Ps)$ est la densité de probabilité de la puissance p en sortie de l'amplificateur sachant que la puissance moyenne du signal en entrée de l'amplificateur est P_s .

Cette relation permet donc de déterminer les densités de probabilité de puissance des symboles '1' et '0' en sortie de l'amplificateur optique, à partir de la puissance d'entrée, de la puissance instantanée des symboles à l'instant de décision, de la densité spectrale de bruit de l'amplificateur et des bandes passantes des filtres optique et électrique.

A partir de la relation introduite dans le chapitre I paragraphe III.2, et que l'on rappelle ici, nous pouvons déduire le taux d'erreur binaire de l'évolution des densités de probabilité de puissance des symboles.

$$TEB(V_s) = \frac{1}{2} \cdot \left[\frac{\int_{-\infty}^{V_s} ddp_1(V) \cdot dV}{\int_{-\infty}^{\infty} ddp_1(V) \cdot dV} + \frac{\int_{V_s}^{\infty} ddp_0(V) \cdot dV}{\int_{-\infty}^{\infty} ddp_0(V) \cdot dV} \right] \quad (III.17)$$

où $ddp_1(V)$ et $ddp_0(V)$ sont les densités de probabilité des symboles '1' et '0'. Notons que dans l'équation III.19 la densité de probabilité est une fonction de la puissance et non de la tension comme c'est le cas ici. Cependant la tension V est directement proportionnelle à la puissance optique après détection quadratique en négligeant les bruits de grenaille et bruit thermique.

Après le premier passage dans un amplificateur optique, le signal incident est lui-même bruité, il faut alors tenir compte des densités de probabilité de puissance des symboles incidents pour calculer les densités de probabilité de puissance des symboles en sortie de l'amplificateur. D'après [14] et la formule des probabilités totales, la densité de probabilité d'un symbole en sortie d'un amplificateur optique quand la densité de probabilité de puissance des symboles en entrée est $ddp_{entrée}(p_{entrée})$ s'écrit :

$$ddp_{sortie}(p_{sortie}) = \int_0^{\infty} ddp_{entrée}(p_{entrée}) \cdot ddp_{ampli}(p_{sortie} | p_{entrée}) dp_{entrée} \quad (III.18)$$

A partir de ce modèle nous sommes en mesure de connaître l'évolution du taux d'erreur binaire et les densités de probabilité de puissance des symboles dans une ligne de transmission limitée par le bruit d'émission spontanée amplifiée.

Ce modèle a l'avantage de ne faire aucune hypothèse sur les densités de probabilité liées au bruit de battement spontané-spontané.

Dans le cas où ce bruit de battement est considéré comme un processus gaussien, l'évolution du taux d'erreur binaire dans une ligne de transmission limitée par le bruit d'émission spontanée amplifiée est très proche de celle obtenue avec le calcul exact des densités de probabilité présenté ici [12]. Par contre dans le cas où les densités de probabilité de puissance des symboles sont transformées par une fonction non linéaire, il est indispensable de ne pas faire d'hypothèse sur la forme des densités de probabilité de puissance des symboles et le modèle introduit ici a toute sa raison d'être.

Après une certaine distance de propagation, qui se traduit dans le cas du modèle par une certaine accumulation d'émission spontanée amplifiée, on place un régénérateur dans la ligne, il faut alors calculer la transformation des densités de probabilité de puissance des symboles à travers une porte non linéaire.

2.3.2. Au passage dans une porte non linéaire

Soit f une fonction non linéaire pour la régénération régulière et monotone telle que : $Signal\ de\ sortie = f(signal\ d'entrée)$.

La transformation de la densité de probabilité du signal d'entrée se définit alors par [15] :

$$ddp_{sortie}(p) = ddp_{entrée}(f^{-1}(p)) \cdot \frac{1}{|f'(f^{-1}(p))|} \quad (III.19)$$

avec $ddp_{entrée}$ la densité de probabilité du signal d'entrée, ddp_{sortie} , la densité de probabilité du signal de sortie, f^{-1} l'application inverse de f et f' la dérivée de f .

La transformation des densités de probabilité à la traversée de la porte varie légèrement selon qu'il s'agit d'un régénérateur en auto modulation ou en modulation croisée.

Dans le cas de la modulation croisée : $P_{sortie} = P_{sonde} \cdot T(P_{entrée})$, où P_{sonde} est le signal de sonde que nous considérons dépourvu de bruit et T indépendant du signal de sonde; aussi la fonction f est directement la fonction de transmission en marche d'escalier et après changement de variable, l'expression s'écrit [2] :

$$ddp_{sortie}(p) = ddp_{entrée} \left(f^{-1} \left(\frac{p}{p_{sonde}} \right) \right) \cdot \frac{1}{\left| f' \left(f^{-1} \left(\frac{p}{p_{sonde}} \right) \right) \right|} \quad (III.20)$$

Dans le cas de l'auto modulation : $P_{sortie} = P_{entrée} \cdot T(P_{entrée}) = g(P_{entrée})$, l'équation III.21 peut alors être directement utilisée pour déterminer la transformation de la densité de probabilité de puissance mais en utilisant cette fois-ci la fonction g .

Nous sommes à présent en mesure de connaître l'évolution du taux d'erreur binaire dans une liaison comportant une cascade de régénérateurs en présence d'émission spontanée amplifiée. Ce modèle a été validé par Laurent Bramerie pendant ses travaux de thèse.

2.3.3. Limites du modèle

Ce modèle permet de connaître l'évolution des densités de probabilité de puissance des symboles dans une ligne de transmission limitée par l'accumulation d'émission spontanée amplifiée comportant des fonctions non linéaires pour la régénération. Il faut cependant être conscient d'un certain nombre de limites.

Aucune déformation temporelle ou spectrale liée à la propagation du signal dans le système n'est considérée. Ceci peut créer des écarts importants entre le modèle et l'expérience lorsque le signal est déformé, car ceci a une conséquence directe sur la puissance instantanée du signal. De la même manière, les effets de gigue temporelle ne sont pas pris en compte dans le modèle.

Pour résumer, le logiciel Optisystem permet de connaître les transformations temporelles et spectrales du signal dans un système de transmission mais il est inadéquat pour déduire des évolutions de taux d'erreur binaire de lignes comportant une cascade de régénérateurs. Par ailleurs, le modèle permettant le calcul exact des densités de probabilité de puissance des symboles, ne permet pas de prendre en compte les transformations temporelles et spectrales du signal. L'un ou l'autre modèle s'avèrera plus adéquat selon ce que nous étudions.

Conclusion du chapitre

Nous avons compris à la lecture de ce chapitre que la mise en évidence de l'efficacité d'un régénérateur n'était pas un problème simple. La caractérisation de la fonction de transmission, et la caractérisation des pénalités introduites par le régénérateur, sont deux étapes qui permettent de se faire une idée du potentiel d'un dispositif pour la régénération. Mais le meilleur moyen est de caractériser la qualité d'une transmission comportant un seul ou une cascade de régénérateurs. L'amélioration du taux d'erreur binaire sera une mesure de l'efficacité du dispositif.

Si un seul dispositif est inséré, il ne doit pas se situer juste devant le récepteur puisqu'un régénérateur, dont la fonction de transmission est la même pour le signal et le bruit, n'améliore pas le taux d'erreur binaire. Dans les études expérimentales réalisées dans le cadre de ces travaux, les régénérateurs ont été cascades dans la liaison.

Les outils numériques et expérimentaux utilisés pendant ces travaux ont ensuite été présentés. La boucle à recirculation est le principal outil expérimental. Elle permet de

simuler dans un laboratoire, une liaison optique longue distance à partir de peu de longueur de fibre optique.

Le premier outil numérique considéré est un logiciel commercial de simulation de systèmes de transmissions optiques. Il est cependant inadéquat à calculer un taux d'erreur binaire en présence de régénérateurs. Le deuxième outil, mis en place par un doctorant du laboratoire, est le calcul numérique du taux d'erreur binaire d'une liaison comportant une cascade de régénérateurs. Cet outil ne prend pas en compte les déformations temporelles du signal, il permet donc d'estimer le taux d'erreur binaire d'une liaison régénérée en présence de bruit d'intensité uniquement. Selon l'analyse considérée, un outil sera plus adapté que l'autre.

Dans la suite du manuscrit, nous examinons le cas de la régénération 3R pour laquelle seule le bruit d'intensité entre en jeu.

-
- [1] W. Idler, A. Klekamp, R. Dischler, J. Lazaro, A. Konczykowska, 'System performance and tolerances of 43 Gbit/s ASK and DPSK modulation formats', *European Conference on Optical Communication ECOC*, Th. 2.6.3, 2003.
- [2] J.C. Simon, L. Bramerie, F. Ginovart, V. Roncin, M. Gay, S. Feve, E. Lecren, M.L. Chares, 'All-optical regeneration techniques', *Annales des télécommunications*, tome 58, no. 11-12, pp. 1708-1724, 2003.
- [3] L. Bramerie, 'Etude de la régénération optique dans les systèmes de transmissions à très haut débit', *Thèse de doctorat de l'Université de Rennes I*, 2004.
- [4] G. Giavoli, B. Thomsen, V. Mikhailov, P. Bayvel, 'Investigation of fibre launch power margin in 40Gbit/s transmission with all-optical regenerator', *European Conference on Optical Communication ECOC*, Tu. 3.3.2, 2005.
- [5] W. Wang, H. Poulsen, L. Rau, D. Blumenthal, H. Chou, J. Bowers, G. Lars, '80 Gbit/s Regenerative wavelength conversion using a hybrid Raman / EDFA gain-enhanced XPM converter with highly-nonlinear-fiber', *Optical Fiber Communication Conference OFC*, TuH2, 2003.
- [6] N.E. Dahdah, B. Charbonnier, R. Coquillé, M. Joindot, E. Pincemin, 'All optical 2R regenerative wavelength converter of 40 Gbit/s RZ data using electro-absorption modulator with shifted band-pass filter', *European Conference on Optical Communication ECOC*, We. 1.5.2, 2005.
- [7] O. Leclerc, P. Brindel, D. Rouvillain, B. Dany, R. Brenot, A. Labrousse, A. Coquelin, B. Dagens, 'Regenerated 40 Gbit/s long-haul transmission using all-optical SOA-MZI as loss-free synchronous modulation', *Optical Fiber Communication Conference OFC*, WF6, 2001.
- [8] G. Raybon, 'Optical 3R regeneration in 40 Gbit/s Pseudo-linear transmission systems', *Proc. , Optical Fiber Communication Conference OFC*, vol.1, TuH1, pp. 191-193, 2003.
- [9] N.S.Bergano, C.R.Davidson, 'High capacity long haul transmission experiments', *Proc. European Conference on Optical Communication ECOC*, Mo2A, 1997.
- [10] <http://www.cleode.com/>
- [11] <http://www.optiwave.com/2005/products/optisystem/>
- [12] P. Humblet, 'On the bit error rate of lightwave systems with optical amplifier', *Journal of Lightwave Technologies*, vol. 9, no. 11, pp. 1576-1582, 1991.

-
- [13] D. Marcuse, 'Derivation of analytical expressions for the Bit error probability in lightwave systems with optical amplifiers', *J. Lightwave Technol.*, vol. 8, no. 12, pp. 1816-1823, 1990.
- [14] J.W. Goodman, 'Statistical optics', Wiley-Interscience Publication, 1985.
- [15] R.M. Gagliardi et S. Karp, 'Optical communications', Wiley-intersciences, 1976.

CHAPITRE IV

CASCADE DE REGENERATEURS 3R DANS UNE LIGNE DE TRANSMISSION OPTIQUE.

Ce chapitre est consacré à la régénération optique 3R. Ceci peut paraître surprenant puisque la problématique de cette thèse est la régénération 2R. L'analyse de la régénération 3R permet de comprendre les phénomènes liés à l'accumulation du bruit d'amplitude.

En effet, une liaison comportant une cascade de régénérateurs 3R est essentiellement limitée par l'accumulation de bruit d'amplitude. Dans le cas d'une régénération 2R, comme les données ne sont pas resynchronisées régulièrement, la gigue temporelle et le bruit d'intensité limitent la transmission. L'étude de la régénération 3R permet donc de décorrélérer les deux facteurs qui limitent une transmission régénérée par des dispositifs 2R. Ce chapitre est un outil de compréhension pour l'étude de la régénération 2R.

La première partie consiste en une étude numérique de l'évolution du taux d'erreur binaire dans une liaison comportant une cascade de régénérateurs 3R. Le modèle numérique du calcul du taux d'erreur binaire d'une liaison régénérée, présentée au chapitre III est utilisé. L'examen de l'influence des différents paramètres du régénérateur et de la liaison permet de poser les fondements d'une liaison comportant une cascade de régénérateurs en présence de bruit d'amplitude uniquement.

Une étude expérimentale d'une ligne de transmission comportant une cascade de régénérateurs optiques 3R validera un certain nombre des phénomènes observés lors de l'étude numérique. Une architecture originale développée par Vincent Roncin [1] pendant ses travaux de thèse a rendu possible cette étude.

I. Etude numérique

L'étude numérique est basée sur le modèle présenté au chapitre III. A titre d'introduction nous relatons dans un premier paragraphe quelques études numériques traitées dans la littérature relatives à l'évolution du taux d'erreur binaire dans une liaison comportant une cascade de régénérateurs 3R. L'étude numérique s'oriente ensuite plus particulièrement vers l'influence des différents paramètres caractérisant la porte non linéaire constituant le régénérateur 3R.

1. Evolution du taux d'erreur binaire dans une ligne comportant une cascade de régénérateurs 3R : état de l'art

Des études ont montré que le taux d'erreur binaire d'une liaison comportant un grand nombre de répéteurs 3R évoluait linéairement avec la distance de transmission.

Dans [2], une étude numérique de l'évolution des densités de probabilité de puissance des symboles à travers une porte non linéaire de fonction de transmission de type tangente hyperbolique est effectuée. La densité de probabilité de puissance des symboles en entrée du premier répéteur est considérée gaussienne, celle après k répéteurs est calculée de manière numérique en fonction de la non linéarité de la porte. Le taux d'erreur binaire est déduit des densités de probabilité de puissance par l'équation I.26 introduite au paragraphe III.2 du chapitre I :

$$TEB(V_s) = \frac{1}{4} \cdot \left[\int_{-\infty}^{V_s} ddp_1(V) \cdot dV + \int_{V_s}^{\infty} ddp_0(V) \cdot dV \right] \quad (IV.1)$$

La porte non linéaire considérée est de type 3R au sens où la gigue temporelle n'est pas prise en compte dans le modèle, or la gigue temporelle est négligeable dans une liaison comportant une cascade de régénérateurs 3R .

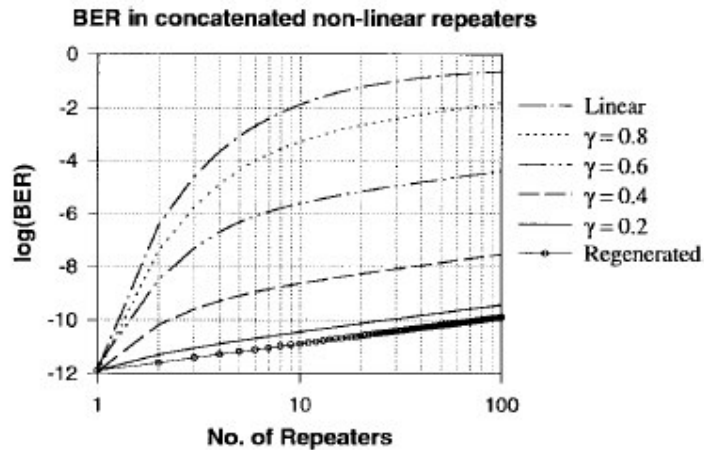


Figure IV.1 : Extrait de [2], Taux d'erreur binaire en fonction du nombre de cascades pour des portes de non linéarité variable pour un taux d'erreur binaire de 10^{-12} après le premier répéteur.

Sur la Figure IV.1, extraite de [2], est représentée l'évolution du taux d'erreur binaire en fonction de la distance. La courbe nommée 'regenerated' correspond au cas d'une porte en marche d'escalier ; la courbe nommée 'linear' correspond au cas sans régénérateur ; les courbes nommées par des valeurs de γ correspondent aux portes non linéaires non idéales. Plus γ est petit, plus la porte tend vers une fonction en marche d'escalier. Cette figure montre que pour une porte en marche d'escalier, l'évolution du taux d'erreur binaire est linéaire dès le premier passage dans le répéteur. Pour une porte non idéale, l'évolution du taux d'erreur binaire est linéaire après un certain nombre de cascades dans le répéteur.

Dans [3], une étude analytique est effectuée. La porte non linéaire considérée est décomposée en trois sections linéaires. Le taux d'erreur binaire est déduit du calcul des variances des densités de probabilité de puissance des symboles après n répéteurs en fonction du facteur discriminant de la porte et du bruit d'émission spontanée amplifiée de la ligne. L'auteur trouve une bonne concordance entre les résultats numériques de [2] et son étude analytique.

Le modèle numérique introduit au paragraphe II.2.3 du chapitre III a permis à Laurent Bramerie de retrouver ces résultats [4]. Au laboratoire, une étude expérimentale à l'aide d'un régénérateur optique 3R a permis de montrer cette évolution de manière expérimentale. Ces résultats seront présentés dans la deuxième partie de ce chapitre.

Dans la suite, une étude numérique des densités de probabilité de puissance des symboles ainsi que de l'évolution du taux d'erreur binaire nous permet de connaître le comportement du taux d'erreur binaire dans une liaison où seul le bruit d'amplitude contribue à la dégradation du signal et comportant une cascade de régénérateurs 3R .

2. Etude numérique de l'évolution des densités de probabilité de puissance et du taux d'erreur binaire

Le modèle utilisé pour cette étude est celui présenté au paragraphe II.2.3 du chapitre III, du calcul des densités de probabilité de puissance des symboles dans une liaison régénérée limitée par le bruit d'amplitude. Nous rappelons ici que ce modèle a été développé et validé par Laurent Bramerie lors de ses travaux de thèse, aussi nous nous attachons plutôt ici à étudier l'impact des paramètres de la porte non linéaire considérée sur l'évolution du taux d'erreur binaire.

Cette étude a pour but de dégager des tendances, elle n'a pas un but quantitatif. Les paramètres de la ligne de transmission et des portes non linéaires sont par conséquent choisis de manière arbitraire et le bruit optique du régénérateur n'est pas pris en considération ici.

Cette étude constitue une base de compréhension des phénomènes liés à la cascade de régénérateurs dans une liaison limitée par le bruit d'amplitude. Nous pourrions nous y référer lors de l'étude expérimentale de régénérateurs 3R et 2R pour mieux comprendre les observations expérimentales.

La ligne de transmission simulée est représentée sur la Figure IV.2.

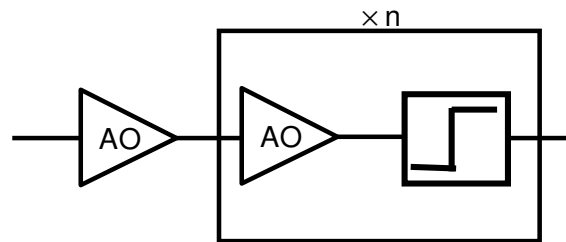


Figure IV.2 : Schéma de la cascade d'amplificateurs optiques et de portes non linéaires modélisée.

Le rapport signal sur bruit optique de la ligne est égal à 18 dB (sur 0,2 nm). Nous étudierons, en variant les paramètres de la porte, le taux d'erreur binaire en fonction du seuil de décision et du nombre de cascades dans la porte non linéaire.

Comme nous l'avons vu, le bruit introduit par le récepteur est négligé. Dans ces conditions la puissance optique du signal est directement proportionnelle à la tension sur le récepteur. Aussi, l'analyse du taux d'erreur binaire est directement réalisée sur la puissance optique.

Nous présentons dans un premier temps la décomposition de la fonction caractéristique de la porte non linéaire considérée. Puis nous faisons varier les paramètres de la porte et de la liaison pour étudier leur influence sur les densités de probabilité de puissance des symboles et le taux d'erreur binaire.

2.1. Porte non linéaire en automodulation

Compte tenu du régénérateur 2R expérimental considéré au cours de ces travaux de thèse, nous considérons ici le cas d'une porte non linéaire en automodulation. La fonction de transmission de la porte est décomposée en trois sections de droite.

Comme nous l'avons vu au paragraphe I.4.2 du chapitre III, le bruit d'amplitude sur les symboles '1' est réduit lorsque la caractéristique puissance de sortie - puissance d'entrée se rapproche d'une fonction en 'marche d'escalier'.

Nous considérons ici que la caractéristique puissance de sortie – puissance d'entrée évolue selon trois sections de droites comme représenté sur la Figure IV.3.

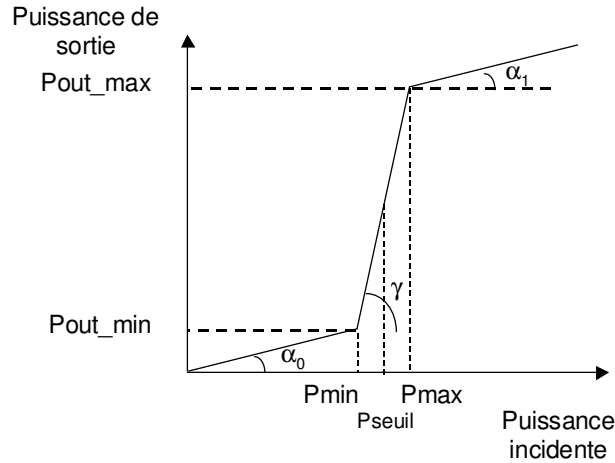


Figure IV.3 : Caractéristique puissance de sortie – puissance d'entrée d'une porte non linéaire.

La première et la troisième droite ont des pentes positives et faibles, la deuxième droite a une pente plus élevée. Nous écrivons donc :

$$\begin{aligned}
 P_{\text{sortie}} &= \alpha_0 \cdot P_{\text{entrée}} && \text{pour } P_{\text{entrée}} < P_{\text{min}} \\
 P_{\text{sortie}} &= \gamma \cdot P_{\text{entrée}} + d_1 && \text{pour } P_{\text{min}} < P_{\text{entrée}} < P_{\text{max}} \\
 P_{\text{sortie}} &= \alpha_1 \cdot P_{\text{entrée}} + d_2 && \text{pour } P_{\text{entrée}} > P_{\text{max}}
 \end{aligned} \tag{IV.2}$$

$$\text{avec } d_1 = P_{\text{out_min}} - \gamma \cdot P_{\text{min}} = P_{\text{out_max}} - \gamma \cdot P_{\text{max}} \tag{IV.3}$$

$$d_2 = P_{\text{out_max}} - \alpha_1 \cdot P_{\text{max}}$$

Les pentes α_0 et α_1 sont reliées au facteur de transmission du bruit des symboles '0' et '1' respectivement, la pente γ est reliée au facteur discriminant.

Dans la suite nous étudierons des portes non linéaires de paramètre $\alpha = \alpha_0 = \alpha_1$ et de paramètre γ variable. A ce paramètre γ , sera préféré un paramètre δ qui est défini comme :

$$P_{\text{min}} = P_{\text{seuil}} - \delta \tag{IV.4}$$

$$P_{\text{max}} = P_{\text{seuil}} + \delta$$

Le paramètre δ est donc représentatif du facteur discriminant puisque, plus il est faible, plus le facteur discriminant est élevé pour une porte avec un même contraste (amélioration du taux d'extinction). Dans toute l'étude le contraste est choisi de 20 dB.

Cette fonction est notamment proche de ce qui peut être obtenu avec des dispositifs 2R en automodulation (typiquement le dispositif absorbant saturable suivi d'un amplificateur optique à semiconducteur (SOA) étudié dans le chapitre V).

Nous ne reportons pas ici l'étude d'une porte en modulation croisée, car les tendances sont les mêmes.

2.2. Transformation des densités de probabilité de puissance à la traversée d'une porte non linéaire

Les observations relatées dans ce paragraphe sont connues [4, 2, 3]. Nous les rappelons ici pour poser les fondements d'une liaison comportant une cascade de régénérateurs 3R.

2.2.1. Porte non linéaire

Les paramètres de la porte non linéaire sont les suivants $\alpha = 0,1$ (relié au facteur de transmission du bruit), $\delta = 0,001$ (relié au facteur discriminant). La caractéristique puissance de sortie – puissance d’entrée de la porte est représentée sur la Figure IV.4.

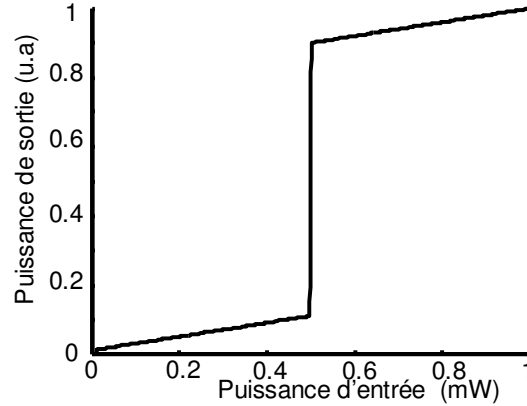


Figure IV.4 : Caractéristique puissance de sortie – puissance d’entrée de la porte non linéaire.

2.2.2. Un passage dans le régénérateur

Après un passage dans la ligne, le signal traverse la porte non linéaire. La Figure IV.5 représente la somme des densités de probabilité de puissance des symboles ‘1’ et ‘0’ avant (trait pointillé) et après la porte non linéaire (trait continu).

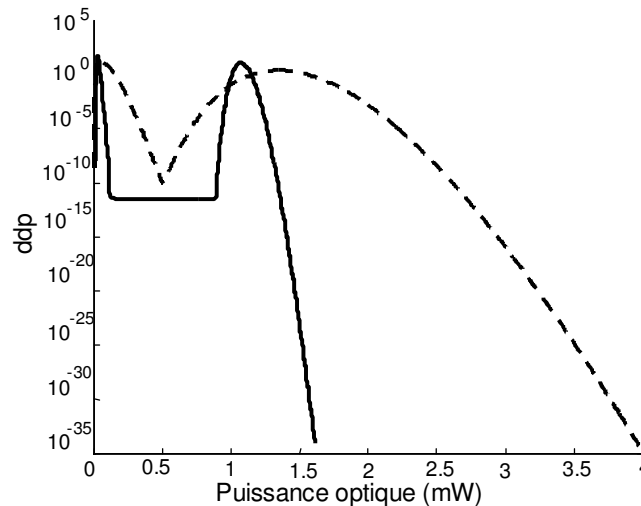


Figure IV.5 : Somme des densités de probabilité de puissance des symboles ‘1’ et ‘0’ avant (trait discontinu) et après (trait continu) passage dans la porte non linéaire.

Plusieurs phénomènes peuvent être observés. D’abord les densités de probabilité de puissance se sont affinées en passant dans la porte non linéaire. Il y a eu réduction du bruit d’amplitude au passage dans la porte car son facteur de transmission du bruit est inférieur à 1.

D’autre part, on voit apparaître un plateau dans la zone de transition du niveau bas au niveau haut de la porte non linéaire. Ce plateau est caractéristique d’un régime de régénération où les densités de probabilité de puissance ne peuvent plus être considérées comme des gaussiennes.

Comme les queues de distribution sont à la base de la détermination du taux d'erreur binaire. Ce plateau influence le taux d'erreur binaire. La Figure IV.6 représente l'évolution du taux d'erreur binaire en fonction de la puissance du seuil de décision optique en entrée (trait pointillé) et en sortie (trait continu) de la porte non linéaire.

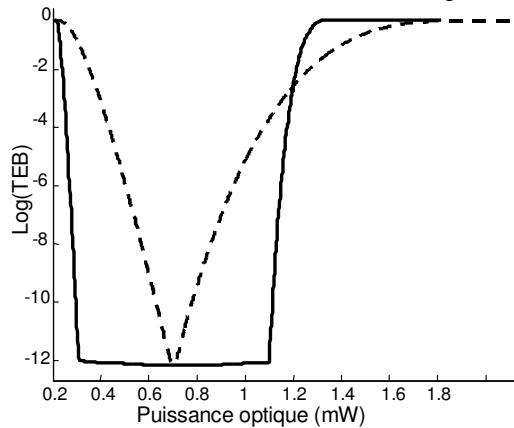


Figure IV.6 : Evolution du taux d'erreur binaire en fonction du seuil de décision optique avant (trait discontinu) et après (trait continu) passage dans la porte non linéaire.

Nous observons, d'une part, que le taux d'erreur binaire minimal est le même en entrée et en sortie de la porte non linéaire comme attendu d'après [4] et le paragraphe I.2.2 du chapitre III. La porte non linéaire n'améliore donc pas le taux d'erreur binaire, elle ne fait que redistribuer les densités de probabilité de puissance des symboles. D'autre part, de la même manière que sur l'évolution des densités de probabilité de puissance, un plateau apparaît sur l'évolution du taux d'erreur binaire [5].

Les flancs de cette courbe sont représentatifs des queues de distribution de la densité de probabilité de puissance des symboles '1' (respectivement des symboles '0') vers les fortes puissances (respectivement les faibles puissances).

2.2.3. Cascade de régénérateurs

a) En fonction du seuil de décision

La Figure IV.7.a. représente les densités de probabilité de puissance des symboles '1' et '0' après 2, 4, 9 et 20 cascades dans la porte non linéaire. Nous remarquons que la largeur des densités de probabilité de puissance des symboles est la même quel que soit le nombre de cascades. Après chaque passage dans le régénérateur, la variance des densités de probabilité de puissance des symboles est la même car elle est caractéristique du facteur de transmission du bruit de la porte non linéaire.

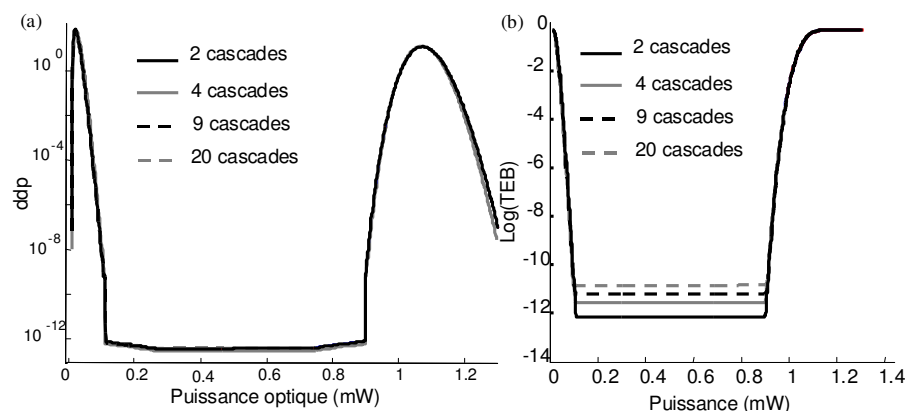


Figure IV.7 : Somme des densités de probabilité de puissance des symboles '1' et '0' (a) et évolution du taux d'erreur binaire en fonction du seuil de décision optique (b) après un nombre de cascades variable.

La Figure IV.7.b. représente l'évolution du taux d'erreur binaire en fonction de la puissance du seuil de décision pour différents nombres de cascades. Plusieurs phénomènes peuvent être observés. D'abord les flancs des plateaux restent les mêmes quel que soit le nombre de cascades car les flancs sont reliés aux densités de probabilité de puissance des symboles. Par contre, le plateau remonte au fur et à mesure des tours dans la ligne. Comme nous l'avons vu au paragraphe I.2.2 du chapitre III, la porte non linéaire n'améliore pas le taux d'erreur binaire et le taux d'erreur binaire minimal après passage dans la porte non linéaire est égal au taux d'erreur binaire minimal avant la porte non linéaire. Aussi, comme entre chaque régénérateur du bruit d'émission spontanée amplifiée s'accumule, le taux d'erreur binaire minimal se dégrade et le plateau remonte.

b) En fonction du nombre de cascades

La Figure IV.8 représente l'évolution du minimum du taux d'erreur binaire en fonction du nombre de cascades. Nous remarquons que le taux d'erreur binaire passe de $10^{-11,1}$ à $10^{-10,1}$ quand le nombre de cascades passe de 10 à 100. Le taux d'erreur binaire évolue linéairement avec le nombre de cascades dans cette zone. Ceci corrobore les études numériques menées précédemment dans la littérature [2, 3, 4].

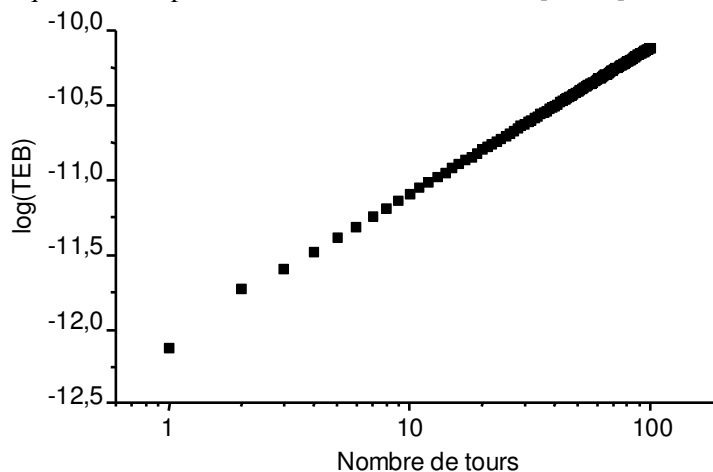


Figure IV.8 : Evolution du taux d'erreur binaire avec le nombre de cascades.

2.3. Influence du facteur de transmission du bruit

2.3.1. Portes non linéaires

Nous faisons varier la pente α des paliers de la fonction non linéaire et nous fixons δ . Nous aurons donc $\delta = 0,001$ et pour les portes 1, 2 et 3, respectivement $\alpha = 0,1$; 0,2 et 0,3. La Figure IV.9 représente les portes non linéaires. Nous notons que la porte 1 se rapproche la plus d'une fonction en marche d'escalier.

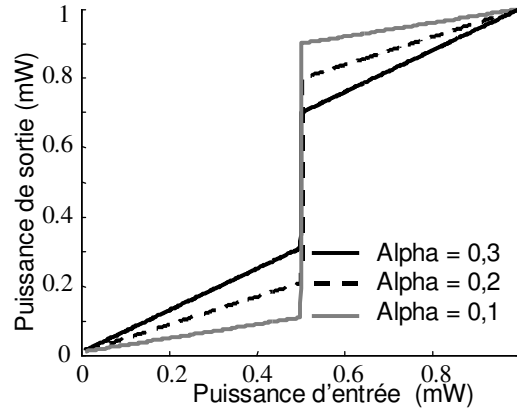


Figure IV.9 : Caractéristiques puissance de sortie – puissance d'entrée de portes non linéaires pour différentes valeurs de α et donc différents facteurs de transmission de bruit.

2.3.2. Un passage dans le régénérateur

Nous observons les densités de probabilité de puissance et le taux d'erreur binaire après un passage dans le régénérateur.

La Figure IV.10.a. représente l'évolution des densités de probabilité de puissance pour différentes valeurs de α . Plus α est petit, c'est à dire plus le facteur de transmission du bruit est petit, plus les densités de probabilité de puissance en sortie de la porte sont fines, car plus le bruit est réduit. Ceci se retrouve sur la Figure IV.10.b. qui représente l'évolution du taux d'erreur binaire en fonction du seuil de décision pour les mêmes valeurs de α . Plus α est faible, plus les flancs du plateau sont raides ; comme le taux d'extinction reste le même, le plateau s'élargit.

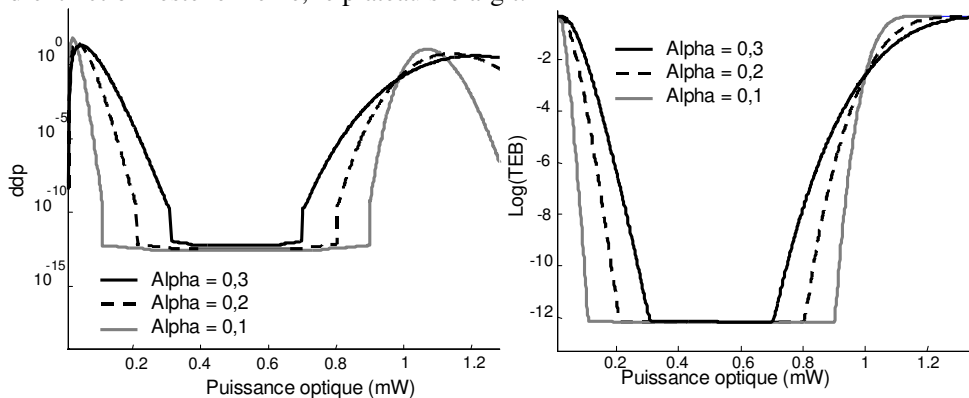


Figure IV.10.a : Somme des densités de probabilité de puissance des symboles '1' et '0' pour différentes valeurs du facteur de transmission du bruit.

Figure IV.10.b : Evolution du taux d'erreur binaire en fonction du seuil de décision optique pour différentes valeurs du facteur de transmission du bruit.

2.3.3. Cascade de régénérateurs

c) En fonction du seuil de décision

La Figure Figure IV.11 représente l'évolution du taux d'erreur binaire en fonction du seuil de décision pour une cascade de portes 1 à gauche et de portes 3 à droite.

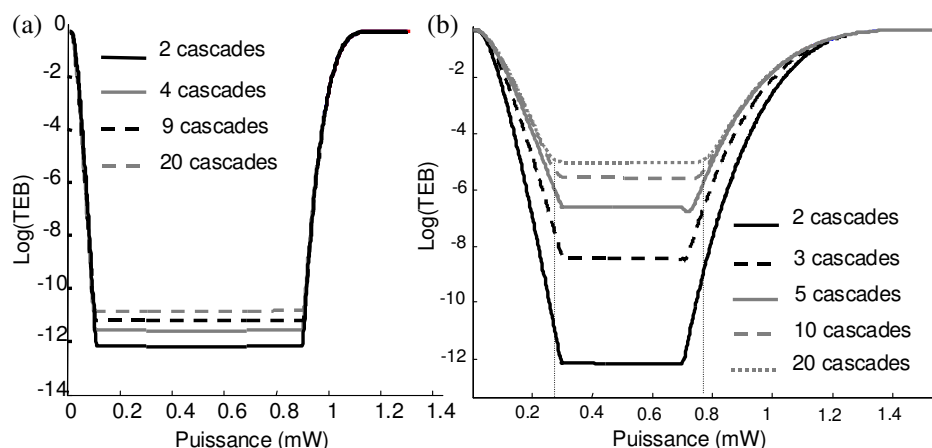


Figure IV.11 : Taux d'erreur binaire en fonction du seuil de décision optique après un nombre de cascades variable pour les portes 1 (a) et 3 (b).

La Figure IV.11 montre que le plateau s'élargit au fur et à mesure des cascades dans le cas de la porte 3 tandis qu'il reste de la même largeur dans le cas de la porte 1.

Pour la porte 3, comme le facteur de transmission du bruit est plus élevé, les flancs des densités de probabilité de puissance sont moins raides et lorsque le taux d'erreur binaire se dégrade, le plateau remonte et les flancs deviennent de plus en plus espacés.

Aussi, dans une cascade de régénérateur 3R, la largeur du plateau ne peut que s'élargir, en aucun cas se rétrécir.

d) En fonction du nombre de cascades

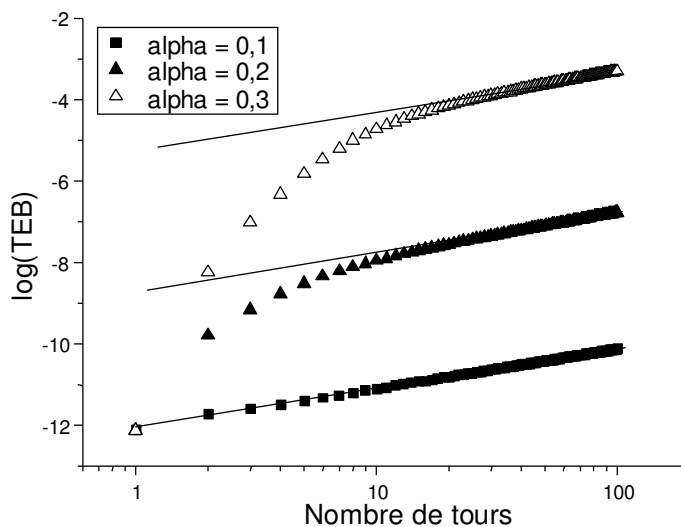


Figure IV.12 : Taux d'erreur binaire en fonction du nombre de cascades pour trois facteurs de transmission du bruit.

La Figure IV.12 représente l'évolution du taux d'erreur binaire en fonction du nombre de cascades. Les droites continues correspondent à une variation linéaire du taux d'erreur binaire avec le nombre de cascades (une décade par décade). Pour chaque valeur de facteur de transmission du bruit nous remarquons qu'il existe une zone où le taux d'erreur binaire évolue linéairement avec le nombre de cascades.

Cependant cette zone n'est obtenue qu'après quelques cascades dans la porte non linéaire, le nombre de cascades dépendant du facteur de transmission du bruit de la porte non linéaire.

Dans le cas d'un facteur de bruit très faible, le taux d'erreur binaire évolue linéairement dès la première cascade, c'est le cas d'une fonction en 'marche d'escalier'. Par contre lorsque le facteur de transmission du bruit augmente, le nombre de cascades nécessaire à atteindre le régime linéaire augmente (typiquement 20 tours pour un facteur de transmission du bruit de 0,2 et 40 tours pour un facteur de transmission du bruit de 0,3).

Cette étude montre que le facteur de transmission du bruit est décisif sur la valeur du taux d'erreur binaire après plusieurs cascades dans la porte non linéaire. Plus il est faible, plus le régime où le taux d'erreur binaire évolue linéairement est atteint rapidement et moins le taux d'erreur binaire se dégrade.

2.4. Influence du facteur discriminant

Afin d'étudier l'influence du facteur discriminant, nous faisons varier le paramètre δ .

2.4.1. La porte non linéaire

Les paramètres de la porte non linéaire sont $\alpha = 0,1$, et $\delta = 0,01$ puis 0,1 puis 0,2 pour les portes 1,2 et 3 (représentées sur la Figure IV.13).

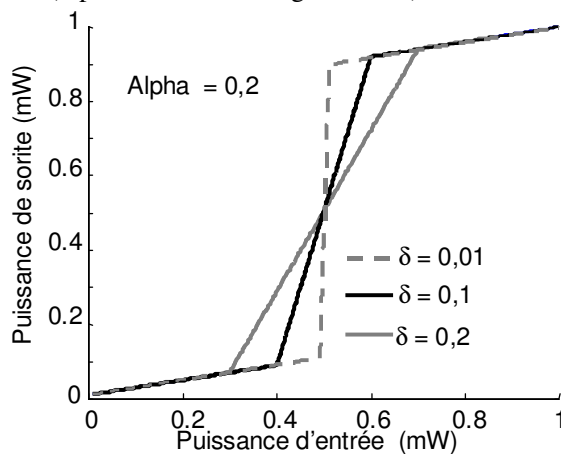


Figure IV.13 : Fonctions de transmission de portes non linéaire de facteurs discriminants variables.

2.4.2. Un passage dans le régénérateur

La Figure IV.14 représente l'évolution du taux d'erreur binaire en fonction du seuil de décision après un passage dans le régénérateur pour les différents facteurs discriminant. Nous observons que lorsque le facteur discriminant diminue, le plateau prend la forme d'un 'V'. Quand il augmente, le 'V' s'ouvre jusqu'à devenir un plateau en 'U'.

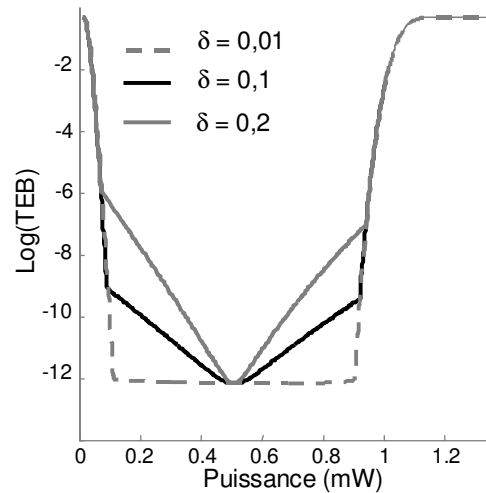


Figure IV.14 : Taux d'erreur binaire en fonction du seuil de décision optique après un passage dans des portes non linéaires de facteur discriminant variable.

2.4.3. Cascade de régénérateurs

a) En fonction de la puissance du seuil

Sur la Figure IV.15 est représentée l'évolution du taux d'erreur binaire en fonction de la puissance du seuil de décision pour la porte 2. Nous remarquons que le plateau en 'V' tend vers un plateau en 'U' après quelques passages dans la porte.

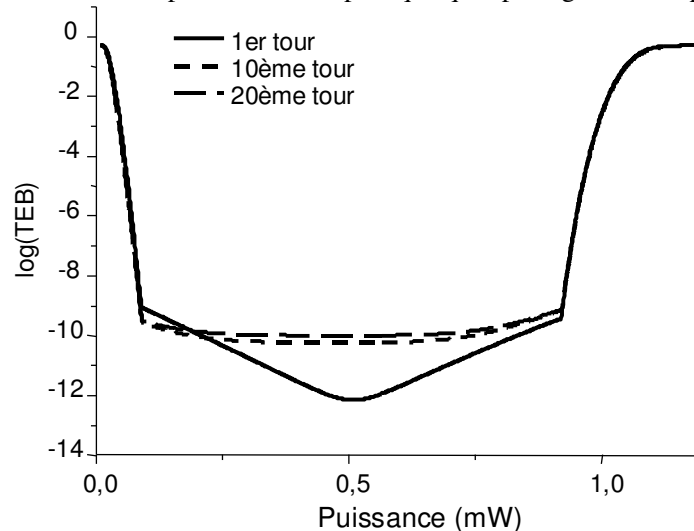


Figure IV.15 : Taux d'erreur binaire en fonction du seuil de décision optique après 1, 10 et 20 passages dans la porte 2.

Par conséquent, quel que soit le facteur discriminant de la porte, un plateau en 'U' sera présent après quelques cascades.

b) En fonction du nombre de cascades

Sur la Figure IV.16 est représentée l'évolution du taux d'erreur binaire en fonction du nombre de cascades pour les trois portes considérées.

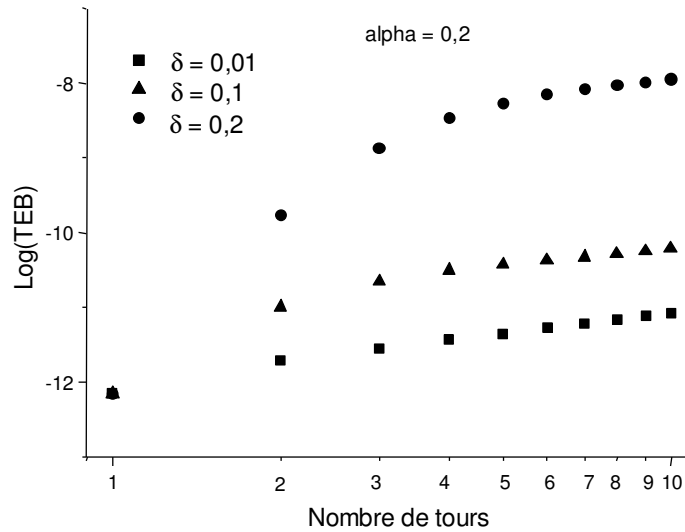


Figure IV.16 : Taux d'erreur binaire en fonction du nombre de cascades d'une porte non linéaire, de facteur discriminant variable.

Nous pouvons faire sensiblement les mêmes remarques que pour l'étude du facteur de transmission du bruit, à savoir que chaque facteur discriminant permet d'atteindre un régime où le taux d'erreur binaire évolue linéairement avec le nombre de cascades mais ce régime est atteint après un nombre variable de cascades. Plus le facteur discriminant est grand, moins il faut cascader la porte pour atteindre le régime linéaire.

Une cascade de portes non idéales (en terme de facteur discriminant ou en terme de facteur de transmission du bruit) atteint le régime où le taux d'erreur binaire évolue linéairement après un certain nombre de cascades.

2.5. Influence de la puissance du signal devant la porte non linéaire

2.5.1. Importance de la puissance devant le régénérateur

Jusqu'à présent pour optimiser la transformation du signal par la porte non linéaire, la puissance a été choisie égale à la puissance de seuil de la porte non linéaire, et ce par une atténuation adéquate du signal devant le régénérateur.

Ceci permet en effet que la majorité des symboles '1' soient transmis au niveau haut de la porte et que la majorité des symboles '0' soient transmis au niveau bas de la porte. Ceci étant valable pour une porte idéale. Ceci est représenté par la Figure IV.17.

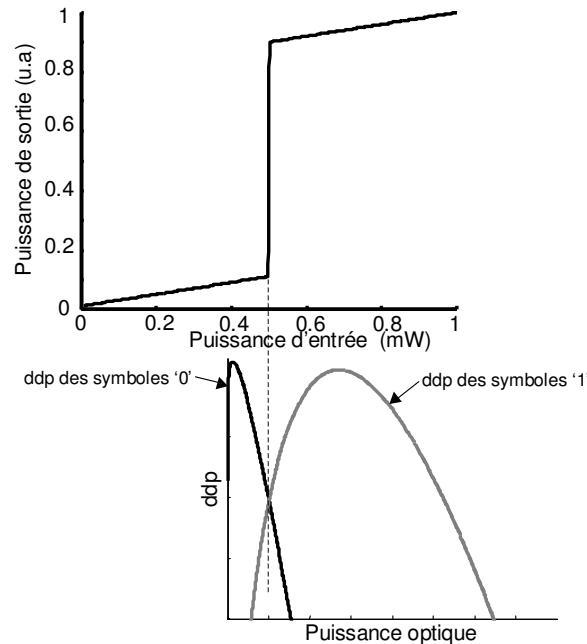


Figure IV.17 : Ajustement de la puissance du signal devant la porte non linéaire pour une transformation optimale des densités de probabilité de puissance des symboles.

2.5.2. Un passage dans le régénérateur

Nous observons ce qui se produit lorsque la puissance du signal n'est pas correctement ajustée devant le régénérateur. Pour ceci nous faisons varier la puissance devant le régénérateur telle que la puissance au minimum du taux d'erreur binaire soit égale à la puissance de seuil de la porte multipliée par un facteur égal à 1, 0,9, 0,8, et 0,7. La Figure IV.18 représente l'évolution du taux d'erreur binaire en fonction du seuil de décision pour différentes puissances de signal devant le régénérateur en considérant la porte 3 du paragraphe précédent. Nous observons que le 'V' se décale et que les flancs se déforment. Le taux d'erreur binaire minimal reste identique.

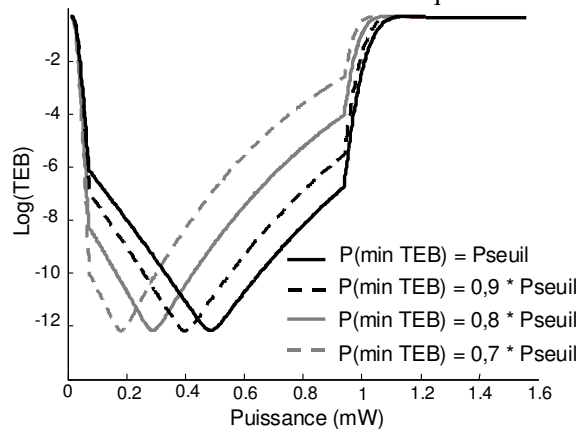


Figure IV.18 : Taux d'erreur binaire en fonction du seuil de décision optique après un passage dans une porte non linéaire pour une puissance variable.

Considérons maintenant la porte 1 du paragraphe précédent, de facteur discriminant plus élevé. L'évolution du taux d'erreur binaire en fonction du seuil de décision pour un facteur de 1, 0,8 et 0,6 est représentée sur la Figure IV.19. Le minimum du taux d'erreur binaire reste le même lorsque la puissance n'est pas optimale devant le

régénérateur. Mais la zone du seuil de décision où le taux d'erreur binaire tend vers sa valeur minimale est très fine. Sur la majorité de la plage de variation du seuil de décision, le taux d'erreur binaire présente un plateau à une valeur de taux d'erreur binaire supérieur à sa valeur minimum. Expérimentalement le taux d'erreur binaire mesuré peut être plus élevé si la puissance du seuil de décision n'est pas optimale. Nous remarquons également que le plateau présente une légère pente lorsque la puissance du régénérateur n'est pas optimale.

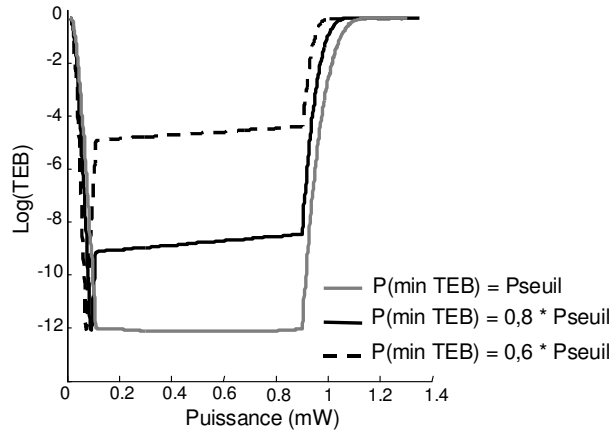


Figure IV.19 : Taux d'erreur binaire en fonction du seuil de décision optique après un passage dans une porte non linéaire pour une puissance incidente variable.

2.5.3. Cascade de régénérateurs

a) En fonction de la puissance du seuil

La Figure IV.20 représente l'évolution du taux d'erreur binaire en fonction de la puissance du seuil de décision pour la porte 1, après 10 cascades dans la porte.

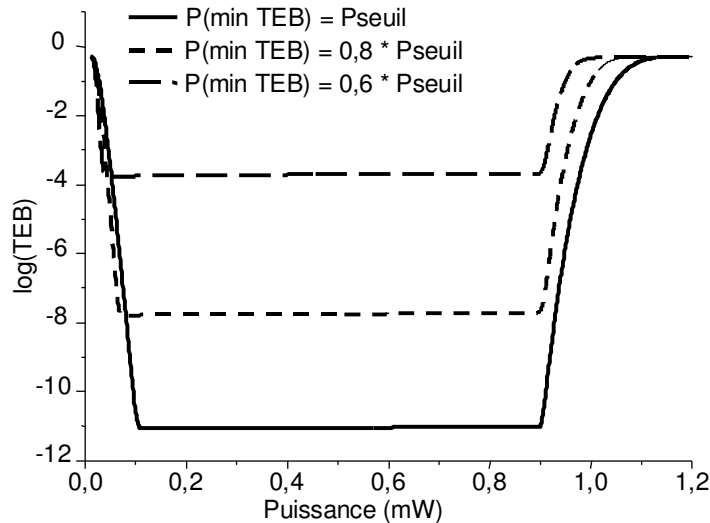


Figure IV.20 : Taux d'erreur binaire en fonction de la puissance du seuil de décision pour la porte 1, après 10 cascades pour une puissance incidente sur le régénérateur variable.

Nous remarquons que le décrochement qui permettait d'avoir un taux d'erreur binaire minimal constant quelque soit la puissance incidente a disparu. Le plateau est

toujours présent mais plus la puissance incidente est optimale plus le plateau se situe à un taux d'erreur binaire faible.

La Figure IV.21 représente l'évolution du taux d'erreur binaire en fonction de la puissance du seuil de décision pour la porte 3, après 10 cascades dans la porte. Nous remarquons une forte déformation du plateau et un minimum du taux d'erreur binaire qui augmente lorsque la puissance incidente se décale de l'optimum.

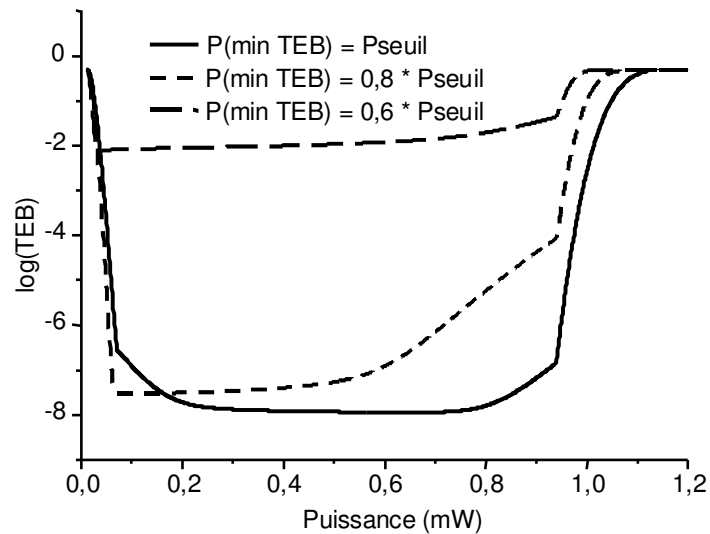


Figure IV.21 : Taux d'erreur binaire en fonction de la puissance du seuil de décision pour la porte 3, après 10 cascades pour une puissance incidente sur le régénérateur variable.

b) En fonction du nombre de cascades

La Figure IV.22 représente l'évolution du taux d'erreur binaire en fonction du nombre de cascades pour une porte non linéaire dont $\delta = 0,01$, $\alpha = 0,1$ (porte 1 du paragraphe 2.4.1). Nous observons à nouveau une zone où le taux d'erreur binaire évolue linéairement avec le nombre de cascades.

Cette zone semble être atteinte au bout du même nombre de cascades quelque soit la puissance incidente sur le régénérateur. Cependant le taux d'erreur binaire se dégrade beaucoup plus rapidement avant d'atteindre ce régime lorsque la puissance incidente n'est pas optimisée.

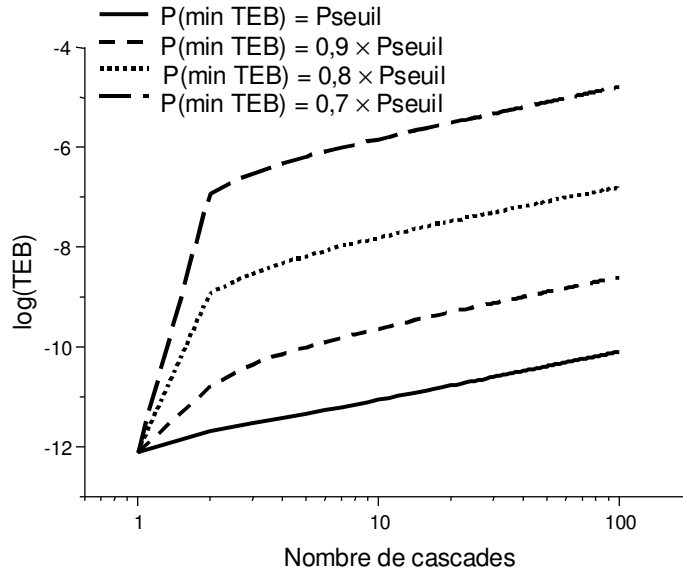


Figure IV.22 : Taux d'erreur binaire en fonction du nombre de cascades dans une porte non linéaire pour une puissance incidente variable sur le régénérateur.

La puissance incidente en entrée d'un régénérateur cascadié, est décisive sur la dégradation du signal. Nous avons fait varier les principaux paramètres d'une porte non linéaire et avons remarqué un certain nombre de phénomènes qui seront récapitulés dans la conclusion de l'étude numérique. Avant cela, nous jouons sur la dégradation du signal en entrée du régénérateur.

2.6. Influence du bruit de la ligne

Dans ce paragraphe, nous faisons varier le rapport signal sur bruit optique (OSNR) de la ligne de transmission dans laquelle est insérée une porte dont $\delta = 0,01$ et $\alpha = 0,1$ (porte 1 du paragraphe 2.4.1).

2.6.1. Un passage dans le régénérateur

La Figure IV.23 représente l'évolution du taux d'erreur binaire en fonction de la puissance optique pour un OSNR après un tour de 14 et 18 dB (sur 0,2 nm).

Nous remarquons que le minimum du taux d'erreur binaire est meilleur quand l'OSNR est plus élevé en entrée du régénérateur. En effet, comme le taux d'erreur binaire n'est pas amélioré après un passage dans le régénérateur, le rapport signal sur bruit optique après un tour de boucle est primordial puisqu'il détermine le taux d'erreur binaire minimal après le premier passage.

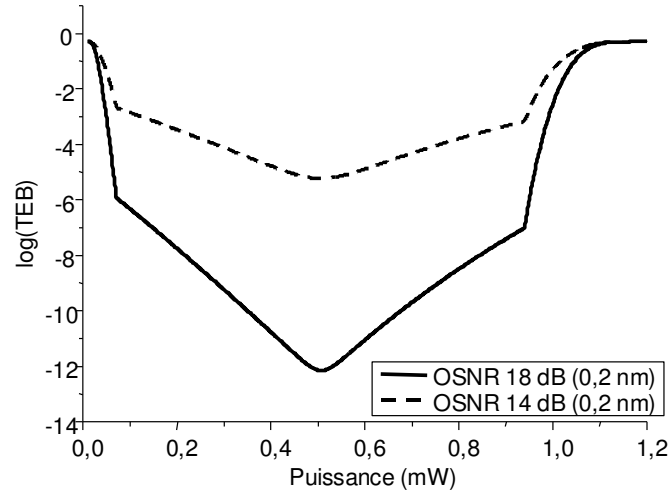


Figure IV.23 : Taux d'erreur binaire en fonction de la puissance de seuil de décision après un passage dans une porte non linéaire pour un OSNR de ligne variable.

2.6.2. Cascade de régénérateurs

a) En fonction du seuil de décision

La Figure IV.24 représente le taux d'erreur binaire en fonction de la puissance du seuil de décision après 10 passages dans la porte 1 et pour un OSNR de ligne de 14 et 18 dB (sur 0,2 nm).

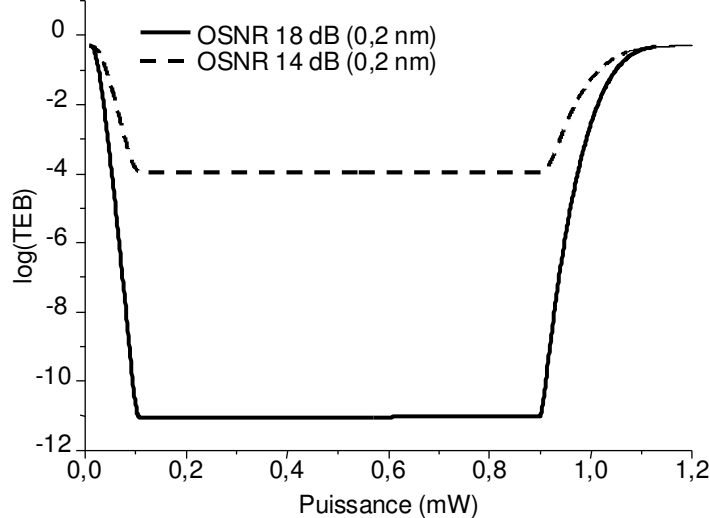


Figure IV.24 : Taux d'erreur binaire en fonction de la puissance de seuil de décision après 10 passages dans la porte 1 pour un OSNR de ligne variable.

Comme attendu par les simulations précédentes, le plateau en 'V' se transforme en plateau en 'U' après 10 cascades.

Comme le taux d'erreur binaire minimal est le même avant et après le régénérateur, le plateau se situe à un taux d'erreur binaire plus élevé lorsque le bruit de ligne augmente.

b) En fonction du nombre de cascades

La Figure IV.25 représente l'évolution du taux d'erreur binaire en fonction du nombre de cascades dans la porte non linéaire pour un OSNR de ligne de 18 dB (sur 0,2 nm) (carrés) et pour un OSNR de 14 dB (triangles).

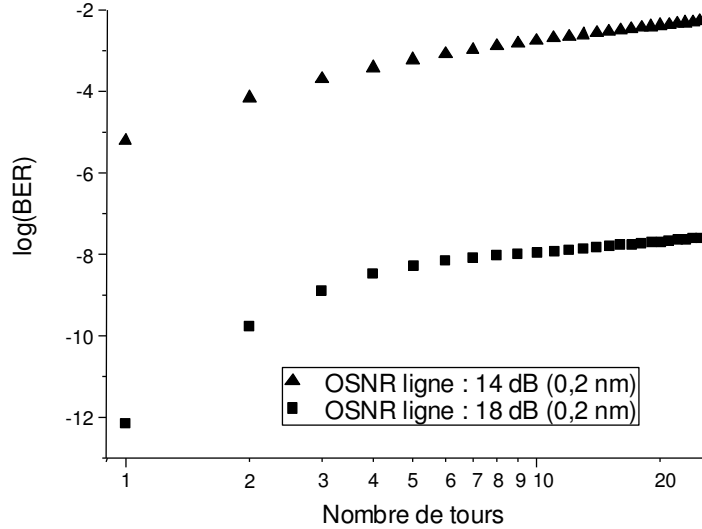


Figure IV.25 : Taux d'erreur binaire en fonction du nombre de cascades dans une porte non linéaire pour un OSNR de ligne variable.

Nous constatons que le taux d'erreur binaire au premier passage, dépend fortement de l'OSNR de ligne pour les raisons que nous avons évoquées dans le cas d'un passage unique. Les variations du taux d'erreur binaire entre le 1^{er} passage et le 20^{ème} passage sont sensiblement les mêmes (de l'ordre de 2 décades) pour les deux dégradations du signal considérées.

Par conséquent, plus la liaison comportant la cascade de régénérateurs est bruitée, plus le taux d'erreur binaire se dégrade. Aussi, plus les régénérateurs sont espacés, moins le taux d'erreur binaire est bon à une distance donnée. Il faut trouver un compromis entre la distance ciblée et le coût de la liaison.

2.7. Conclusions de l'étude

Cette étude numérique nous permet de tirer un certain nombre de conclusions concernant l'évolution du taux d'erreur binaire en fonction de la puissance du seuil de décision et du nombre de cascades, d'une liaison régénérée où seul le bruit d'amplitude intervient (la gigue temporelle n'est pas prise en compte dans le modèle). Nous récapitulons dans un premier paragraphe l'étude de l'évolution du taux d'erreur binaire en fonction de la puissance puis nous ferons la synthèse des résultats de l'évolution du taux d'erreur binaire avec le nombre de cascades.

2.7.1. Taux d'erreur binaire en fonction de la puissance du seuil de décision

Les principales observations sont énumérées.

- L'insertion d'un régénérateur, unique ou en cascade, conduit à la présence d'un plateau sur l'évolution du taux d'erreur binaire avec la puissance du seuil de décision, contrairement au cas classique de la courbe en 'V' (chapitre I).

- Au fur et à mesure des cascades, le plateau s'élargit (si le facteur de transmission du bruit n'est pas nul) ou reste de la même largeur (si la fonction tend vers une 'marche d'escalier'). Cette mesure peut être un moyen de mettre en évidence un régime de

régénération. Nous n'avons pas observé de cas où la largeur du plateau diminue au fur et à mesure des cascades.

- Après un passage, plus le facteur de transmission du bruit est faible, plus le plateau est large.

- Quel que soit le facteur discriminant de la porte, un plateau en 'U' est présent après quelques cascades.

- Une puissance incidente sur le régénérateur qui n'est pas optimale, conduit à une déformation du plateau. Après plusieurs cascades, le taux d'erreur binaire minimal est dégradé par rapport au cas d'une puissance incidente optimale.

2.7.2. Taux d'erreur binaire en fonction du nombre de cascades

- Le taux d'erreur binaire n'est pas amélioré juste après le régénérateur. C'est la redistribution des densités de probabilité de puissance des symboles au passage dans le régénérateur, qui conduit à une amélioration du taux d'erreur binaire.

- Dans le cas d'une porte non linéaire dont la fonction de transmission tend vers une fonction en 'marche d'escalier', le taux d'erreur binaire évolue linéairement avec le nombre de cascades.

- Dans le cas d'une porte non idéale (facteur discriminant non infini, facteur de transmission du bruit non nul), ce régime est également obtenu mais après un certain nombre de cascades dans le régénérateur. Plus la porte tend vers une fonction en 'marche d'escalier', plus ce régime est obtenu rapidement.

- Si la puissance incidente sur la porte non linéaire n'est pas optimale, le taux d'erreur binaire se dégrade plus rapidement que dans le cas optimal.

- Lorsque le rapport signal sur bruit optique varie devant le régénérateur, le premier passage est décisif : comme le régénérateur n'améliore pas le taux d'erreur binaire, l'OSNR en entrée du premier régénérateur détermine le taux d'erreur binaire de départ de la cascade.

Dans le cas d'une liaison limitée par le bruit d'amplitude, plus les régénérateurs sont espacés, moins le taux d'erreur binaire est bon pour une distance donnée.

Cette étude numérique nous permet de mieux comprendre le comportement du taux d'erreur binaire dans une liaison comportant une cascade de régénérateurs 3R où seul le bruit d'amplitude limite la transmission. Cette connaissance nous permettra de mieux comprendre les phénomènes observés expérimentalement.

II. Validations expérimentales

L'architecture d'un dispositif à base d'un miroir à boucle optique non linéaire composé d'un amplificateur optique à semiconducteur (NOLM SOA) suivi d'un double étage de SOA a été étudiée au sein du laboratoire dans le cadre des travaux de thèse de Vincent Roncin [1]. Une étude de ses capacités à régénérer le signal dans une ligne de transmission a été réalisée au cours de mes travaux, en collaboration avec Laurent Bramerie et Gwenaëlle Girault alors également doctorants au laboratoire.

1. Description du dispositif et caractérisations

Le dispositif considéré est constitué de deux convertisseurs de longueur d'onde. Le premier, le NOLM-SOA, est un miroir à boucle optique non linéaire dont le principe a été introduit au paragraphe II.2.1.2 du chapitre II. L'élément non linéaire est un SOA en modulation croisée. Le deuxième convertisseur est un double étage de SOA, qui permet de convertir le signal à la longueur d'onde initiale et d'améliorer le taux d'extinction de manière significative (taux d'extinction de 14 dB en sortie du double étage).

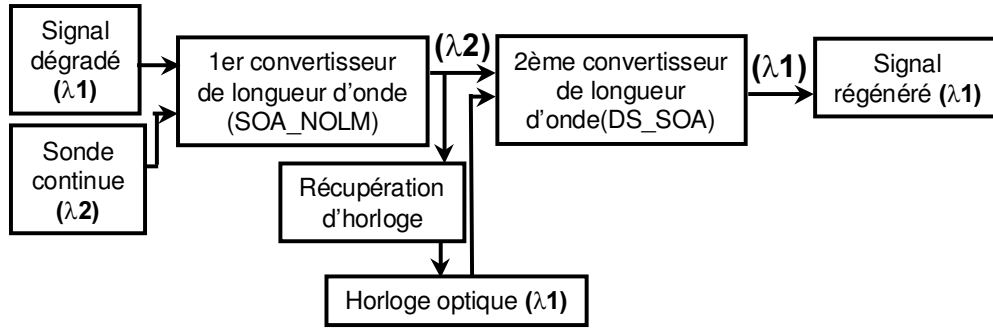


Figure IV.26 : Schéma de principe du double convertisseur de longueur d'onde.

La Figure IV.26 représente le principe du dispositif : les données dégradées ainsi qu'une sonde continue sont injectées dans le NOLM SOA. En sortie, les données sont converties sur la longueur d'onde de la sonde et les données sont inversées par rapport au signal d'entrée car le NOLM-SOA est utilisé en réflexion.

Ce signal ainsi qu'une deuxième sonde sont injectées sur le deuxième convertisseur de longueur d'onde : le double étage de SOA. Cette deuxième sonde est une horloge synchrone avec les données et à la même longueur d'onde que le signal d'entrée du double convertisseur de longueur d'onde.

En sortie du double étage, le signal régénéré est converti sur la longueur d'onde de sonde et les données sont à nouveau inversées par rapport aux données d'entrée de ce second convertisseur. Comme il y a deux inversions successives des données, le signal de sortie a finalement la même polarité que le signal d'entrée.

Afin de réaliser une régénération 3R du signal, une récupération d'horloge opto-électronique est insérée dans le dispositif. En y injectant le signal converti à la longueur d'onde de sonde, on peut réaliser une horloge optique synchrone aux données optiques et à la longueur d'onde du signal d'entrée. Cette horloge constitue la sonde du deuxième convertisseur. Sa longueur d'onde est celle du signal initial, ainsi lorsque les données sont converties sur la longueur d'onde de l'horloge, le signal retrouve sa longueur d'onde initiale.

La fonction du premier convertisseur de longueur d'onde est principalement de réduire le bruit d'amplitude, la fonction du deuxième convertisseur de longueur d'onde est principalement d'améliorer le taux d'extinction par compression du gain dans le SOA. Chaque convertisseur est décrit dans ce qui suit.

1.1. 1^{er} convertisseur en longueur d'onde : le miroir optique à boucle non linéaire à SOA

Le schéma du dispositif est représenté sur la Figure IV.27. Il a été proposé pour la première fois dans [6]. Dans ce dispositif, la sonde continue est injectée dans le miroir en boucle, elle se sépare en deux ondes co et contra propagatives. Les données à régénérer sont elles aussi injectées dans la boucle en un autre endroit de la boucle par un coupleur optique.

Les données compressent le gain du SOA. Comme il existe une différence de chemin optique du coupleur d'entrée de la sonde au SOA, les ondes co et contrapropagatives passent dans le SOA à deux instants différents et ne voient pas le même gain dans le SOA. De part le couplage phase-amplitude, cette différence de gain vue par les deux ondes se traduit également par une différence de phase.

La puissance des données à régénérer et le retard entre les deux ondes peut être réglé de manière à créer un déphasage de π lorsque les deux ondes co et contra propagatives reviennent à l'entrée de la boucle, pour interférer et conduire à une extinction du signal sur la voie en réflexion du NOLM. La sonde, qui ressort par la voie

en réflexion par un circulateur optique, se trouve alors modulée par les données injectées avec une polarité inversée.

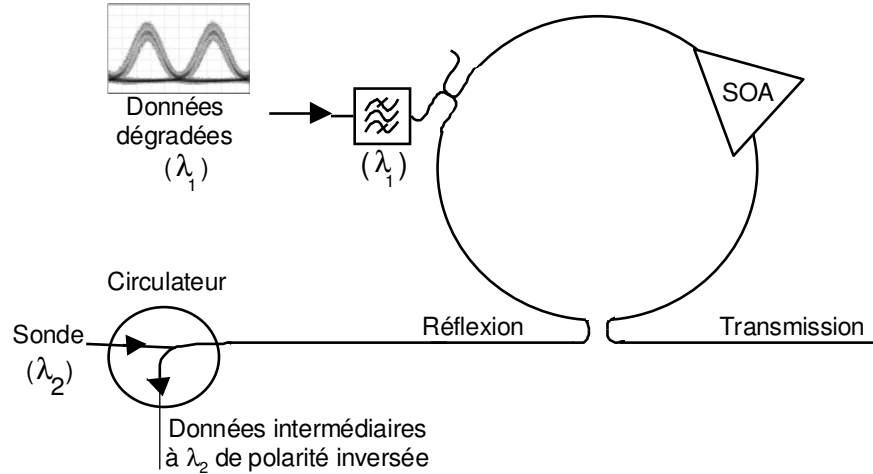


Figure IV.27 : Principe du NOLM SOA.

L'originalité de la configuration se situe dans l'utilisation de la voie en réflexion du NOLM. Le NOLM est en effet généralement utilisé en transmission. L'utilisation du dispositif en réflexion a un double intérêt.

Le premier est que cette configuration confère une meilleure stabilité au dispositif. Lorsqu'aucun déphasage n'est présent, le miroir non linéaire est passant sur la voie de réflexion. Le miroir n'est pas sensible aux instabilités liées au milieu par construction puisque les deux signaux parcourent le même milieu. Par contre il peut y avoir des instabilités au niveau du déphasage. Le déphasage dans le SOA est à l'origine de l'extinction du signal dans une configuration en réflexion, tandis qu'il est à l'origine de la transmission de signal dans une configuration en transmission. Aussi le dispositif est-il beaucoup plus stable en configuration de réflexion où les perturbations potentielles apparaissent sur les symboles '0' qu'en configuration de transmission où les perturbations potentielles apparaissent sur les symboles '1'.

Le deuxième intérêt est particulier au signal considéré dans cette étude. Le signal considéré est un signal modulé à 10 Gbit/s avec un taux de remplissage du temps bit de 50 %, soit des impulsions de 50 ps de largeur à mi-hauteur. Le format est par conséquent assez large temporellement. La porte non linéaire du dispositif interférométrique doit par conséquent pouvoir s'ouvrir suffisamment longtemps pour que les impulsions de sortie aient sensiblement la même forme que celles d'entrée. La configuration en réflexion permet l'ouverture d'une porte pendant un temps plus long que la configuration en transmission comme l'ont montré les résultats de la modélisation du NOLM SOA par Gwenaëlle Girault et Vincent Roncin pendant leurs travaux de thèse au laboratoire. Cette configuration paraît par conséquent plus adaptée au format de modulation que nous utilisons dans nos expériences.

Pour améliorer la stabilité du dispositif, des fibres à maintien de polarisation ont été utilisées pour construire le miroir non linéaire.

Le signal de sonde modulé en sortie de la voie en réflexion du NOLM SOA est injecté dans le deuxième convertisseur en longueur d'onde.

1.2. 2^{ème} convertisseur de longueur d'onde : le double étage de SOA

Le schéma du deuxième convertisseur est représenté sur la Figure IV.28. En entrée du premier SOA du double étage sont injectés l'horloge provenant du dispositif de récupération d'horloge à la longueur d'onde du signal de ligne, ainsi que le signal de

sortie du premier convertisseur. Le SOA est utilisé en modulation de gain croisée afin de convertir les données sur l'horloge. Une ligne à retard optique permet de superposer les données avec les impulsions de l'horloge. La polarité des données est inversée puisque la présence d'un symbole '1' conduit à la compression du gain. Le taux d'extinction de l'horloge modulée en sortie du premier SOA est limité par la compression du gain dans le SOA. Pour que le temps de recombinaison des porteurs reste compatible avec le débit, la compression du gain est limitée et le taux d'extinction en sortie du premier SOA est faible (typiquement 7 dB à 10Gbit/s).

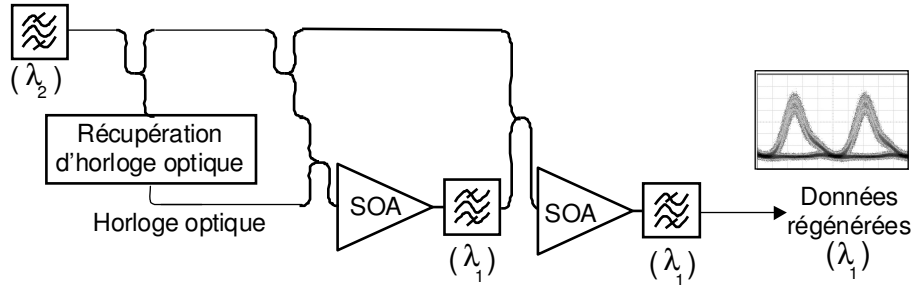


Figure IV.28 : Principe du double étage de SOA.

Le deuxième SOA est utilisé afin d'améliorer le taux d'extinction du signal, il est utilisé de la même manière que le premier en modulation de gain croisée avec pour signal modulant toujours les données provenant du NOLM-SOA, et pour signal modulé la sortie du premier étage de SOA. Une ligne à retard optique permet de superposer temporellement les deux trains d'impulsions modulés. Le taux d'extinction est, de cette manière, amélioré, puisque les symboles '0' en sortie du 1^{er} étage, voient un gain compressé par la présence d'un symbole '1' au signal de pompe. Si les deux SOA sont parfaitement identiques, le taux d'extinction en sortie du double étage est élevé au carré en linéaire par rapport à celui de sortie du premier étage. Le taux d'extinction en sortie du double étage est typiquement de 14 dB.

1.3. Caractérisations du dispositif

Quelques caractérisations sont reportées ici. D'abord la fonction de transmission du dispositif a été déterminée. Pour ceci, le signal modulé à l'émission est injecté dans le régénérateur. En sortie, le signal est analysé à travers une photodiode rapide (bande passante 32 GHz) et un oscilloscope à échantillonnage (bande passante 50 GHz). Nous avons mesuré l'évolution du taux d'extinction du signal en sortie du dispositif lorsque la puissance incidente varie. Le taux d'extinction est directement relié à la transmission du dispositif, il se définit comme :

$$Tex_{sortie} = \frac{P_1^{sortie}}{P_0^{sortie}} = \frac{T(P_1^{entrée}) \cdot P_{sonde}}{T(P_0^{sortie}) \cdot P_{sonde}} = \frac{T(P_1^{entrée})}{T(P_0^{entrée})} \quad (IV.5)$$

Si le taux d'extinction du signal incident est suffisamment grand, nous pouvons considérer que la puissance des symboles '0' reste toujours inférieure à la puissance seuil du dispositif et $T(P_0^{sortie})$ est constant. L'évolution du taux d'extinction avec la puissance crête des symboles '1' est alors directement représentative de celle de la fonction de transmission (la courbe est seulement décalée selon l'axe des y par rapport à la fonction de transmission). La puissance crête du signal est déduite de la puissance moyenne, du taux d'extinction du signal et du rapport cyclique du signal. Le taux d'extinction du signal incident est de 15 dB et le rapport cyclique de 1/4 (taux de remplissage du temps bit de 1/2 et signal PRBS d'équiprobabilité des symboles).

La Figure IV.29 représente l'évolution du taux d'extinction en sortie du régénérateur en fonction de la puissance incidente. Nous observons que cette courbe, qui est représentative de la fonction de transmission, présente une forme adéquate pour réduire le bruit d'amplitude (en forme de 'S'). Elle permet d'autre part, pour un taux d'extinction incident compris entre 11 et 14 dB d'améliorer le taux d'extinction puisque celui-ci est de 14 dB en sortie.

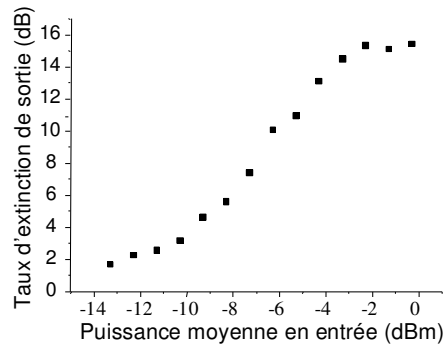


Figure IV.29 : Evolution du taux d'extinction en sortie du régénérateur optique 3R.

La Figure IV.30 représente le diagramme de l'œil obtenu après un passage dans la ligne de transmission de type 'Hybride à 10 Gbit/s' (paragraphe II.1.2.2 du chapitre III) puis dans le régénérateur optique 3R, pour une longueur d'onde de 1552 nm. Le diagramme de l'œil est très ouvert malgré une légère dissymétrie certainement liée au couplage phase amplitude dans le SOA.

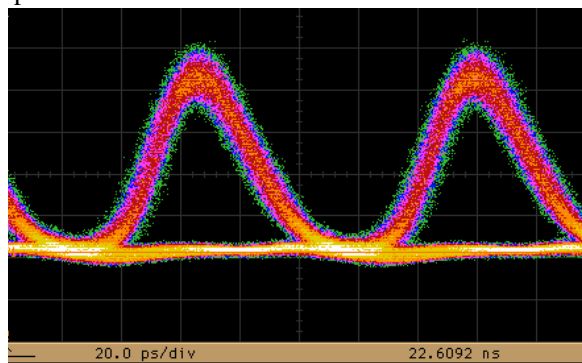


Figure IV.30 : Diagramme de l'œil en sortie du régénérateur optique 3R.

Des mesures de pénalités (paragraphe I.2.3 du chapitre III) en plaçant le dispositif entre l'émetteur (RZ à 10 Gbit/s) et le récepteur ont été réalisées par Gwenaëlle Girault [7]. La Figure IV.31 représente l'évolution du taux d'erreur binaire en fonction de la puissance du signal devant l'amplificateur optique de réception avec et sans régénérateur. Pour un taux d'erreur binaire de 10^{-9} . Moins de 0,5 dB de pénalités sont mesurées. Ceci nous permet d'affirmer que le dispositif n'ajoute pas de bruit optique (amplificateurs optiques présents dans le dispositif) de manière significative.

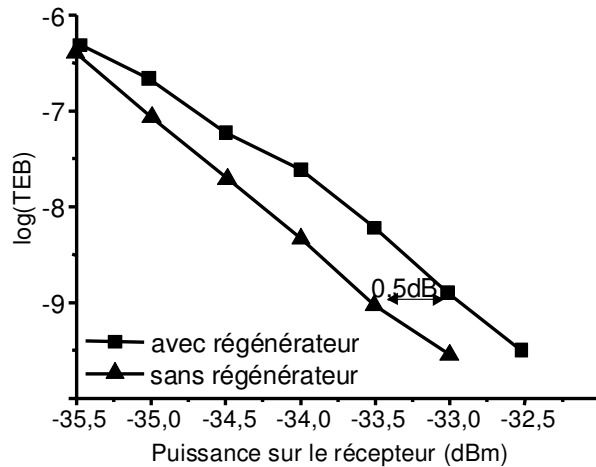


Figure IV.31 : Caractérisation du dispositif entre l'émetteur et le récepteur.

Ces caractérisations nous confortent dans l'idée que le dispositif pourrait constituer un régénérateur efficace. Cependant, comme nous l'avons vu dans le paragraphe I.2 du chapitre III, des caractérisations dans une liaison sont nécessaires pour prouver son efficacité.

2. Mise en évidence de l'efficacité du dispositif

Le dispositif a été introduit dans une ligne de transmission à 10 Gbit/s afin de tester son efficacité.

2.1. Mise en évidence de l'efficacité du dispositif

La cascade du régénérateur optique 3R a été testée dans la ligne de transmission de type amplification hybride présentée au paragraphe II.1.2.2 du chapitre III. La Figure IV.32 présente le schéma de l'expérience. La boucle à recirculation est essentiellement constituée de la boucle à recirculation à amplification hybride à 10 Gbit/s décrite au chapitre III dans laquelle est insérée le régénérateur optique 3R ; un coupleur optique ainsi qu'une source d'émission spontanée amplifiée serviront dans la suite de l'étude.

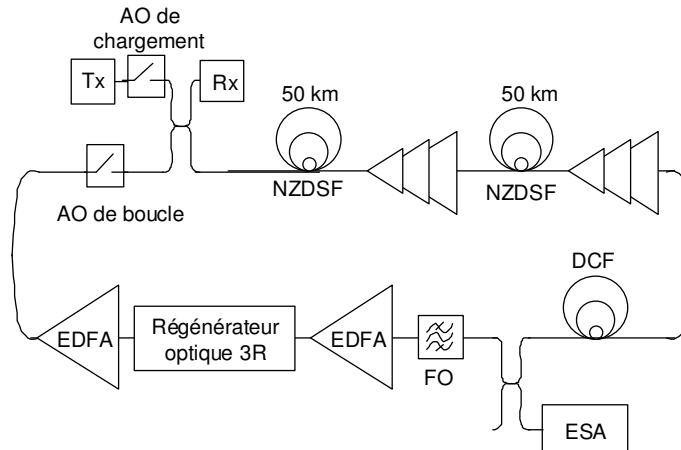


Figure IV.32 : Montage expérimental de la boucle à recirculation avec le régénérateur optique 3R.

Après optimisation des paramètres du dispositif, un régime de régénération efficace a été obtenu. En effet aucune erreur n'a pu être mesurée pendant une durée de 30 minutes au bout de 100 000 km de propagation soit 1000 cascades dans le régénérateur. Ceci

assure un taux d'erreur binaire inférieur à 10^{-10} , tandis que sans régénérateur la distance parcourue avec cette ligne est de 3400 km pour un taux d'erreur binaire de 10^{-8} . La distance de propagation est par conséquent améliorée d'un facteur supérieur à 30 pour ce taux d'erreur binaire. Cette mesure est également la démonstration d'une très grande stabilité du dispositif.

2.2. Etude expérimentale de l'évolution du taux d'erreur binaire avec le nombre de cascades

Comme nous l'avons décrit dans le premier chapitre, il est expérimentalement difficile de mesurer un taux d'erreur binaire inférieur à 10^{-9} dans une boucle à recirculation. Afin d'étudier le comportement du régénérateur dans la ligne de transmission, nous avons par conséquent dégradé le rapport signal sur bruit optique (OSNR) en entrée du régénérateur.

L'OSNR est dégradé par ajout d'émission spontanée amplifiée (ESA) comme le montre la Figure IV.32. La source d'ESA est couplée au signal devant le régénérateur, un atténuateur variable permet de contrôler la dégradation du rapport signal sur bruit optique.

Des mesures ont été réalisées pour deux valeurs d'OSNR (21 et 24 dB mesuré sur 0,1 nm) en entrée du premier régénérateur (premier tour de boucle). La Figure IV.33 représente l'évolution du taux d'erreur binaire en fonction de la distance pour un OSNR de 21 dB (triangles) et de 24 dB (carrés) avec (symboles vides) et sans (symboles pleins) régénérateur optique 3R.

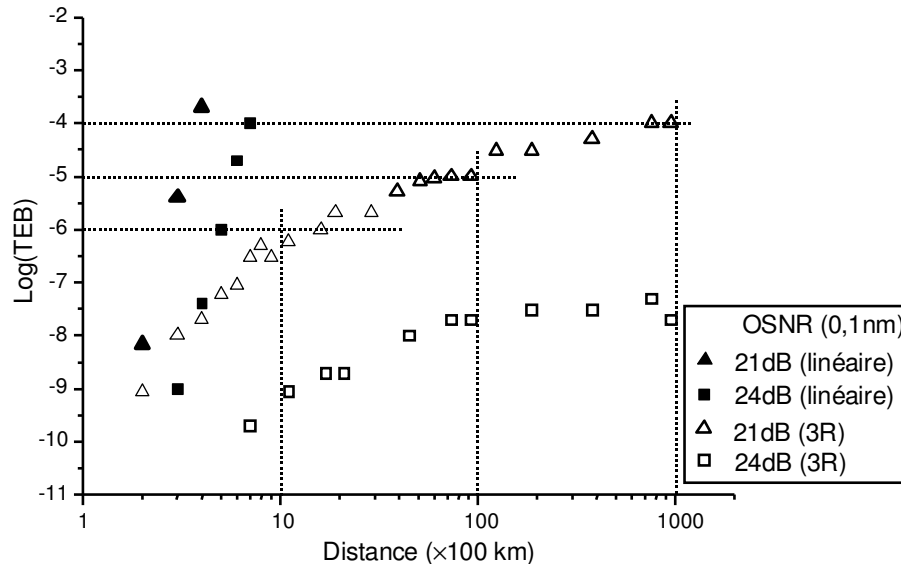


Figure IV.33 : Taux d'erreur binaire en fonction de la distance de propagation dans le régénérateur optique 3R pour différents OSNR en entrée du premier régénérateur.

Sans régénérateur moins de 10 tours peuvent être effectués avec un taux d'erreur binaire inférieur à 10^{-4} pour ces valeurs d'OSNR. Avec régénérateur, au moins 1000 cascades peuvent être effectuées avec un taux d'erreur binaire de 10^{-4} pour un OSNR de 21 dB et de 10^{-7} pour un OSNR de 24 dB, mettant à nouveau en évidence l'efficacité du régénérateur pour ces dégradations du signal.

L'insertion de régénérateurs 3R espacés de 100 km n'est pas une considération réaliste. Cependant la boucle à pas de régénération variable, dont le principe est décrit dans le chapitre III, permettant de faire varier le pas entre régénérateurs, n'était pas mise

en place à l'époque de cette étude. Par conséquent, ne disposant pas d'autre fibre de transmission, nous n'avions pas le choix du pas entre régénérateurs.

L'étude présentée ici donne néanmoins une idée du comportement du dispositif pour des régénérateurs espacés de plus de 100 km. En effet, nous pouvons supposer que pour une ligne de transmission dont le signal possède un OSNR de 24 dB sur 0,1 nm au bout d'une distance donnée, l'insertion du régénérateur 3R à cette distance devrait permettre de cascader 1000 dispositifs avec un taux d'erreur binaire de 10^{-8} . Nous estimons par conséquent que pour un régénérateur inséré tous les 800 km dans cette ligne (correspondant à un OSNR de 24 dB), 1000 cascades pourraient être réalisées pour un taux d'erreur binaire de 10^{-8} soit une distance de propagation de 800 000 km à ce taux d'erreur binaire.

D'autre part ces résultats nous permettent de connaître l'évolution du taux d'erreur binaire dans la ligne comportant une cascade de régénérateurs 3R optiques. Pour un OSNR de 21 dB (sur 0,1 nm), le taux d'erreur binaire passe successivement de 10^{-6} puis 10^{-5} à 10^{-4} après respectivement 10 puis 100 puis 1 000 cascades dans la ligne. Par conséquent, dans cette zone, le taux d'erreur binaire évolue linéairement avec la distance de propagation. Nous retrouvons ici les résultats montrés dans la littérature [2], [3], [8]. Laurent Bramerie a montré un bon accord entre ces résultats expérimentaux et son modèle en considérant une porte non linéaire dont la fonction de transmission se rapproche de celle mesurée et pour un OSNR en sortie du dispositif de 21 dB (sur 0,1 nm).

Nous remarquons également que le régime où le taux d'erreur binaire évolue linéairement avec le nombre de cascades est obtenu après une dizaine de cascades dans le dispositif. Ce phénomène est lié à la forme de la fonction de transmission comme nous avons pu le voir dans l'étude numérique (paragraphe I.2.3.3), car la porte non linéaire considérée n'est pas idéale.

Cette étude est, en plus de la démonstration de l'efficacité du dispositif, une démonstration expérimentale de l'évolution linéaire du taux d'erreur binaire avec la distance de propagation dans une ligne de transmission comportant une cascade de régénérateurs optiques 3R [8]. Afin de poursuivre l'étude expérimentale du comportement du régénérateur optique 3R cascadié dans une ligne de transmission, l'évolution du taux d'erreur binaire avec le seuil de décision électrique du récepteur a ensuite été étudiée.

2.3. Evolution du taux d'erreur binaire avec le seuil de décision

La Figure IV.34 représente l'évolution du taux d'erreur binaire en fonction de la tension du seuil de décision du récepteur après 1, 7, 73 et 759 passages dans le régénérateur optique 3R pour un OSNR en entrée du régénérateur de 21 dB sur 0,1 nm. Cette figure permet l'observation d'un certain nombre de phénomènes.

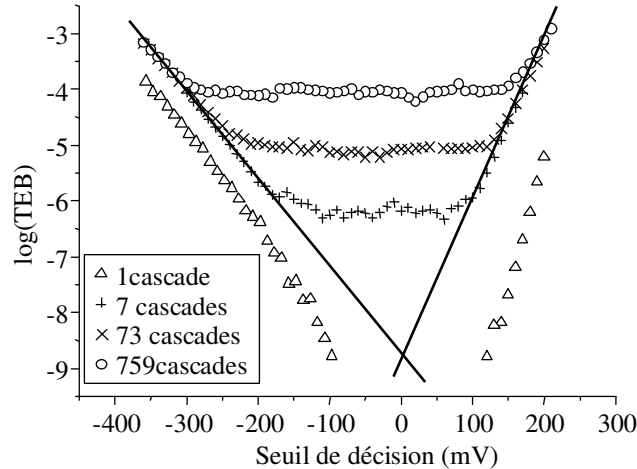


Figure IV.34 : Taux d'erreur binaire en fonction du seuil de décision électrique du récepteur pour un OSNR en entrée du premier régénérateur optique 3R de 21 dB sur 0,1 nm.

D'abord, nous remarquons l'apparition d'un plateau après 7 passages dans le régénérateur. Ce plateau est directement lié à la transformation des densités de probabilité de puissance dans une porte non linéaire comme l'a montré l'étude numérique (paragraphe I.2.2). Nous remarquons que ce plateau a plus une forme de 'U' que de 'V' après seulement 7 cascades ce qui est significatif d'un facteur discriminant élevé.

Ensuite, le plateau s'élargit à mesure que des régénérateurs sont cascades. Dans l'étude numérique nous avons montré que ce phénomène est caractéristique d'un facteur de transmission du bruit non nul. Ce n'est pas le cas d'une porte en 'marche d'escalier' où les flancs sont tellement raides que la largeur du plateau reste constante, comme nous avons pu le montrer expérimentalement dans [9] et numériquement dans le paragraphe 2.3.3 de l'étude numérique.

Enfin, cette figure nous permet de faire une remarque quant à la mesure expérimentale du facteur de qualité. Dès lors que le taux d'erreur binaire n'est plus mesurable, la mesure du facteur de qualité permet d'évaluer la qualité de la transmission. Comme nous l'avons décrit au chapitre 1, expérimentalement, le facteur de qualité est déduit de l'extrapolation des flancs [10] de la courbe dite en 'V'. L'intersection de ces deux extrapolations permet la déduction du taux d'erreur minimal et du facteur de qualité. Or cette étude montre que la courbe dite en 'V' est plutôt en 'U' dans le cas d'une liaison comportant une cascade de régénérateurs. Du fait de la présence du plateau, l'extrapolation des flancs donnerait une valeur minimale de taux d'erreur binaire beaucoup plus faible que sa valeur réelle.

La raison est triviale puisque nous avons vu que le facteur de qualité et le taux d'erreur binaire n'étaient pas reliés par l'équation I.31 du chapitre I puisque les densités de probabilité de puissance des symboles ne sont pas gaussiennes. Cependant cette remarque est importante en ce qui concerne la détermination des marges des liaisons régénérées. En effet si la mesure du facteur de qualité par extrapolation des flancs est utilisée pour le contrôle de la qualité des lignes et la détermination des marges de la liaison, l'extrapolation des flancs peut laisser à penser que le système a plusieurs décades de marge alors que le plateau peut être situé juste en dessous du taux d'erreur binaire mesurable.

Conclusion du chapitre

Ce chapitre a été consacré à la régénération 3R. Une étude numérique grâce au calcul du taux d'erreur binaire dans une liaison régénérée a été exposée. Une étude expérimentale de la cascade d'un régénérateur optique 3R à base d'un NOLM SOA et d'un double étage de SOA dans une ligne de transmission a également été relatée. Ces deux études montrent un certain nombre de phénomènes que nous récapitulons ici. La plupart de ces phénomènes sont connus et ont été montrés de manière numérique principalement. Leur observation expérimentale à l'aide d'un régénérateur optique est par contre originale.

Tout d'abord, ces deux études ont confirmé que le taux d'erreur binaire évolue linéairement avec le nombre de cascades comme attendu dans la littérature. Le régime linéaire peut être obtenu après un certain nombre de cascades seulement, si la porte non linéaire n'est pas optimale.

Le passage dans un régénérateur conduit à la présence d'un plateau sur l'évolution du taux d'erreur binaire avec le seuil de décision du récepteur. Ce plateau peut être une preuve qu'une liaison est bien en régime de régénération. Si le régénérateur n'est pas idéal, le plateau s'élargit au fur et à mesure des cascades, en aucun cas il ne rétrécit.

La puissance incidente sur le régénérateur est un paramètre critique pour optimiser le taux d'erreur binaire d'une liaison régénérée.

Outre la confirmation de ces phénomènes, l'étude expérimentale a démontré de l'efficacité et la grande stabilité du dispositif considéré. Aucune erreur n'a pu être mesurée après 100 000 km (1 000 cascades) pendant une demie heure, pour un rapport signal sur bruit optique de 30 dB sur (0,1 nm).

Le dispositif est également robuste au bruit, puisque pour un rapport signal sur bruit optique de 24 dB (sur 0,1 nm), le taux d'erreur binaire est encore de 10^{-8} après 1000 cascades. Faute d'avoir pu faire varier le pas de régénération à l'époque de ces expériences, l'analyse en fonction de la dégradation du signal devant le régénérateur montre que les régénérateurs pourraient être plus espacés et resteraient efficaces.

Fort des résultats de ces études concernant la régénération 3R, nous sommes en mesure de mieux appréhender le comportement d'un régénérateur 2R cascadié dans une ligne de transmission. Nous pouvons supposer que le comportement d'une régénération 2R sera différent d'une régénération 3R, notamment à cause de l'accumulation de gigue temporelle dans une liaison comportant une cascade de régénérateurs 2R. C'est ce que nous étudions dans la suite du manuscrit.

[1] V. Roncin, 'Contribution à l'étude de fonctions optiques à base d'amplificateurs optiques à semi-conducteurs pour la régénération des signaux de télécommunication à très haut débit', *Thèse de doctorat de l'Université de Rennes I*, 2004.

[2] P. Öhler, E. Berglind, 'Noise accumulation and BER estimates in concatenated nonlinear optoelectronic repeaters', *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 9, no. 7, pp. 1011-1013, 1997.

[3] J. Mork, F. Öhman, S. Bischoff, 'Analytical expression for the bit error rate of cascaded all-optical regenerators', *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 15, no. 10, pp. 1479-1481, 2003.

[4] L. Bramerie, 'Etude de la régénération optique dans les systèmes de transmissions à très haut débit', *Thèse de doctorat de l'Université de Rennes I*, 2004.

-
- [5] J.C. Simon, L. Bramerie, F. Ginovart, V. Roncin, M. Gay, S. Feve, E. Lecren, M.L. Chares, 'All-optical regeneration techniques', *Annales des télécommunications*, tome 58, no. 11-12, pp. 1708-1724, 2003.
- [6] J.C. Simon, L. Lablonde, I. Valiente, L. Billes, P. Lamouler, 'Two stage wavelength converter with improved extinction ratio', *Optical Fiber Communication Conference OFC*, PD15, 1995.
- [7] G. Girault, M. Gay, L. Bramerie, V. Roncin et J-C. Simon, 'Performance d'un régénérateur optique à base de SOA insensible à la polarisation', *Journées Nationales de l'Optique Guidée*, V 505, pp. 88-90, JNOG 2004.
- [8] L. Bramerie, M. Gay, G. Girault, V. Roncin, S. Fève, J.C. Simon, 'Performance of a Polarization Insensitive 3R Optical Regenerator Based on a new SOA-NOLM Architecture', *European Conference on Optical Communication Conference*, ECOC We. 2.5.2, 2004.
- [9] M. Gay, L. Bramerie, G. Girault, V. Roncin, J.C. Simon, 'Experimental study of reshaping retiming gates for 3R regeneration', *Proceedings of Optical Networks and Technologies OpNeTec*, pp. 545-551, 2004.
- [10] N.S.Bergano, C.R.Davidson, 'High capacity long haul transmission experiments', *European Conference on Optical Communication Conference*, ECOC Mo2A, 1997.

CHAPITRE V

ETUDE DU REGENERATEUR 2R A BASE D'ABSORBANT SATURABLE ET D'AMPLIFICATEUR A SEMICONDUCTEUR.

Ce chapitre est consacré au régénérateur 2R à base d'un absorbant saturable en microcavité verticale et d'un amplificateur optique à semiconducteur (SOA). Ces travaux de thèse ont été réalisés dans le cadre du projet RNRT (Réseau National de Recherche en Télécommunications) ASTERIX (Absorbant Saturable pour la régénération TERabit multipleXée en longueur d'onde) et nous avons eu la chance de pouvoir bénéficier des composants réalisés par les partenaires du projet.

La régénération optique est souvent limitée par la réalisation technique des différentes solutions (solutions souvent coûteuses et peu réalistes d'un point de vue industriel). Par ailleurs, comme nous l'avons introduit au chapitre II, la régénération WDM de signaux multiplexés en longueurs d'ondes est un enjeu majeur à l'heure actuelle. Le composant absorbant saturable semble pouvoir répondre à ces besoins, nous analysons dans ce chapitre sa capacité à constituer un régénérateur 2R et proposons un dispositif original constitué d'un absorbant saturable et d'un amplificateur optique à semiconducteur.

Dans la première partie, le principe et les caractérisations du dispositif sont présentés.

Une étude numérique fait l'objet de la deuxième partie de ce chapitre. Un modèle qui prend en compte la saturation du gain (pour le SOA) ou de l'absorption (pour l'absorbant saturable) et le temps de réponse des composants, est mis en place pour les fonctions d'absorbant saturable et de SOA. La possibilité de cascader le dispositif est analysée.

L'étude expérimentale du dispositif cascader dans une ligne de transmission est pour finir abordée. Ce travail a surtout consisté à démontrer l'efficacité du dispositif et sa cascabilité. Aussi, pour la plupart des expériences, nous nous sommes placés dans des conditions où les effets non linéaires sont peu présents. Nous n'avons pas particulièrement étudié l'impact de régimes de propagation spécifiques (tel des régimes de transmission de type soliton gérés en dispersion) sur l'efficacité du dispositif. Les performances à différentes longueurs d'onde sont finalement testées.

I. Principe du dispositif et principales caractérisations

1. Principe

Nous introduisons dans ce paragraphe le principe physique permettant de réaliser une fonction pour la régénération à partir d'un absorbant saturable à multi-puits quantiques en microcavité verticale.

1.1. Effet de saturation

Nous avons vu au paragraphe II.1.2.2 du chapitre II qu'il y a une interaction entre les électrons de la bande de conduction et les trous de la bande de valence (exciton), lorsque le semiconducteur n'est pas dans son état fondamental. Le spectre d'absorption d'une telle structure, représenté sur la Figure V.1, présente un maximum d'absorption correspondant à l'énergie de la liaison excitonique, suivi d'un plateau lié à la transition interbande de la structure à multi-puits quantiques.

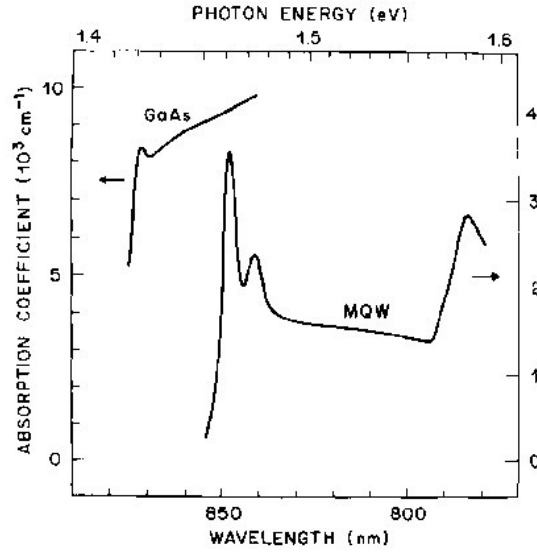


FIG. 1. Linear absorption spectra at room-temperature GaAs and MQW samples. [Note that the MQW absorption is underestimated because of thickness loss during etching.]

Figure V.1 : Spectres d'absorption linéaire à température ambiante d'un matériau massif (GaAs) et de multipuits quantiques (GaAs/AlGaAs) d'après [1].

Nous avons également vu que la saturation de l'absorption excitonique pouvait conduire à l'amélioration du taux d'extinction du signal car les signaux de faible intensité (les symboles '0') sont plus absorbés que les signaux de forte intensité (les symboles '1').

La loi de saturation d'une telle structure peut s'écrire sous la forme [2] :

$$\alpha(I) = \alpha_{res} + \frac{\alpha_X}{1 + \frac{I_{inc}}{I_{SX}}} + \frac{\alpha_{BB}}{1 + \frac{I_{inc}}{I_{SBB}}} \quad (V.1)$$

où α_{res} est l'absorption résiduelle, α_X est l'absorption excitonique, α_{BB} est l'absorption bande à bande, I_{inc} est l'intensité incidente et I_{SX} (I_{BB}) l'intensité seuil de saturation excitonique (bande à bande). L'intensité seuil de saturation excitonique ($\sim 20 \mu\text{J} \cdot \text{cm}^{-2}$) est environ 10 fois plus faible que celle correspondant à l'absorption bande à bande. De ce fait, seuls les deux premiers termes de la formule d'absorption sont significatifs [3].

L'intensité transmise est de la forme :

$$I \propto \exp(-\alpha \cdot z) \quad (V.2)$$

La fonction de transmission d'une telle structure est schématisée sur la Figure V.2.

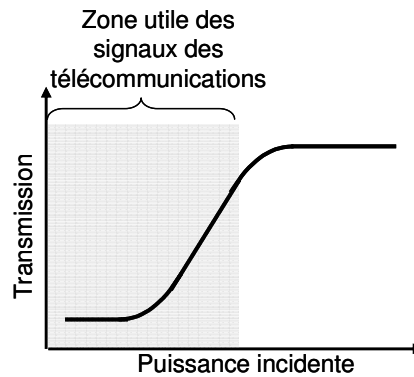


Figure V.2 : Fonction de transmission de l'absorbant saturable.

Compte tenu de l'énergie nécessaire à rendre le composant transparent (typiquement plusieurs dizaines de Watt pour des impulsions de l'ordre de la picoseconde et un diamètre de mode de l'ordre de $5\ \mu\text{m}$), la saturation de la transmission n'est jamais atteinte dans les conditions des télécommunications. La fonction de transmission utile pour une utilisation dans le domaine des télécommunications est schématisée par la zone grisée de la Figure V.2.

1.2. Mise en cavité

Afin d'optimiser les propriétés de cette structure, elle est placée dans une cavité résonnante, le composant fonctionnant en réflexion est aussi appelé miroir non linéaire. La cavité de type Fabry-Perot est constituée d'un miroir avant de faible réflectivité et d'un miroir arrière de forte réflectivité. La structure est représentée sur la Figure V.3.

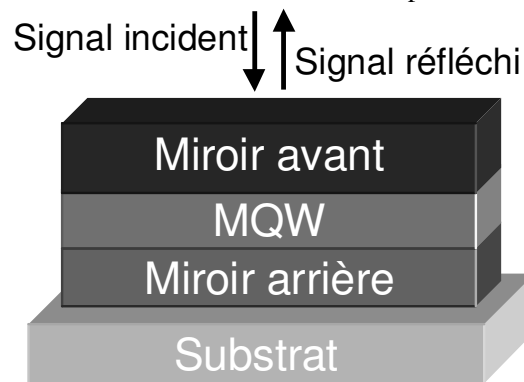


Figure V.3 : Schéma de principe d'un absorbant saturable en micro cavité.

Le contraste de la cavité, défini comme le rapport des réflectivités à forte excitation et à faible excitation, peut être élevé si la réflectivité à faible excitation tend vers zéro. Ceci est rendu possible en ajustant les paramètres de la cavité (en satisfaisant l'accord de phase). La longueur de la cavité a également un impact direct sur la bande passante de la cavité ; pour une application multi longueurs d'onde, la cavité devra être choisie en conséquence [4, 5].

La mise en cavité a d'autres atouts, elle permet également de minimiser la puissance de commutation car l'intensité intra-cavité en régime de réflexion est plus importante et l'ionisation des liaisons excitoniques nécessite moins d'énergie.

Enfin, la mise en cavité permet de minimiser l'échauffement du composant. En effet comme le composant est utilisé en réflexion, la face arrière du composant est disponible pour y placer un substrat qui permet d'évacuer la chaleur accumulée. L'utilisation d'un bon conducteur thermique (miroir métallique) comme miroir arrière

(situé entre les MQW et le substrat) limite l'échauffement du composant. Ceci n'est pas réalisable si le composant est utilisé en transmission.

1.3. Temps de recombinaison des porteurs

La durée de vie de l'exciton est courte (typiquement 150 fs), son retour à l'équilibre crée des électrons et des trous dans les bandes de conduction et de valence respectivement. Afin de le rendre compatible avec un fonctionnement à haut débit, il faut que ces porteurs s'éliminent suffisamment rapidement (dans un temps inférieur au temps bit). Le temps de vie de ces porteurs peut être réduit par l'introduction de centres de recombinaison et de capture dans la structure.

Les composants utilisés proviennent de deux techniques différentes. La première consiste à doper le matériau en Fer. Les ions Fer constituent un niveau profond au milieu du gap qui permet la capture d'électrons ou de trous (l'ion se présentant sous la forme Fe^{2+} et Fe^{3+}). Cette technique a permis d'atteindre des temps de recombinaison inférieurs à la picoseconde [4]. La deuxième technique consiste à irradier le matériau en ions lourds, elle a permis l'obtention d'un temps de réponse de 1,5 ps [6].

1.4. Absorbant saturable en microcavité verticale pour la régénération optique

La principale fonction de l'AS pour la régénération optique est d'améliorer le taux d'extinction du signal. En effet si la puissance incidente sur le composant est telle que la puissance des symboles '0' se situe au-dessous du seuil de saturation, et que la puissance des symboles '1' se situe au-dessus du seuil de saturation, le rapport de la réflectivité du composant au passage d'un symbole '1' ou d'un symbole '0' conduit à une amélioration du taux d'extinction si le composant est utilisé en autosaturation ; c'est à dire que le signal incident module la réflectivité du composant et modifie ce signal.

Ce composant pourrait également permettre une amélioration du taux d'extinction en modulation croisée. En modulation croisée, le signal incident module la réflectivité, qui modifie un signal de sonde également injecté dans le composant. Le rapport de la réflectivité du composant au passage d'un symbole '1' et d'un symbole '0' correspond au taux d'extinction du signal de sonde en sortie du dispositif comme nous le détaillerons dans la suite. Pour qu'une modulation croisée constitue un convertisseur de longueur d'onde adéquate pour la régénération, il faut par conséquent que le rapport de la réflectivité du composant au passage d'un symbole '1' et d'un symbole '0' soit suffisamment important (supérieur à 12 dB typiquement). Ce n'est pas le cas des composants considérés, aussi, le composant est utilisé en automodulation dans ces travaux.

Ce qui rend d'autre part attractif le composant pour la régénération est que plusieurs signaux peuvent être traités simultanément sur un seul composant. La variation de la réflectivité étant localisée, la diaphonie entre canaux est très faible (quelques dizaines de μm) pour ce type de composant ; plusieurs canaux séparés spatialement peuvent être traités simultanément sur le même composant.

Par contre, l'absorbant saturable est incomplet pour régénérer le signal puisqu'il n'est pas apte à limiter les fluctuations d'amplitude sur les symboles '1'. Ce composant présente néanmoins de nombreuses qualités pour la régénération que nous développerons dans la suite.

2. Composants étudiés

Dans le cadre du projet RNRT ASTERIX et du Groupement d'intérêt scientifique GIS FOTON, des composants provenant des Laboratoires d'Etudes de Nanostructures à

Semiconducteurs (INSA Rennes LENS UMR FOTON) et du Laboratoire de Photonique et de Nanostructures (LPN UPR 20) ont été étudiés. Les composants provenant du LPN sont irradiés ions lourds, les composants provenant de l'INSA sont dopés Fer. Tous les composants considérés dans ces travaux sont en microcavité. Dans le cadre du projet ASTERIX, un grand nombre de structures et de microcavités ont été réalisées par les partenaires du projet afin de comparer leurs caractéristiques. Seuls deux composants sont présentés ici.

2.1. Composant dopé Fer

Le composant 1 est constitué d'un miroir non linéaire de 61 puits d'InGaAs sur barrière d'InP dopés au Fer ($2 \cdot 10^{18} \text{ cm}^{-3}$). La cavité est constituée d'un miroir d'or comme miroir arrière, le miroir avant est constitué par l'interface air-InP. Le temps de recombinaison des porteurs de ce composant mesuré par l'INSA de Rennes est de l'ordre de 8 ps. La technique du dopage a permis d'atteindre des temps de vie inférieurs à la picoseconde [4].

2.2. Composant irradié

Le composant 2 est composé de 7 puits d'InGaAs sur barrière d'InAlAs. Le miroir avant est constitué d'un miroir diélectrique $2[\text{TiO}_2/\text{SiO}_2]$ et le miroir arrière est hybride métallique ($\text{Ag}+\text{SiO}_2+\text{Si}$). Une dose d'irradiation de $4 \times 10^{11} \text{ ions/cm}^{-2}$ d'ions Ni^+ permet l'obtention d'un temps de recombinaison des porteurs de 4 ps [7].

D'autres composants du projet ASTERIX, avec une dose d'irradiation plus importante, ont permis l'obtention de temps de recombinaison des porteurs de l'ordre de 1,5 ps [6].

Le projet RNRT ASTERIX a donné lieu à un certain nombre de comparaisons des deux techniques. Les deux techniques se sont avérées comparables sur beaucoup de caractéristiques. Cependant, et principalement pour des raisons techniques, il a été décidé de poursuivre l'étude du projet RNRT avec la technique d'irradiation. Les résultats présentés dans la suite du manuscrit sont par conséquent issus du composant irradié.

3. Paramètres de caractérisations

Nous définissons un certain nombre de paramètres caractérisant un composant absorbant saturable en vue d'une application pour les télécommunications.

3.1. Particularité d'une caractérisation en vue d'une application pour les télécommunications

Le signal représentatif d'une transmission pour les télécommunications est un signal pseudo aléatoire où les symboles '1' et '0' ont chacun une probabilité $\frac{1}{2}$ de se produire. D'autre part, pour un format RZ ou CSRZ, les impulsions généralement transmises ont une largeur à mi-hauteur qui dure typiquement la moitié de la durée du bit.

Le taux de remplissage est défini par :

$$\text{TR} = \frac{FWHM}{T_{bit}} \quad (V.3)$$

avec $FWHM$ la largeur à mi-hauteur de l'impulsion (pour Full width at Half Maximum), T_{bit} la durée d'un bit.

Le rapport cyclique est défini par :

$RC = \text{TR} \times P(1)$, avec $P(1)$ la probabilité d'émettre un symbole '1'.

Pour un signal pour les télécommunications, RC est par conséquent typiquement égal à $\frac{1}{4}$.

La puissance crête dépend du rapport cyclique du signal et de la puissance moyenne. En général, pour un taux d'extinction suffisamment grand, elle est définie par :

$$P_{cr} = \frac{P_{moy}}{RC} \quad (V.4)$$

avec P_{cr} la puissance crête et P_{moy} la puissance moyenne.

3.2. Réflectivité

La réflectivité du composant dépend de la puissance instantanée du signal et de la longueur d'onde. La réflectivité des symboles '1' ($R(1)$) ou '0' ($R(0)$) correspond à la réflectivité du composant pour une puissance instantanée d'un symbole '1' ou '0'.

Le spectre en réflectivité du composant dépend de l'énergie des liaisons excitoniques et de la cavité résonnante. Le principe de la mesure est simple ; il consiste à injecter une source blanche dans le composant et à comparer les spectres incidents et réfléchis. La mesure s'effectue à faible signal (en dessous de la saturation) pour connaître la longueur d'onde de résonance. A la longueur d'onde de résonance la réflectivité est minimale. La Figure V.4 représente le spectre en réflectivité du composant 2.

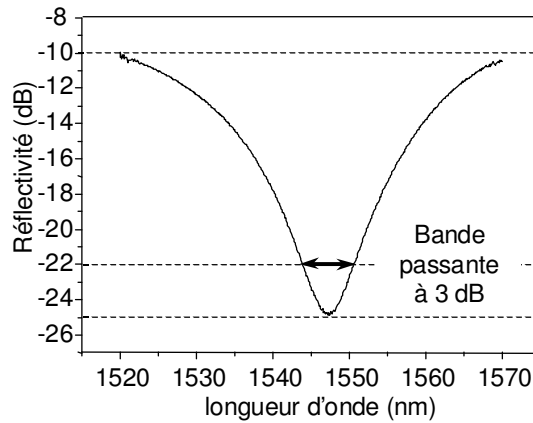


Figure V.4 : Spectre en réflectivité du composant 2.

3.3. Contraste

3.3.1. Définition

Le contraste est défini comme le rapport de la réflectivité des symboles '1' sur celle des '0', c'est aussi le rapport du taux d'extinction du signal en sortie, sur celui d'entrée, il correspond donc à l'amélioration du taux d'extinction.

Il est défini en autosaturation par :

$$\begin{aligned}
C &= \frac{\tau_{ex\,sortie}}{\tau_{ex\,entrée}} = \frac{\frac{P_{sortie}^1}{P_{sortie}^0}}{\frac{P_{entrée}^1}{P_{entrée}^0}} = \\
&= \frac{P_{entrée}^1 \cdot R(P_{entrée}^1)}{P_{entrée}^0 \cdot R(P_{entrée}^0)} = \frac{R(P_{entrée}^1)}{R(P_{entrée}^0)} \quad (V.5)
\end{aligned}$$

avec $P_{entrée}^1$ et $P_{entrée}^0$ la puissance en entrée du dispositif des symboles '1' et '0' respectivement, $R(P_{entrée}^1)$ et $R(P_{entrée}^0)$ la réflectivité du composant à la puissance de pompe sur les symboles '1' et '0' respectivement, $\tau_{ex\,entrée}$ et $\tau_{ex\,sortie}$ les taux d'extinction en entrée et en sortie respectivement.

En modulation croisée il s'écrit :

$$\begin{aligned}
C &= \frac{\tau_{ex\,sortie}}{\tau_{ex\,entrée}} = \frac{\frac{P_{sortie\,sonde}^1}{P_{sortie\,sonde}^0}}{1} = \\
&= \frac{P_{entrée\,sonde} \cdot R(P_{entrée\,pompe}^1)}{P_{entrée\,sonde} \cdot R(P_{entrée\,pompe}^0)} = \frac{R(P_{entrée\,pompe}^1)}{R(P_{entrée\,pompe}^0)} \quad (V.6)
\end{aligned}$$

avec $P_{entrée\,sonde}$ la puissance de sonde en entrée du dispositif, $R(P_{entrée\,pompe}^1)$ et $R(P_{entrée\,pompe}^0)$, la réflectivité du composant à la puissance de pompe sur les symboles '1' et '0' respectivement, $\tau_{ex\,entrée}$ et $\tau_{ex\,sortie}$ les taux d'extinction de la sonde en entrée et en sortie respectivement.

Nous retrouvons ici le fait qu'en modulation croisée, le contraste de la porte non linéaire correspond au taux d'extinction de sortie, alors que celui d'une porte en automodulation correspond à l'amélioration du taux d'extinction comme nous l'avons montré au chapitre II. C'est pour cette raison que le composant n'est pas adapté à de la régénération en modulation croisée.

3.3.2. Pompe sonde

La méthode la plus utilisée pour mesurer le contraste est une caractérisation en pompe sonde. Le principe est assez classique, le schéma d'un montage pompe sonde est représenté sur la Figure V.5. Il consiste à injecter sur le composant un signal de pompe qui module la réflectivité et un signal de sonde suffisamment faible pour ne pas moduler

la réflectivité. Le signal de sonde voit la réflectivité modulée par la pompe. Il y a conversion de longueur d'onde.

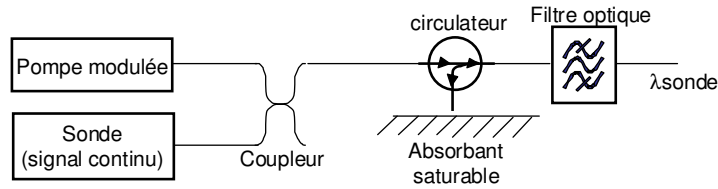


Figure V.5 : Principe d'un montage pompe sonde.

En sortie, à l'aide d'un filtre optique, le signal de pompe est rejeté pour n'observer que la modulation du signal de sonde. Par une détection sur un oscilloscope à échantillonnage, on peut mesurer le taux d'extinction du signal de sonde en fonction de la puissance de pompe. Le contraste correspond alors directement à la mesure du taux d'extinction car le taux d'extinction incident de la sonde peut-être considéré comme égal à 1 puisqu'il s'agit d'un signal continu.

Cette mesure du contraste est correcte à condition que le taux d'extinction du signal de pompe soit suffisant pour que la puissance des symboles '0' se situe au-dessous de la puissance de saturation du composant. Lorsque ce n'est pas le cas, la mesure du taux d'extinction en sortie n'est pas représentative de la valeur du contraste.

Les signaux de sonde et de pompe sont injectés via un circulateur optique et un focaliseur en incidence normale. Par conséquent la longueur d'onde de sonde doit être différente de celle de la pompe pour pouvoir ne sélectionner que la sonde en sortie du dispositif. Le diamètre de mode du signal en sortie du focaliseur utilisé pendant ces travaux est de l'ordre de 4 μm .

3.3.3. Caractérisation du composant 2

Le composant 2 a été caractérisé avec un rapport cyclique d'1/4 à 10 Gbit/s. La longueur d'onde de résonance se situe autour de 1546 nm. La Figure V.6 représente l'évolution du contraste en fonction de la puissance moyenne.

La puissance de saturation de l'absorption est de l'ordre de -1 dBm, le contraste augmente ensuite avec la puissance incidente. Au-dessus de 10 dBm de puissance incidente cependant, le contraste fléchit puis décroît. Ce phénomène est en réalité lié à des effets thermiques dans la structure, phénomène que nous introduisons dans la suite du manuscrit. Le maximum de contraste est de 7 dB et est atteint pour une puissance moyenne incidente de 10 dBm.

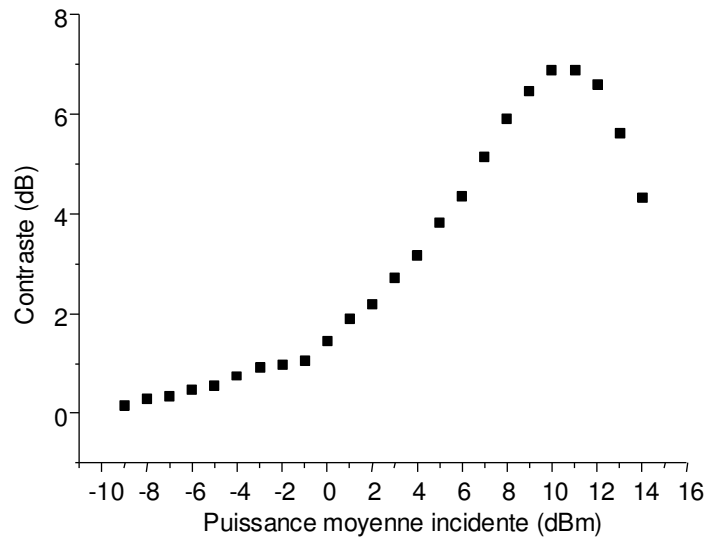


Figure V.6 : Caractérisation pompe sonde du composant 2.

3.4. Pertes

D'un point de vue système, les pertes du composant sont définies comme les pertes subies par le signal pour une valeur de contraste donnée. Pour un contraste de 7 dB, les pertes du composant 2 à la longueur d'onde de résonance sont de 18 dB. Les pertes sont beaucoup plus faibles à blanchiment total de la structure (de l'ordre du dB), mais ce n'est pas représentatif d'une utilisation dans un système de transmission.

3.5. Bande passante

La bande passante du composant dépend du contraste minimal nécessaire pour une régénération efficace. Pour un contraste minimal de 3 dB, la bande passante est la bande sur laquelle le contraste est supérieur à 3 dB. Sur une variation de 3 dB par rapport au contraste maximal, le composant 2 a une bande passante de 10 nm.

4. Influence de certains paramètres

4.1. Influence de la longueur d'onde

La fonction de transmission, c'est à dire l'évolution du contraste du composant en fonction de la puissance incidente varie avec la longueur d'onde. Le schéma de la Figure V.7, représentant le spectre en réflectivité d'un absorbant saturable en microcavité pour deux puissances incidentes différentes, met bien en évidence que le rapport entre la réflectivité des symboles '1' (schématisée par le fort niveau de puissance P_1) et celle des '0' (schématisée par le faible niveau de puissance P_2), c'est à dire le contraste, n'est pas le même selon la longueur d'onde.

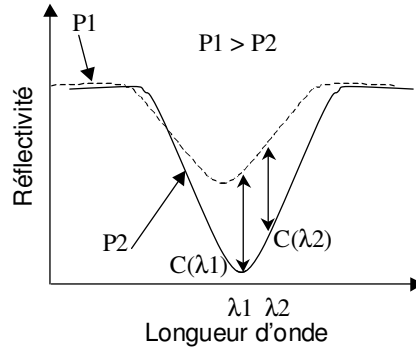


Figure V.7 : Schéma de la variation du spectre en réflectivité avec la puissance incidente.

Pour une même variation de puissance, la variation de contraste n'est pas la même selon la longueur d'onde du signal. La pente de l'évolution du contraste en fonction de la puissance incidente varie donc avec la longueur d'onde et est maximale à la longueur d'onde de résonance. La Figure V.9 représente le contraste du composant 2 à la longueur d'onde de résonance (1546 nm) et à une longueur d'onde supérieure (1557 nm). Nous retrouvons bien une pente plus raide à la longueur d'onde de résonance.

La pente de la fonction de transmission est décisive lorsque le composant est utilisé pour la régénération comme nous le verrons par la suite.

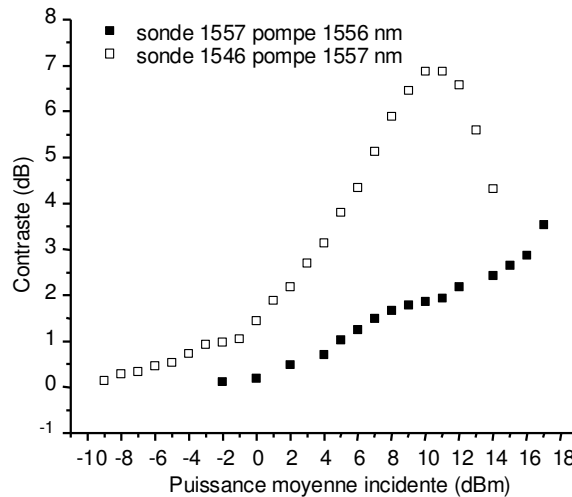


Figure V.8 : Caractérisation pompe sonde du composant 2 à différentes longueurs d'ondes.

4.2. Influence des effets thermiques

L'influence des effets thermiques a essentiellement été étudiée au laboratoire par Elodie Le Cren lors de ses travaux de thèse [8]. D'autres caractérisations ont été réalisées au cours de ces travaux et ont notamment donné lieu à des collaborations avec le Laboratoire de Photonique et de Nanostructures (LPN CNRS UPR 20) [6].

Les effets thermiques sont à prendre en considération pour une utilisation du composant comme fonction pour la régénération, il nous paraît donc important d'y apporter quelques précisions.

Au-dessus d'une puissance incidente apparaissent des effets thermiques qui tendent à décaler la résonance du composant vers les grandes longueurs d'onde. Ce décalage est principalement dû à la variation de l'indice de réfraction avec la température ainsi qu'à la dilatation du matériau [8].

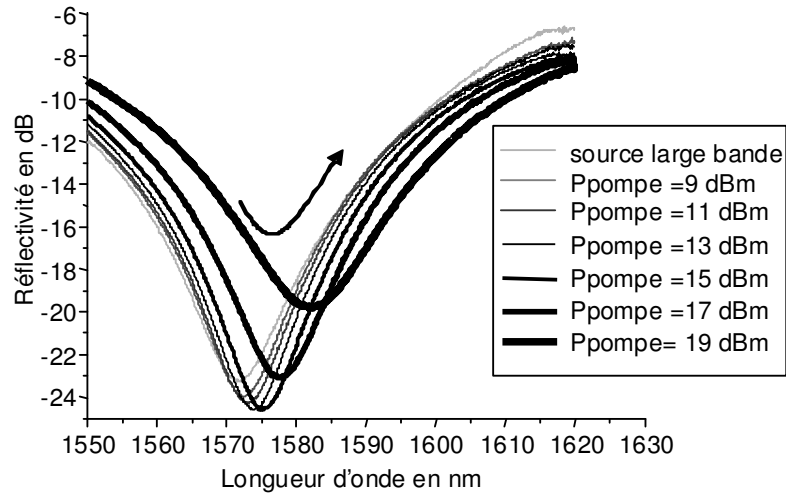


Figure V.9 : Spectre en réflectivité du composant 1 en fonction de la puissance incidente.

Le spectre en réflectivité présenté sur la Figure V.9, a été réalisé par Elodie Le Cren sur le composant 1. Un montage pompe sonde a été réalisé, avec, pour signal de pompe, un signal centré à 1540 nm. Le signal de pompe est un signal, modulé à une cadence de répétition de 200 kHz, dont les impulsions ont une largeur à mi-hauteur de 2 μ s. Le signal de sonde est une source large bande qui permet d'observer le spectre en réflectivité sur une plage allant de 1550 à 1630 nm. La puissance de pompe est variable.

Lorsque la puissance de pompe augmente, le minimum de réflectivité augmente lorsque le seuil de saturation est atteint. Nous observons également un décalage du minimum de la résonance vers les grandes longueurs d'onde au-dessus d'une puissance de 15 dBm. Ce décalage spectral est caractéristique de la présence d'effets thermiques.

Le composant 2 et tous les composants testés à ce jour présentent ce décalage spectral lié aux effets thermiques à des niveaux de puissances plus ou moins élevés.

Une autre caractérisation permet de mettre en évidence le décalage spectral de la résonance avec les effets thermiques. Il s'agit du tracé de l'évolution de la puissance instantanée des symboles '1' et '0'.

Ces courbes ont été réalisées dans le cadre de ces travaux par Art O'Hare, chercheur invité au laboratoire, Zineb Belfqih, stagiaire au laboratoire, et Laurent Bramerie, ingénieur de recherche au laboratoire.

Nous reprenons pour ceci la caractérisation du composant 2 à la longueur d'onde de résonance (1546 nm) et à une longueur d'onde supérieure à la résonance (1557 nm).

Ce qui est mesuré expérimentalement n'est pas en réalité la réflectivité mais la tension reçue par une photodiode de bande passante 50 GHz. La tension reçue par la photodiode est considérée proportionnelle à la puissance optique instantanée dans la mesure où le signal est résolu par la photodiode. La puissance optique instantanée est liée à la réflectivité : la puissance reçue en sortie de la conversion de longueur d'onde s'écrit :

$$\begin{aligned} P_{sonde\cdot sortie}^1 &= P_{sonde} \cdot R(P_{pompe\cdot entrée}^1) \\ P_{sonde\cdot sortie}^0 &= P_{sonde} \cdot R(P_{pompe\cdot entrée}^0) \end{aligned} \quad (V.7)$$

avec $P_{sonde\cdot sortie}$ la puissance de sonde en sortie des symboles '1' ou '0', P_{sonde} la puissance de sonde, $R(P_{pompe\cdot entrée})$ la réflectivité du composant à la puissance de pompe incidente des symboles '1' ou '0'.

L'évolution de la puissance instantanée des symboles '1' et '0' est donc représentative de la réflectivité des symboles '1' et '0'.

La Figure V.10 représente l'évolution de la réflectivité des symboles '1' (a) et '0' (b) du composant 2, pour une longueur d'onde de sonde de 1546 nm (longueur d'onde de résonance du composant 2) et de 1557 nm.

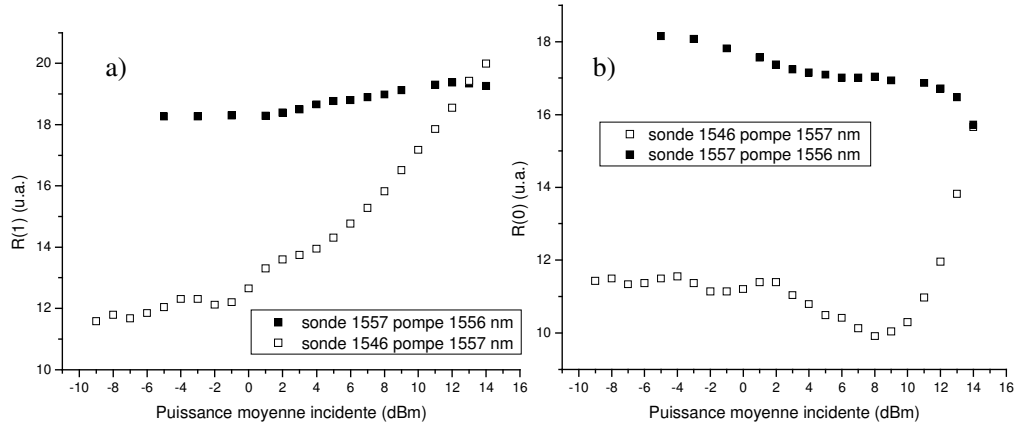


Figure V.10 : Evolution de la puissance instantanée des symboles '1' (a) et des symboles '0' (b).

Sur la Figure V.10.a, nous observons que la réflectivité des symboles '1' augmente avec la puissance incidente à cause de la saturation du composant. La variation de la réflectivité à la longueur d'onde de résonance est plus importante que celle à une longueur d'onde supérieure comme cela a été montré au paragraphe 4.1.

Sur la Figure V.10.b, à la longueur d'onde de résonance, la réflectivité des symboles '0' augmente brutalement au-dessus d'une puissance incidente de 8 dBm ; ce qui est caractéristique de la présence d'effets thermiques. En effet, lorsque la longueur d'onde de résonance se décale, la longueur d'onde de sonde devient plus faible que la longueur d'onde de résonance et la réflectivité des symboles '0' remonte.

A une longueur d'onde supérieure à celle de la résonance par contre, la réflectivité des symboles '0' chute au-dessus de cette même puissance incidente. En effet, lorsque la longueur d'onde de résonance se décale vers les grandes longueurs d'onde, la longueur d'onde de résonance se rapproche de celle de la sonde et la réflectivité des symboles '0' diminue.

Le contraste étant le rapport de la réflectivité des symboles '1' sur celle des '0', ceci explique pourquoi, à la longueur d'onde de résonance le contraste chute lorsque la remontée des symboles '0' est supérieure à celle des symboles '1' (typiquement à 10 dBm pour le composant 2). Tandis qu'à une longueur d'onde supérieure à celle de la résonance, au-dessus des effets thermiques, la réflectivité des symboles '0' chute et le contraste augmente plus rapidement. Ceci est observé sur les Figure V.88 et V.10 à une longueur d'onde de sonde de 1557 nm. Cette technique permet de mettre en évidence que les effets thermiques ont un impact principalement sur les symboles '0'.

Compte tenu des rapports cycliques des signaux pour les télécommunications (typiquement 1/4), les effets thermiques sont présents pour une application de régénération optique. Il existe par conséquent un contraste maximal qui est le contraste à la longueur d'onde de résonance à la puissance incidente où les effets thermiques commencent à décaler la réflectivité du composant. Dans la suite du manuscrit, nous parlons de contraste maximal pour désigner le contraste maximal qui peut être atteint pour un signal donné.

L'évolution du contraste avec la puissance moyenne incidente peut ressembler à la forme d'une fonction non linéaire en autosaturation adéquate pour réduire le bruit

d'amplitude sur les symboles '0' et sur les symboles '1' comme nous l'avons présenté au chapitre II. Nous pourrions alors penser que cette fonction pourrait être efficace pour une régénération 2R complète. Il n'en est rien, le contraste est en effet mesuré en fonction de la puissance moyenne incidente. Les effets thermiques apparaissent avec l'échauffement du composant, c'est à dire à une puissance moyenne donnée (et pour une largeur de mode donnée).

Les variations de puissances instantanées n'influencent pas la puissance moyenne du signal. Aussi les variations de contraste vues par les impulsions de puissance variable ne sont pas celles mesurées en fonction de la puissance moyenne.

La partie grisée de la Figure V.11 schématise la variation de contraste vu par les variations d'amplitude des symboles '1' à différentes puissances moyennes de signal incident. Chaque couleur correspond à une courbe d'évolution du contraste à puissance moyenne donnée (et indiquée par un carré de même couleur) ; pour chaque courbe, la température est constante. L'unité des abscisses est une unité arbitraire.

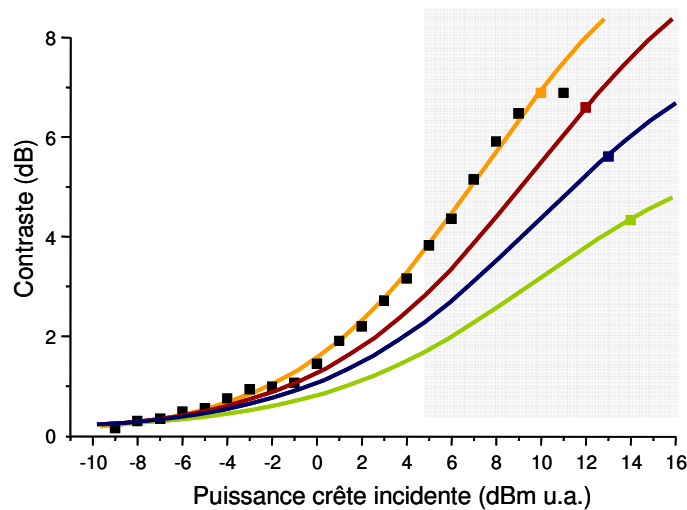


Figure V.11 : Schéma de principe de l'évolution du contraste en fonction de la puissance crête incidente pour différentes puissances moyennes.

La Figure V.11 met en évidence que les variations rapides de puissances des symboles ne voient pas la chute de contraste qui aurait permis de limiter le bruit d'amplitude sur les symboles '1'.

Compte tenu des critères de régénération pour un régénérateur en automodulation, l'absorbant saturable est un régénérateur 2R incomplet. Nous le mettons en évidence dans le paragraphe suivant.

4.3. Augmentation du bruit d'amplitude

Comme cela a été introduit au paragraphe I.1, la saturation de la transmission n'est jamais atteinte avec les structures considérées. La régénération est par conséquent incomplète. En effet, le facteur de transmission du bruit sur les symboles '1' défini dans le paragraphe I.4.1.3 du chapitre II s'écrit :

$$FTB^1 = \frac{\frac{dP_{sortie}^1}{P_{sortie}^1}}{\frac{dP_{entrée}^1}{P_{entrée}^1}} \quad (V.8)$$

Dans le cas de l'absorbant saturable utilisé en autosaturation, on a :

$$\begin{aligned} P_{sortie}^1 &= P_{entrée}^1 \cdot R(P_{entrée}^1) \\ P_{sortie}^0 &= P_{entrée}^0 \cdot R(P_{entrée}^0) \end{aligned} \quad (V.9)$$

avec P_{sortie}^1 et P_{sortie}^0 les puissances de sortie des symboles '1' et '0', $R(P_{entrée}^1)$ et $R(P_{entrée}^0)$ les réflectivités pour les symboles '1' et '0'.

Le facteur de transmission du bruit peut par conséquent s'écrire :

$$FTB^1 = \frac{dP_{sortie}^1}{dP_{entrée}^1} \cdot \frac{P_{entrée}^1}{P_{sortie}^1} = 1 + \frac{P_{entrée}^1}{R(P_{entrée}^1)} \cdot \frac{dR(P_{entrée}^1)}{dP_{entrée}^1} \quad (V.10)$$

Considérons que le taux d'extinction du signal soit suffisamment bon pour que $R(P_{entrée}^0)$ soit constant, la variation du contraste avec la puissance d'entrée s'écrit :

$$\frac{dC}{dP_{entrée}^1} = \frac{d}{dP_{entrée}^1} \left(\frac{R(P_{entrée}^1)}{R(P_{entrée}^0)} \right) = \frac{1}{R(P_{entrée}^0)} \frac{dR(P_{entrée}^1)}{dP_{entrée}^1} \quad (V.11)$$

Le facteur de transmission du bruit des symboles '1' devient :

$$FTB^1 = 1 + \frac{P_{entrée}^1}{C(P_{entrée}^1)} \cdot \frac{dC(P_{entrée}^1)}{dP_{entrée}^1} \quad (V.12)$$

Pour qu'il y ait réduction du bruit, il faut que le facteur de transmission du bruit soit inférieur à 1. Or la pente de l'évolution du contraste avec la puissance incidente est positive, donc FTB est toujours supérieure à 1 et il y a une dégradation du bruit d'amplitude sur les symboles '1'.

Par conséquent, non seulement ce composant est un régénérateur 2R incomplet puisqu'il ne permet pas une limitation des fluctuations sur les symboles '1', mais il conduit en outre à une dégradation des fluctuations d'intensités. Un dispositif permettant de compléter la régénération 2R du signal s'impose.

5. Solutions pour une régénération 2R complète

5.1. Propagation non linéaire

L'unique solution proposée dans la littérature à notre connaissance, consiste à réduire les fluctuations d'amplitude par élargissement spectral dans une fibre fortement non linéaire combinée à un filtrage discriminant. Cette technique a été proposée dans [9] et observée expérimentalement dans [10].

Elle consiste à élargir le spectre des impulsions par effet d'auto modulation de phase ; le déphasage non linéaire étant proportionnel à l'intensité du signal, plus l'impulsion est puissante plus son spectre est élargi. Un filtrage discriminant en sortie de la fibre fortement non linéaire, permet de discriminer plus fortement les impulsions les plus puissantes dont le spectre est plus large. Ce dispositif conduit ainsi au contrôle de l'amplitude des symboles '1'. Cette technique a permis la démonstration d'une transmission de 7600 km à 40 Gbit/s pour un taux d'erreur binaire de 5×10^{-6} .

Une variante de cette technique dont l'efficacité a été démontrée à 20 Gbit/s [11] consiste à choisir une longueur de fibre et un niveau de puissance tels que le signal est

transformé en soliton de Schrödinger dans le tronçon de fibre. La limitation de fluctuation des symboles '1' est ensuite réalisée par filtrage guidant (décrit au chapitre II). Cette technique a permis la démonstration d'une transmission sur 9000 km à 20 Gbit/s pour un taux d'erreur binaire de 6×10^{-8} .

Ces techniques offrent l'avantage de pouvoir fonctionner à très haut débit (temps de réponse de l'effet Kerr de l'ordre de la femtoseconde). Elle impose cependant de travailler à des niveaux de puissance élevés dans la fibre (typiquement 15 dBm moyen par canal à 40 Gbit/s) pour créer suffisamment d'effets non linéaires. L'élargissement spectral du signal rend d'autre part impossible l'utilisation d'un même tronçon de fibre fortement non linéaire pour deux canaux adjacents, ceci multiplie le nombre de tronçons de fibres nécessaires.

5.2. SOA comme limiteur de gain

5.2.1. Principe

La solution choisie au cours de ces travaux de thèse consiste à employer un amplificateur optique à semi-conducteurs (SOA) utilisé comme amplificateur limiteur. L'idée d'utiliser un absorbant saturable (AS) en combinaison avec un SOA a été proposée par [12]. Mais la problématique de ce papier, n'est pas la régénération. L'objectif était de limiter, grâce à l'absorbant saturable, l'émission spontanée amplifiée générée par le SOA utilisé en amplificateur de ligne.

Le principe de régénération à base de saturation d'absorption et de gain a été proposée par [13] dans lequel une étude numérique montre l'efficacité du dispositif à réduire les variances des densités de probabilité de puissance des symboles. Dans cette étude, la saturation de l'absorption est obtenue par l'utilisation d'un modulateur à électro-absorption (MEA).

Le principe de limitation des fluctuations d'amplitude est de saturer le gain du SOA par les impulsions ; les impulsions les plus puissantes voient moins de gain que les impulsions les moins puissantes ce qui tend à ramener tous les symboles à la même puissance. La Figure V.12 schématise les deux fonctions complémentaires des composants : la réflectivité de l'AS (a), le gain du SOA (b) et la fonction globale du dispositif (c). L'AS améliore le taux d'extinction et le SOA limite les fluctuations d'amplitude des symboles '1'. La fonction globale du dispositif présente la forme nécessaire à une régénération 2R en autosaturation comme nous l'avons présenté au chapitre II.

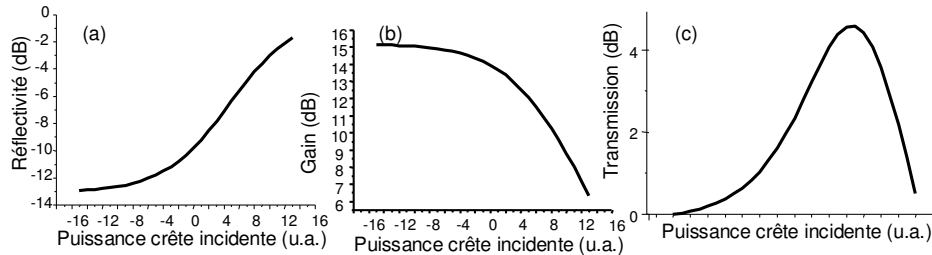


Figure V.12 : Réflectivité de l'AS (a), Gain du SOA (b) et fonction de transmission globale du dispositif (c).

Compte tenu du fait que la pente de la fonction de transmission de l'absorbant saturable dépend de la longueur d'onde (paragraphe 4.1), nous pouvons supposer que la puissance incidente sur le SOA devra être ajustée à chaque longueur d'onde pour que sa pente compense celle de l'absorbant saturable.

Le principal avantage de cette technique est qu'elle est entièrement intégrable. Aussi, un seul dispositif pourrait permettre la régénération de plusieurs canaux

simultanément. L'absorbant saturable pourrait traiter simultanément plusieurs canaux démultiplexés spatialement. Ensuite chaque canal pourrait être injecté sur un SOA individuel. Le savoir faire en terme d'intégration photonique a montré la possibilité d'intégrer les SOA en un peigne de plusieurs SOA [14] (32 dans la référence citée). Le dispositif comporterait ainsi une seule entrée et une seule sortie et pourrait constituer un régénérateur WDM simple à bas coût.

La Figure V.13 schématise un fonctionnement possible en configuration multiplexée en longueur d'onde. Le signal multiplexé en longueur d'onde (DWDM) est injecté sur un circulateur optique. Un démultiplexeur (MUX/ DEMUX) permet de séparer les longueurs d'onde spatialement pour être injectées sur l'AS. Le signal réfléchi est transmis à travers le circulateur optique dans un autre démultiplexeur. Chaque canal est traité séparément dans chaque SOA du peigne de SOA avant d'être multiplexé à nouveau.

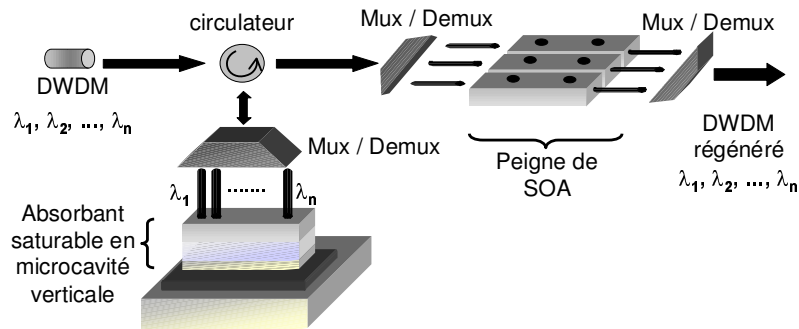


Figure V.13: Schéma d'une configuration possible de régénérateur 2R WDM à base d'AS et de SOA.

Au cours de ces travaux de thèse nous avons étudié le potentiel de ce dispositif pour la régénération 2R. Le dispositif considéré est constitué de composants discrets.

5.2.2. Configurations

Différentes configurations ont été considérées pendant ces travaux de thèse. L'absorbant saturable peut précéder le SOA ou inversement.

La première configuration consiste à cascader le SOA puis l'absorbant saturable comme le montre la Figure V.14. Cette configuration peut être intéressante dans la mesure où le SOA, en plus de jouer le rôle de limiteur de puissance, peut jouer le rôle d'amplificateur, ce qui permettrait d'obtenir en sortie du SOA une puissance suffisante pour attaquer directement l'absorbant saturable sans avoir à insérer un amplificateur intermédiaire. D'autre part, la puissance requise pour saturer le gain du SOA et donc la puissance d'entrée du régénérateur, est faible (typiquement -10 dBm). Il s'est avéré par la suite qu'il est nécessaire d'insérer un amplificateur optique à fibre entre le SOA et l'absorbant saturable. C'est historiquement la première solution qui a été adoptée au cours de ces travaux.

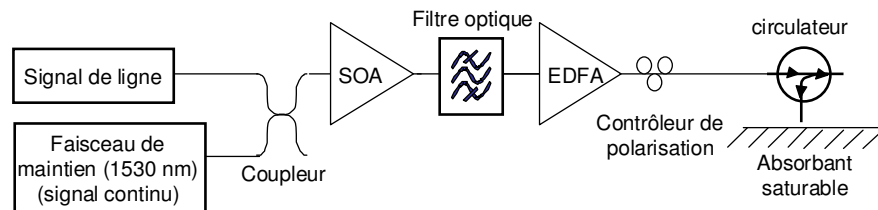


Figure V.14 : Montage de la première configuration (SOA puis AS).

La deuxième configuration consiste à cascader l'absorbant saturable puis le SOA. Cette configuration nécessite une puissance plus importante en entrée du régénérateur

mais permet de cascader l'absorbant saturable et le SOA directement. Cette configuration est potentiellement beaucoup plus compacte que la deuxième. Elle a été considérée dans un deuxième temps au cours de ces travaux.

5.2.3. Le SOA utilisé

Le SOA utilisé pendant ces travaux est fourni par le CIP (Center for Integrated Photonics); les données spécifiées du composant utilisé, indiquent un temps de recombinaison du gain en $1/e$ de 80 ps pour un courant de polarisation de 200 mA. L'utilisation d'un faisceau de maintien permet cependant d'accélérer le temps de recombinaison du gain [15]. Nous ne disposons pas à l'heure actuelle du banc de mesure adéquate pour mesurer avec précision le temps de recombinaison du gain dans les conditions d'utilisation expérimentale.

Des mesures en pompe sonde ont cependant été réalisées avec un signal RZ modulé à 40 Gbit/s dont la largeur des impulsions est de 12 ps. La compression du gain est observée à l'aide d'un oscilloscope à échantillonnage de bande passante de 50 GHz et d'une photodiode de bande passante 50 GHz. Nous avons mesuré un temps de recombinaison du gain à mi-hauteur de 20 ps pour une compression de gain de 2 dB et une puissance de faisceau de maintien de 2 dBm. La compression rapide du gain n'est cependant pas résolue par la photodiode et cette mesure n'est pas précise (il est impossible de connaître le niveau de récupération de 3 dB du gain). Cette mesure est cependant une borne supérieure de ce que peut être le temps de recombinaison du gain dans ces conditions d'utilisation.

6. Conclusion de la caractérisation de l'absorbant saturable en microcavité

Dans cette première partie, nous avons exposé les principales caractéristiques d'un absorbant saturable en microcavité verticale pour la régénération optique du signal. Compte tenu des options choisies au cours du projet de recherche ASTERIX, seul le composant 2 a été considéré dans la suite des travaux.

Nous avons montré qu'il contribue à la régénération par l'amélioration du taux d'extinction. L'amélioration du taux d'extinction à la traversée du composant 2 peut atteindre 7 dB pour un signal des télécommunications (facteur de remplissage de l'impulsions dans son temps bit de $\frac{1}{2}$, et équiprobabilité des symboles '1' et '0').

Nous avons également montré que ce composant a du potentiel pour la régénération WDM grâce à sa large bande passante (10 nm pour une réflectivité de 3 dB supérieure au minimum de réflectivité pour le composant 2).

Quelques spécificités de l'utilisation de ce composant avec des signaux de télécommunications sont examinées. Les effets thermiques notamment induisent une chute du contraste, le maximum de contraste se situant à la puissance où les effets thermiques apparaissent.

Par ailleurs nous avons montré que ce composant est incomplet pour une régénération 2R, car le facteur de transmission du bruit sur les symboles '1' est supérieur à 1. Nous avons exposé la solution proposée dans la littérature à base de fibre non linéaire et de filtrage discriminant. Une solution originale à base d'un absorbant saturable en microcavité verticale et d'un amplificateur optique à semiconducteur a finalement été proposée. La fonction de transmission du SOA utilisé en automodulation est complémentaire de celle de l'absorbant saturable et l'ensemble pourrait former un régénérateur 2R complet. C'est ce que nous nous efforçons d'analyser dans la suite du manuscrit à travers une étude numérique.

II. Etude numérique

Nous présentons dans cette partie, une étude numérique d'une cascade de régénérateurs 2R à base d'absorbant saturable et de SOA. Cette étude a pour objectif de mieux comprendre les phénomènes en jeu tel que l'impact des temps de réponse des composants, du couplage phase amplitude dans le SOA, ou encore de la présence d'émission spontanée amplifiée dans la liaison.

Cette étude a été réalisée à l'aide du logiciel Optisystem. Les modèles mis en place pour l'absorbant saturable et le SOA sont tout d'abord présentés, avant d'aborder les résultats de l'étude.

1. Description du modèle

1.1. Modèle du SOA : modèle de Saleh

Le modèle de SOA proposé par A.A.M.Saleh [16] permet, à partir d'un certain de nombre d'hypothèses, d'obtenir un modèle simple tenant compte de la saturation du gain et du temps de réponse du SOA. La variante du modèle de Saleh présentée ici et celle qui s'adapte à un SOA dont le gain est saturé et traversé par un seul canal. Ce modèle est valable pour une compression de gain pouvant aller jusqu'à une compression de l'ordre de 5 dB ($P \sim 3 P_{sat}$). Nous détaillons ce modèle dans l'annexe 2 et ne présentons ici que l'expression finale du champ en sortie du SOA. Elle s'écrit :

$$E_{sortie}(t) = E_{entrée}(t) \times \exp\left(\bar{G} \cdot \frac{1+j\alpha}{2}\right) \times \exp\left(-\frac{1+j\alpha}{2} \cdot h(t) \otimes \frac{(P_{entrée}(t) - \bar{P}_{entrée}) \cdot \left[\exp\left(\bar{G} \cdot \frac{1+j\alpha}{2}\right)\right]}{\Gamma \cdot P_{sat}} \ln 2\right) \quad (V.13)$$

avec $E_{entrée}(t)$ le champ en entrée du SOA, $P_{entrée}(t)$ la puissance moyenne d'entrée, P_{sat} la puissance de saturation du SOA, Γ le facteur de confinement, \bar{G} le gain moyen défini par :

$$\bar{G} = \frac{G_0}{1 + \frac{\bar{P}}{P_{sat}}} \quad (V.14)$$

avec \bar{P} la puissance moyenne du signal incident.

et $h(t)$ la réponse impulsionnelle d'un filtre passe-bas de constante de temps τ_c . Elle s'écrit :

$$h(t) = \frac{\exp\left(-\frac{t}{\tau_c}\right)}{\tau_c}, t \geq 0, 0 \text{ sinon} \quad (V.15)$$

La constante de temps du filtre correspond au temps de recombinaison du gain du SOA.

α_H le facteur de Henry, égal à 5 dans cette étude.

Nous avons ajusté les paramètres G_0 et P_{sat} afin que l'évolution du gain soit proche de l'expérience. La Figure V.15 représente l'évolution expérimentale et théorique du gain statique en fonction de la puissance incidente.

La courbe expérimentale a été obtenue avec un signal centré à 1550 nm et avec un faisceau de maintien centré à 1530 nm et de puissance moyenne -3 dBm.

La courbe théorique est obtenue pour une puissance de saturation de 10 mW et un gain petit signal de 20 dB. La puissance de saturation peut paraître élevée ; cependant la présence d'un faisceau de maintien tend à augmenter la puissance de saturation.

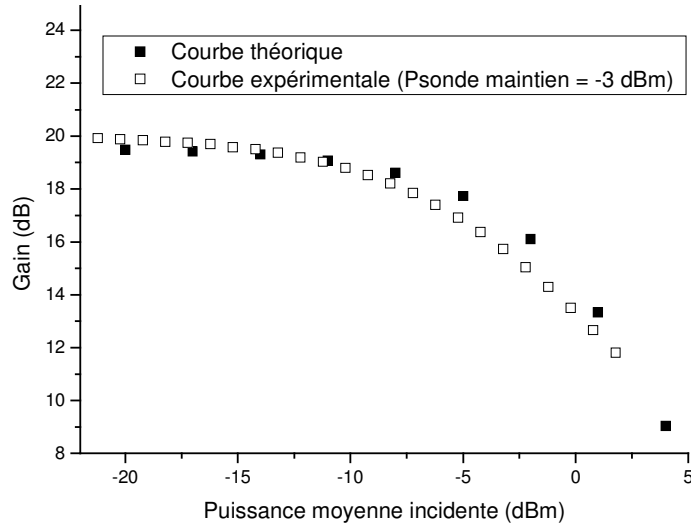


Figure V.15 : Gain statique numérique et expérimental du SOA.

Les courbes expérimentales et théoriques en régime statique sont proches. Afin d'étudier le régime dynamique, nous injectons dans le SOA un signal impulsionnel très court (plus de 10 fois plus court que la constante de temps du SOA), et nous observons l'évolution du gain du SOA. Les impulsions sont des impulsions gaussiennes de largeur à mi-hauteur 1 ps et la constante de temps du SOA est de 15 ps.

La Figure V.16 représente l'évolution du gain pour une compression de 1 dB et de 3,5 dB. Le temps nécessaire à retrouver $\Delta G / \exp(1)$ est de 17 ps pour 1 dB de compression et 20 ps pour une compression de 3,5 dB ce qui est de l'ordre de grandeur de la constante de temps du SOA.

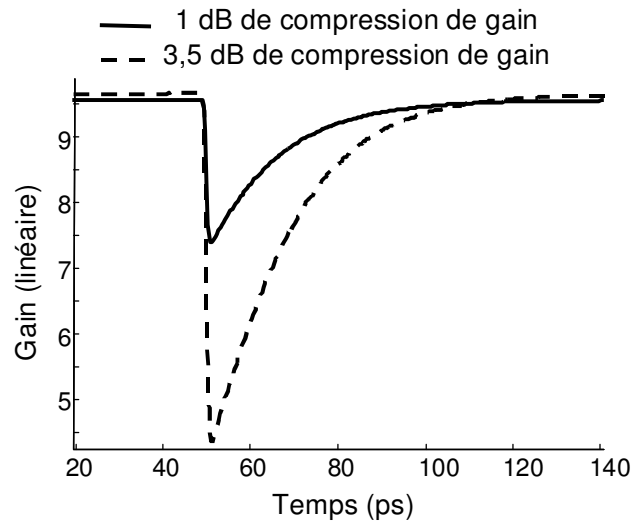


Figure V.16 : Réponse impulsionnelle du SOA pour une compression de gain de 1 et 3,5 dB.

Le modèle nous paraît donc adéquat pour modéliser la saturation du gain dans un SOA dont le temps de recombinaison du gain n'est pas négligeable devant la durée des impulsions. Nous décrivons ensuite le modèle de l'absorbant saturable.

1.2. Modèle de l'Absorbant saturable issu du modèle de Saleh

Pour modéliser l'absorbant saturable nous proposons une adaptation du modèle de Saleh à l'absorbant saturable, en remplaçant le gain du SOA par un terme d'absorption petit signal A . Nous reprenons les équations du modèle de Saleh détaillées dans l'annexe 2.

L'expression du champ de sortie s'écrit :

$$E_{\text{sortie}}(t) = E_{\text{entrée}}(t) \cdot \exp\left(-\frac{A}{2}\right) \cdot \exp\left(\frac{1}{2} h(t) \otimes \frac{P_{\text{entrée}}(t)}{P_{\text{sat}}} \exp\left(-\frac{A}{2}\right)\right) \quad (V.16)$$

Afin de s'assurer que ce modèle est représentatif du comportement de l'absorbant saturable, nous traçons dans un premier temps l'évolution du contraste avec la puissance moyenne incidente et nous la comparons à la mesure expérimentale effectuée sur le composant 2 à la longueur d'onde de résonance.

Pour ceci nous utilisons le module d'émission d'Optisystem pour la réalisation d'un signal RZ à 10 Gbit/s (paragraphe II.2.1.1 du chapitre III), nous faisons ensuite varier la puissance de ce signal à l'aide d'un atténuateur variable, puis nous insérons une fonction d'absorbant saturable qui permet de calculer le champ en sortie du composant selon le modèle proposé ci-dessus. Nous calculons ensuite l'évolution du contraste en fonction de la puissance incidente.

La Figure V.17 représente le résultat de l'interpolation de la courbe expérimentale de l'évolution du contraste en fonction de la puissance moyenne incidente

(pour un rapport $\frac{P_{\text{sat}}}{\exp\left(-\frac{A}{2}\right)}$ de 5,2 mW, sans prendre en considération l'absorption faible

signal et pour une constante de temps de 5 ps).

Nous remarquons sur cette figure que le modèle numérique est représentatif du comportement du composant pour une puissance inférieure à celle où les effets thermiques apparaissent.

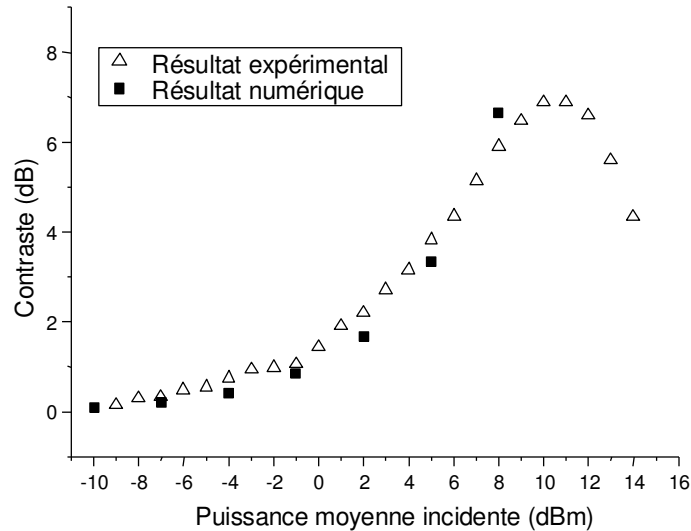


Figure V.17 : Evolution expérimentale et numérique du contraste avec la puissance moyenne du composant 2 à la longueur d'onde de résonance.

Nous nous assurons ensuite que le modèle est cohérent en régime dynamique en calculant la réponse du composant à une impulsion très courte. De la même manière que pour le SOA, nous injectons dans l'absorbant saturable un signal impulsionnel court (à l'échelle de la constante de temps du composant) et nous observons l'évolution de la réflectivité. Des impulsions gaussiennes de largeur à mi-hauteur 0,5 ps sont utilisées ainsi qu'une constante de temps de 5 ps. Ceci rend compte du temps de recombinaison des porteurs, de manière analogue à la mesure expérimentale en pompe sonde réalisée avec des impulsions très courtes [6]. La Figure V.18 représente l'évolution temporelle de la réflectivité pour différentes valeurs de contrastes (1 et 2 dB).

Dans chaque cas, nous calculons le temps de récupération de $\Delta R / \exp(1)$, ΔR la variation de la réflectivité. Ce temps est sensiblement égal à la constante de temps de 5 ps que nous avons choisi pour le composant (et qui est représentative du temps mesuré par les partenaires du projet ASTERIX pour ce composant).

Nous considérons donc que le modèle de l'absorbant saturable issu du modèle de Saleh est représentatif du comportement statique et dynamique du composant. Nous allons pouvoir utiliser les deux modèles proposés pour étudier la cascade de régénérateurs 2R du dispositif proposé.

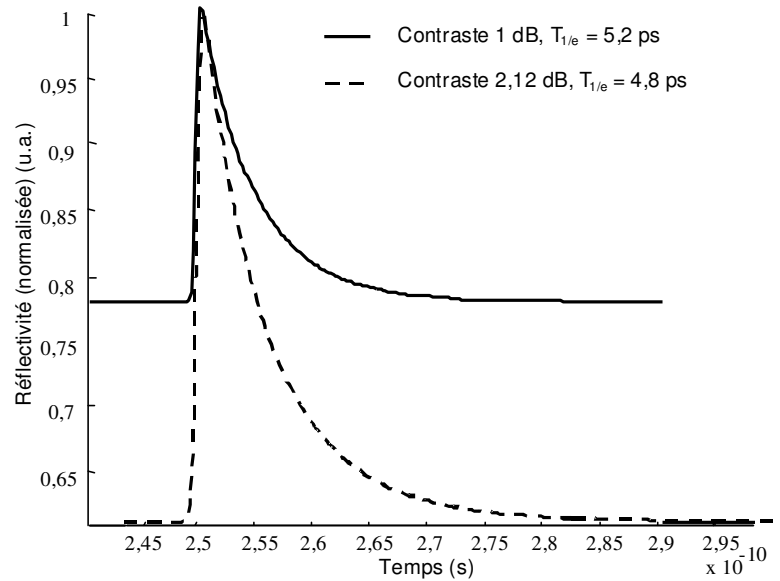


Figure V.18 : Réponse impulsionnelle de l'AS pour un contraste de 1 et 2 dB.

Nous décrivons dans le paragraphe suivant les critères de caractérisation utilisés pour cette analyse numérique.

1.3. Paramètres de caractérisation du diagramme de l'œil

Comme nous l'avons vu au chapitre III, il n'est pas possible d'estimer le taux d'erreur binaire correctement avec le logiciel Optisystem en présence de régénérateurs, car le calcul du taux d'erreur binaire est effectué à partir de l'approximation gaussienne des densités de probabilité de puissance des symboles.

Comme nous l'avons également vu, le modèle, présenté au chapitre III, de calcul des densités de probabilité de puissance des symboles en présence de portes non linéaires, ne prend pas en compte les considérations temporelles ; il n'est donc pas adapté à cette étude.

Par conséquent l'étude a été effectuée sur le diagramme de l'œil. L'observation de celui-ci permet en effet d'obtenir une estimation qualitative du signal, et en particulier des définitions statistiques de l'ouverture du diagramme de l'œil en amplitude et en temps. Nous calculons dans chaque cas le facteur de qualité en amplitude et le facteur de qualité temporel, définis au paragraphe III.3. du chapitre I et dont nous rappelons les expressions :

$$Qa = \frac{V_1 - V_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad (V.17)$$

$$\text{et } Qt = \frac{T_D - T_M}{\sigma_{TD} + \sigma_{TM}} \quad (V.18)$$

Nous avons cependant montré au chapitre III que l'observation du diagramme de l'œil est limitée en présence de régénérateurs, car dans ce cas, le diagramme de l'œil peut-être très ouvert, même si la séquence binaire n'est pas transmise correctement. Les facteurs de qualité précisés dans cette étude n'indiqueront rien concernant le taux d'erreur binaire.

Nous débuterons cette étude à 10 Gbit/s avant de considérer le cas d'un débit de 40 Gbit/s. Nous étudions une cascade du dispositif 2R avec et sans émission spontanée amplifiée.

Les modules d'émission et de réception à 10 et 40 Gbit/s réalisés sur le logiciel Optisystem, présentés au chapitre III sont utilisés. Les fonctions de modélisation de l'absorbant saturable et du SOA sont insérées dans la liaison. La puissance devant chaque composant est ajustable, ainsi que leur temps de réponse. Un élément de boucle permet de cascader le dispositif. La Figure V.19 schématise la cascade considérée. Dans le cas où du bruit d'émission spontanée amplifiée est inséré, les lignes de transmission 'Tout Erbium' à 10 Gbit/s ou 'Hybride' à 40 Gbit/s (introduites au chapitre III) sont insérées dans la cascade.

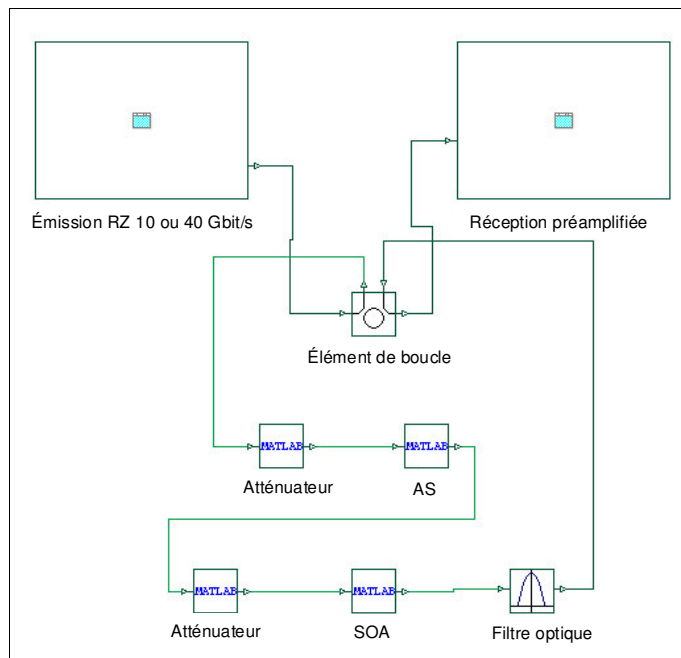


Figure V.19 : Schéma de la modélisation d'une cascade d'absorbants saturables et de SOA.

2. Etude à 10 Gbit/s

2.1. Cascade d'un absorbant saturable et d'un SOA sans bruit ajouté à 10 Gbit/s

Tout au long de l'étude, nous utiliserons deux bandes passantes : une bande passante d'observation, grande devant le débit (de l'ordre de 5 fois le débit), pour observer le diagramme de l'œil ; et une bande passante de réception, de l'ordre de 1,25 fois le débit, pour le calcul du facteur de qualité.

Dans un premier temps, nous nous attachons à étudier la cascabilité du dispositif à 10 Gbit/s sans ajout de bruit d'intensité (émission spontanée amplifiée, bruit d'intensité des lasers, bruit de réception).

2.1.1. Absorbant saturable seul

Nous considérons pour commencer une cascade d'absorbants saturables seuls.

a) Réponse instantanée de l'AS

La constante de temps est d'abord choisie très courte devant la durée des impulsions (inférieure au pas d'échantillonnage de 0,8 ps). Les paramètres de modélisation sont récapitulés dans le Tableau V.1.

τ_{AS}	< résolution numérique
$P_{in\ AS}$	3 dBm
Filtre optique	non
Nombre de bits	64
Nombre d'échantillons par bit	4096

Tableau V.1 : Paramètres de modélisation pour une cascade d'AS de réponse instantanée.

Le nombre d'échantillons par bit est choisi égal à 4096 pour définir correctement les impulsions compressées dans l'absorbant saturable et le nombre de bits est de 64 bits pour limiter le temps de calcul. La Figure V.20 représente le diagramme de l'œil après 10 cascades dans le dispositif.

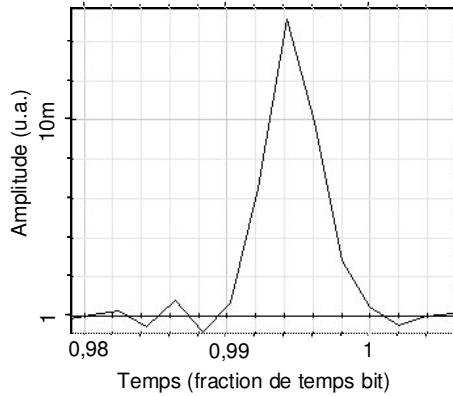


Figure V.20 : Diagramme de l'œil de 10 cascades d'AS seul, de réponse instantanée.

Nous observons des impulsions extrêmement compressées, en limite de la résolution numérique. Mais il n'y a pas de bruit d'amplitude présent, toutes les impulsions sont identiques.

b) Réponse non instantanée de l'AS

Nous considérons ensuite le cas d'une cascade d'absorbants saturables de réponse non instantanée. Nous choisissons une constante de temps de l'Absorbant Saturable de 5 ps qui est de l'ordre de grandeur de celle de composants réalisés dans le cadre du projet ASTERIX.

Les paramètres de modélisation sont récapitulés dans le Tableau V.2 :

τ_{AS}	5 ps
$P_{in\ AS}$	3 dBm
Filtre optique	non
Nombre de bits	64
Nombre d'échantillons par bit	4096

Tableau V.2 : Paramètres de modélisation pour une cascade d'AS de réponse 5ps.

La Figure V.21.a représente le cas d'une cascade de 7 absorbants saturables en considérant les paramètres du Tableau V.2. Nous constatons dans le cas d'une réponse non instantanée de l'AS, une fermeture importante du diagramme de l'œil.

Ceci s'explique par le temps de réponse de l'AS : lorsque la largeur des impulsions compressées dans l'absorbant saturable atteint l'ordre de grandeur de la

constante de temps du composant, ceci crée un effet de séquence (patterning). Il peut paraître surprenant qu'il y ait un effet de séquence pour une constante de temps de 5 ps et un temps bit de 100 ps, cependant, lorsque la largeur de l'impulsion est de l'ordre de grandeur du temps de réponse du composant, ceci crée un léger bruit d'intensité, qui est ensuite amplifié aux passages suivants dans l'absorbant saturable car le taux d'extinction des impulsions les moins puissantes est moins important en sortie du passage suivant dans l'absorbant saturable que celui des impulsions les plus puissantes ; ce phénomène s'amplifie de tour en tour et finit par créer des variations importantes de l'intensité.

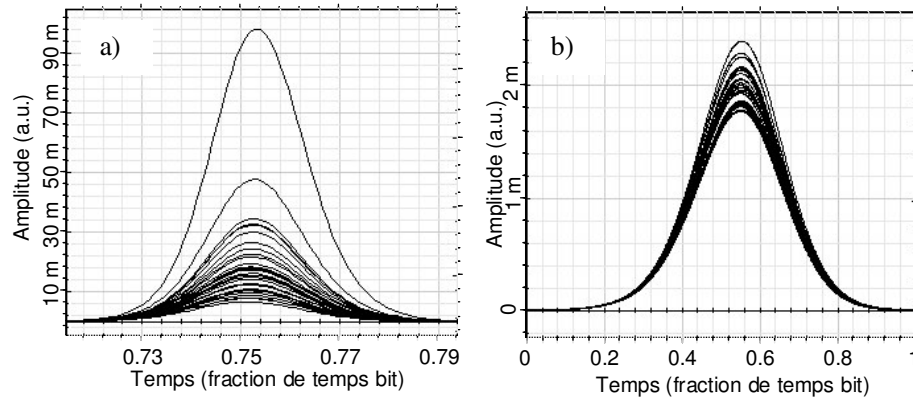


Figure V.21 : Diagrammes de l'œil d'une cascade de 7 AS de réponse 5 ps sans filtre (a) et avec un filtre de bande optique à 3 dB de 0,22 nm (b).

Nous plaçons ensuite un filtre optique, celui-ci pourrait en effet permettre de limiter l'élargissement spectral et donc la compression temporelle. La bande passante à 3 dB du filtre optique gaussien est de 0,22 nm (correspondant à une largeur temporelle de 16 ps en limite de Fourier). Les autres paramètres de simulation sont ceux du Tableau V.2. La Figure V.21.b représente le diagramme de l'œil obtenu après 7 cascades.

Même si le filtre permet effectivement de réduire les fluctuations d'amplitude, elles sont toujours présentes. D'autres largeurs de filtres ont été testées sans plus de résultats concluants. Le filtre seul s'avère insuffisant pour limiter les fluctuations d'amplitude. Nous supposons que les phénomènes de compression temporelle dans l'absorbant saturable et de limitation d'élargissement spectral dans le filtre, ne convergent pas vers un système stable ; et du bruit d'amplitude est créé.

Dans la technique de régénération présentée au paragraphe I.5.1 de ce chapitre et utilisée dans [17], la présence du filtre suffit à maintenir un diagramme de l'œil ouvert après plusieurs dizaines de cascades dans le dispositif. Il y a cependant dans cette technique, en plus du miroir non linéaire et du filtre optique, un tronçon de fibre. Le signal en entrée du tronçon de fibre est suffisamment puissant pour générer de l'effet Kerr; l'élargissement spectral lié au passage dans la fibre non linéaire suivi du filtrage discriminant constitue en soi un limiteur de puissance. C'est grâce à ce limiteur de puissance que le dispositif peut être cascadié plusieurs dizaines de fois, mais le filtrage seul ne suffit pas.

Nous proposons dans ces travaux de thèse, de compléter la fonction du miroir non linéaire par un amplificateur optique à semiconducteur (SOA).

2.1.2. Absorbant saturable suivi d'un SOA

Un SOA, utilisé comme limiteur de puissance, est ajouté au dispositif. Le couplage phase amplitude dans le SOA est dans un premier temps négligé. Comme nous l'avons vu, l'absorbant saturable conduit à une compression temporelle des impulsions ; pour la limiter, nous plaçons un filtre optique derrière le SOA.

a) Réponse instantanée du SOA

La constante de temps est d'abord choisie très courte devant la durée des impulsions (inférieure au pas d'échantillonnage de 0,8 ps). Il n'y a pas de bruit d'émission spontanée amplifiée, introduit dans la cascade. Les paramètres de simulation sont récapitulés dans le Tableau V.3.

τ_{AS}	5 ps
$P_{in_{AS}}$	3 dBm
τ_{SOA}	< pas d'échantillonnage
$P_{in_{SOA}}$	-8 dBm
Filtre	0,5 nm
Bande passante d'observation	50 GHz
Nombre de bits	512
Nombre d'échantillons par bit	128

Tableau V.3 : Paramètres de modélisation pour une cascade d'AS de réponse 5 ps et de SOA de réponse instantanée.

La Figure V.22 représente le diagramme de l'œil obtenu après 20 cascades dans le dispositif. Le diagramme de l'œil ne présente cette fois-ci plus de fluctuations d'amplitude. Le SOA joue donc bien son rôle de limiteur de puissance dynamique.

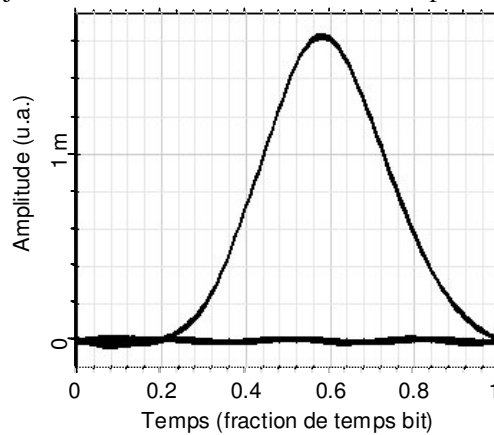


Figure V.22 : Diagramme de l'œil après 20 cascades pour un SOA de réponse instantanée et un AS de réponse 5 ps.

b) Réponse non instantanée du SOA

La constante de temps du SOA est ensuite choisie de 15 ps ce qui est réaliste, compte tenu des SOA dont nous disposons expérimentalement et de l'utilisation d'un faisceau de maintien pour accélérer le temps de recombinaison du gain.

Les paramètres de modélisation sont, après optimisation de la puissance incidente sur le SOA et de la largeur du filtre optique, reportés sur le Tableau V.4.

τ_{AS}	5 ps
$P_{in_{AS}}$	3 dBm
τ_{SOA}	15 ps
$P_{in_{SOA}}$	-4 dBm
α_H	0
Filtre	0,25 nm
Bande passante d'observation	50 GHz
Nombre de bits	512
Nombre d'échantillons par bit	128

Tableau V.4 : Paramètres de modélisation pour une cascade d'AS de réponse 5 ps et de SOA de réponse 15 ps.

La Figure V.23 présente le diagramme de l'œil obtenu après 20 cascades pour les paramètres du Tableau V.4.

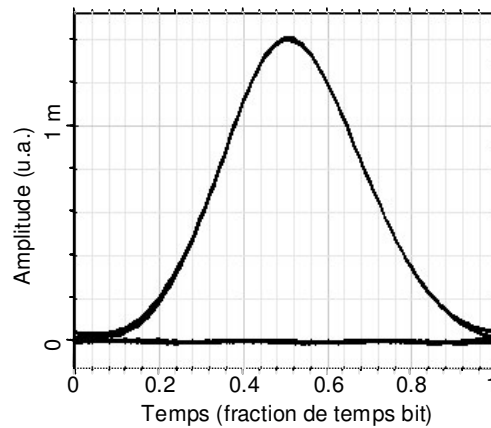


Figure V.23 : Diagrammes de l'œil d'une cascade de 20 régénérateurs pour une réponse de l'AS de 5 ps, une réponse du SOA de 15 ps et un filtre de bande optique à 3 dB de 0,25 nm.

Dans ce paragraphe, nous avons obtenu un diagramme de l'œil ouvert après 20 cascades dans le dispositif pour une constante de temps de 5 ps sur l'AS et de 15 ps sur le SOA et un filtre de 0,25 nm. Le dispositif ne semble pas être limité par ces constantes de temps pour un fonctionnement à 10 Gbit/s. Jusqu'à maintenant cependant, le couplage phase amplitude a été négligé, nous étudions son influence dans le paragraphe suivant.

2.1.3. Prise en considération du chirp du SOA

Les paramètres utilisés sont ceux du Tableau V.13, mais avec un facteur de Henry de 5. Le diagramme de l'œil de la Figure V.24 est celui obtenu après 5 cascades. Le point de fonctionnement n'est manifestement pas le même dans le cas avec et sans chirp. Il doit être optimisé. La présence de plusieurs lobes sur le spectre du signal en présence d'un fort couplage phase amplitude [20] est certainement à l'origine de la dégradation du diagramme de l'œil de la Figure V.24.

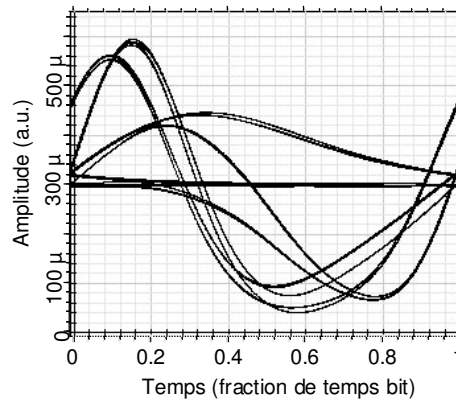


Figure V.24 : Diagramme de l'œil obtenu après 5 tours pour les paramètres du Tableau V.13.

La Figure V.25.a représente le diagramme de l'œil obtenu après 20 tours, après optimisation des paramètres du régénérateur récapitulés dans le Tableau V.5. Pour limiter l'élargissement spectral lié au chirp du SOA, nous abaissons la puissance incidente du SOA.

τ_{AS}	5 ps
$P_{in_{AS}}$	+3 dBm
τ_{SOA}	15 ps
α_H	5
$P_{in_{SOA}}$	-13 dBm
Filtre	0,25 nm
Bande passante d'observation	50 GHz
Nombre de bits	512
Nombre d'échantillons par bit	128

Tableau V.5 : Paramètres de modélisation avec couplage phase amplitude après optimisation des paramètres de puissance.

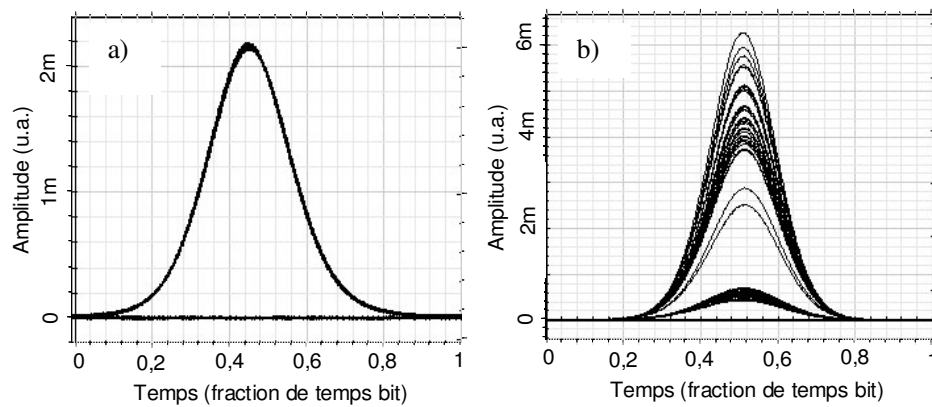


Figure V.25 : Diagramme de l'œil après 20 cascades d'un dispositif comportant un AS de réponse 5 ps et d'un SOA de réponse 15 ps, de facteur de Henry 5 et d'un filtre optique de 0,25 nm (a). Diagramme de l'œil après 10 cascades en négligeant le couplage phase amplitude mais en gardant les mêmes paramètres de puissance (b).

Le diagramme de l'œil est très ouvert sur la Figure V.25.a, le couplage phase amplitude ne semble, par conséquent, pas être un facteur limitant à 10 Gbit/s sur la cascade de régénérateurs (les effets de propagation ne sont cependant pas pris en considération ici).

Pour cette puissance sur le SOA, en négligeant le couplage phase amplitude, le diagramme de l'œil se ferme, car la compression du gain est trop faible pour limiter les fluctuations d'intensité liées à l'absorbant saturable. Il peut paraître alors surprenant qu'en présence de chirp, ce jeu de paramètres convienne. En présence de chirp, cependant, le rôle du SOA associé à un filtre optique est double. En effet, le couplage phase amplitude du SOA conduit à un élargissement spectral du signal. Les impulsions les plus puissantes sont plus élargies spectralement (car le déphasage des composantes spectrales est proportionnel à la compression du gain du SOA). Il se produit alors le même effet limiteur de puissance que dans la solution proposée dans [17] à base d'effet Kerr dans une fibre optique et de filtrage discriminant. Aussi, grâce à la présence du chirp dans le SOA, le dispositif peut fonctionner avec une compression de gain plus faible.

Le SOA associé à un filtrage discriminant, complète le rôle de limiteur de gain du SOA, par l'effet d'élargissement spectral lié au couplage phase amplitude suivi d'un filtrage discriminant ; cet effet contribue à limiter la puissance des symboles '1'.

Nous ajoutons ensuite du bruit d'émission spontanée amplifiée dans la cascade de dispositifs et étudions son impact.

2.2. Cascade d'un absorbant saturable et d'un SOA avec bruit d'émission spontanée amplifiée dans la liaison

Nous considérons la ligne de transmission dite 'Tout Erbium à 10 Gbit/s' présentée au chapitre III et nous insérons en sortie de ligne le régénérateur. Un élément de boucle permet de cascader le dispositif dans la ligne de transmission.

Cette étude a un but qualitatif de compréhension de la transformation du signal dans le dispositif considéré ; aussi aucune comparaison quantitative ne sera effectuée avec les résultats expérimentaux. Cependant, nous nous plaçons, par rapport à l'accumulation de bruit d'émission spontanée amplifiée, dans des conditions proches de l'expérience pour que la dégradation du signal en entrée du dispositif soit réaliste.

La bande passante du récepteur est cette fois-ci choisie de 12,5 GHz afin de pouvoir comparer les facteurs de qualité.

2.2.1. Comparaison avec le cas sans bruit

Nous reprenons le point de fonctionnement qui semblait permettre une stabilisation du diagramme de l'œil dans le cas sans bruit ajouté à 10 Gbit/s. Le couplage phase amplitude du SOA est négligé dans un premier temps. Les paramètres de simulation du régénérateur et de la ligne sont reportés dans le Tableau V.6.

τ_{AS}	5 ps
Pin_{AS}	+3 dBm
τ_{SOA}	15 ps
α_H	0
Pin_{SOA}	-4 dBm
Filtre	0,25 nm
Bande passante de réception	12,5 GHz
Nombre de bits	512
Nombre d'échantillons par bit	128
Facteur de bruit de ligne	10,5 dB

Tableau V.6 : Paramètres de modélisation du régénérateur pour une cascade de régénérateurs à 10 Gbit/s avec bruit d'émission spontanée amplifiée.

La Figure V.26 représente le diagramme de l'œil obtenu après 20 cascades sans régénérateur (a) et avec régénérateur (b).

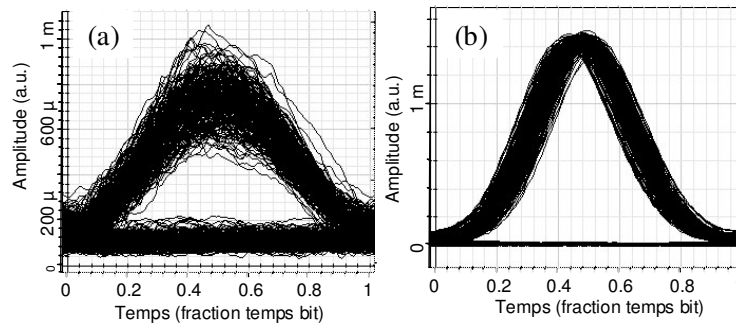


Figure V.26 : Diagramme de l'œil du signal après 20 cascades sans (a) et avec régénérateur (b) en présence de bruit d'émission spontanée amplifiée.

Les paramètres de caractérisation des 2 diagrammes de l'œil sont récapitulés dans le Tableau V.7.

	Sans régénérateur	Avec régénérateur
Qa	5,3	35,1
Qt	7,1	7,7

Tableau V.7 : Paramètres de caractérisation des diagrammes de l'œil en présence d'ESA.

Le régénérateur permet bien d'ouvrir le diagramme de l'œil en amplitude puisque le facteur de qualité en amplitude passe de 5,3 à 35,1 avec l'introduction du dispositif. L'ouverture temporelle par contre est similaire avec et sans régénérateur (facteur de qualité temporel compris entre 7 et 8), le régénérateur n'ajoute donc pas de gigue temporelle. Le régénérateur 2R joue donc bien son rôle de stabilisation d'amplitude.

Par contre, si nous comparons le diagramme de l'œil de la Figure V.26.b avec celui de la Figure V.23.a du cas sans bruit, nous constatons que la présence d'émission spontanée amplifiée crée de la gigue temporelle sur le signal régénéré. Ce phénomène sera abordé plus largement au chapitre VI.

Nous verrons que la fermeture temporelle n'est pas liée au même phénomène dans le cas d'un signal régénéré ou non. Nous pouvons déjà observer ici la Figure V.27 qui représente les diagrammes de l'œil sans (a) et avec (b) régénérateur en considérant un nombre de bits plus faible que pour la Figure V.26. La figure (a) met en évidence la variation des fronts montants et descendants liée au bruit d'émission spontanée

amplifiée. La figure (b), montre que dans le cas régénéré, les fronts montants et descendants semblent sensiblement les mêmes d'une impulsion à l'autre mais ils sont décalés temporellement. Ce schéma met en évidence le fait que la gigue temporelle du signal régénéré est également à l'origine d'une fermeture en amplitude du diagramme de l'œil.

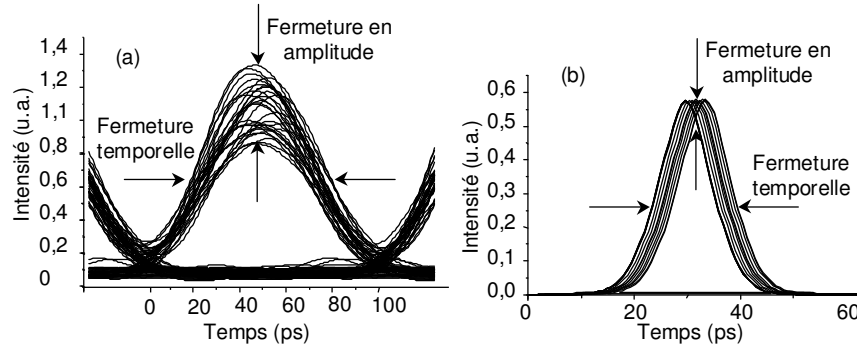


Figure V.27 : Schéma d'un diagramme de l'œil en présence de bruit d'émission spontanée amplifiée sans (a), et avec régénérateur (b).

La présence d'émission spontanée amplifiée introduit une gigue temporelle sur le signal régénéré. Nous étudions dans le paragraphe suivant, l'influence de la dégradation du signal devant le régénérateur.

2.2.2. Impact du bruit de ligne

En faisant varier le facteur de bruit (NF pour Noise Figure) des amplificateurs de ligne, nous pouvons faire varier l'accumulation de bruit d'émission spontanée amplifiée et donc la dégradation du signal en entrée du régénérateur. Les trois cas considérés sont récapitulés dans le Tableau V.8.

Cas 1	NF = 9,5 dB	$TEB_{20 \text{ tours}} = 1 \times 10^{-10}$	Qa = 6,3	Qt = 9,1
Cas 2	NF = 10,5 dB	$TEB_{20 \text{ tours}} = 5 \times 10^{-8}$	Qa = 5,3	Qt = 7,1
Cas 3	NF = 11,5 dB	$TEB_{20 \text{ tours}} = 5 \times 10^{-6}$	Qa = 4,3	Qt = 6,7

Tableau V.8 : Paramètres de modélisation des différentes lignes considérées.

Les diagrammes de l'œil obtenus sans et avec régénérateur sont reportés sur la Figure V.28; les paramètres du régénérateur sont les mêmes que précédemment (Tableau V.8).

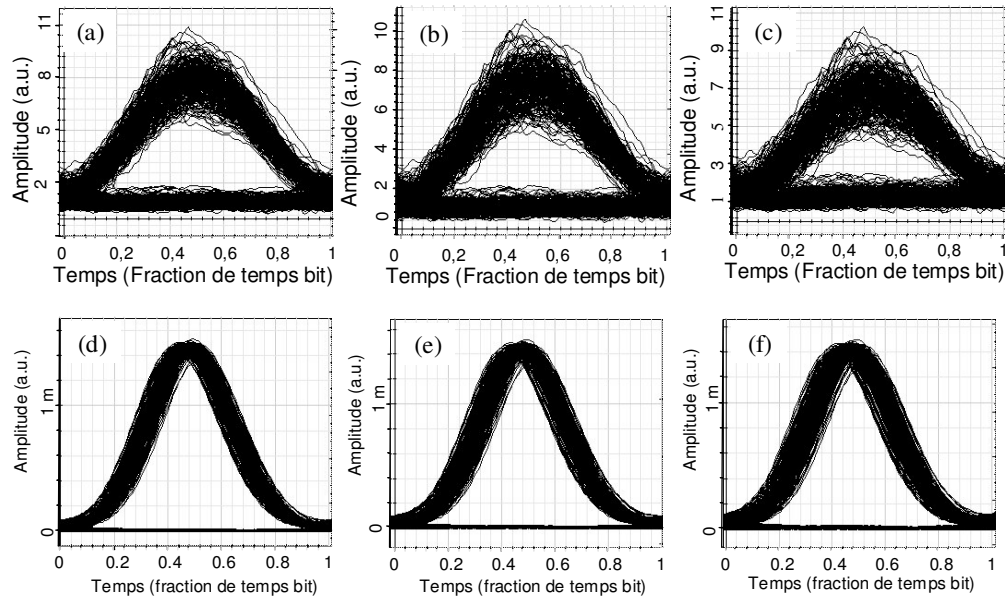


Figure V.28 : Diagrammes de l'œil après 20 tours, sans régénérateur dans les cas 1 (a), 2 (b) et 3 (c) et avec régénérateur dans les cas 1 (d), 2 (e) et 3 (f).

Nous récapitulons dans le Tableau V.9 les différentes caractérisations du diagramme de l'œil régénéré dans les trois cas considérés.

	Sans régénérateur		Avec régénérateur	
	Qa	Qt	Qa	Qt
Cas 1	6,3	8,1	41,6	8,7
Cas 2	5,3	7,2	35,1	7,7
Cas 3	4,3	6,4	29,4	6,8

Tableau V.9 : Paramètres de caractérisation des diagrammes de l'œil en fonction de l'accumulation de bruit d'émission spontanée amplifiée.

Nous observons une fois de plus que le régénérateur permet une ouverture du diagramme de l'œil en amplitude, quel que soit le bruit accumulé. Cependant, son ouverture diminue lorsque le bruit accumulé devant le régénérateur augmente. Aussi, on peut s'attendre à ce que le signal soit d'autant plus dégradé que le régénérateur est inséré tard.

Temporellement, le facteur de qualité est sensiblement le même avec et sans régénérateur et il se dégrade lorsque le bruit d'émission spontanée amplifiée augmente. La Figure V.27 a mis en évidence que l'accumulation de gigue temporelle est également à l'origine d'une fermeture du diagramme de l'œil en amplitude. La fermeture du diagramme de l'œil en amplitude du signal régénéré avec un bruit d'émission spontanée amplifiée croissante, n'est pas liée à l'augmentation d'un bruit d'intensité, mais à l'augmentation de la gigue temporelle.

Dans la suite, nous observons l'évolution du signal régénéré au fur et à mesure de cascades dans le dispositif.

2.2.3. Impact du nombre de cascades à travers le régénérateur 2R

Nous reprenons toujours le même point de fonctionnement (Tableau V.6) et nous faisons varier le nombre de cascades dans le dispositif. La Figure V.29 représente le

diagramme de l'œil au bout de 40 (a), 60 (b), 80 (c) et 100 (d) cascades. Le Tableau V.10 compare les caractérisations des diagrammes de l'œil.

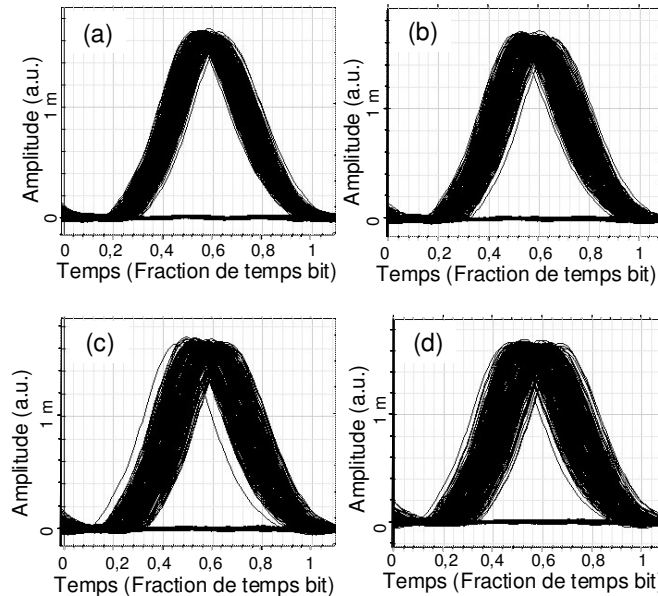


Figure V.29 : Diagramme de l'œil au bout de 40 (a), 60 (b), 80 (c) et 100 cascades (d).

	Qa	Qt
20 cascades	35,1	7,7
40 cascades	30,9	5,8
60 cascades	22,5	4,5
80 cascades	17,25	4,1
100 cascades	14	3,2

Tableau V.10 : Paramètres de caractérisation du diagramme de l'œil en fonction du nombre de cascades.

Nous observons une dégradation du facteur de qualité en amplitude et temporel au fur et à mesure des cascades. Cependant, après 100 cascades, le facteur de qualité en amplitude est encore de 14 (contre 5,3 après 20 cascades sans régénérateur), ce qui prouve une fois de plus la faculté du dispositif à régénérer le signal. Le facteur de qualité temporel est par contre de 3,2 au bout de 100 cascades, la gigue temporelle est le principal facteur limitant la transmission.

2.2.4. Impact du chirp du SOA

La prise en considération du couplage phase amplitude dans le SOA nécessite une optimisation des paramètres de modélisation, ils sont récapitulés dans le Tableau V.11.

τ_{AS}	5 ps
Pin_{AS}	+3 dBm
τ_{SOA}	15 ps
α_H	5
Pin_{SOA}	-12 dBm
Filtre	0,3 nm
Bande passante de réception	12,5 GHz
Nombre de bits	512
Nombre d'échantillons par bit	128
Facteur de bruit de ligne	10,5 dB

Tableau V.11: Paramètres de modélisation pour une cascade de dispositifs en présence d'émission spontanée amplifiée et sans négliger le couplage phase amplitude.

La Figure V.30 représente le diagramme de l'œil obtenu après 20 cascades, sans (a) et avec (b) régénérateur en prenant en compte le couplage phase amplitude dans le SOA pour les paramètres du Tableau V.12.

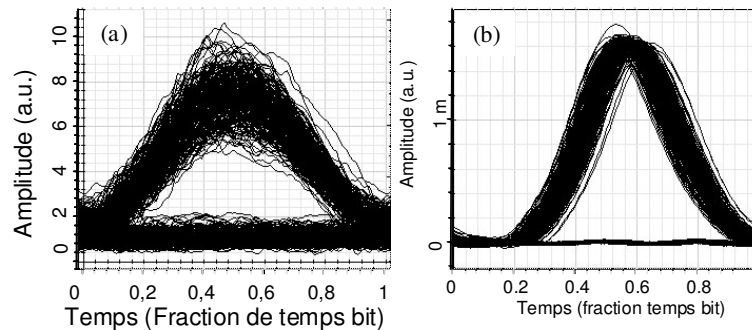


Figure V.30 : Diagramme de l'œil après 20 cascades sans (a) et avec (b) régénérateur en prenant le chirm du SOA en considération.

Le récapitule les paramètres de caractérisation des diagrammes de l'œil sans régénérateur, et avec régénérateur, avec et sans couplage phase amplitude (pour les paramètres du Tableau V.7).

	Qa	Qt
Sans régénérateur	5,3	7,2
Avec régénérateur et chirm dans le SOA	27,7	6,7
Avec régénérateur, sans chirm dans le SOA	35,1	7,7

Tableau V.12 : Paramètres de caractérisation des diagrammes de l'œil sans régénérateur, avec régénérateur et couplage phase amplitude, avec régénérateur sans couplage phase amplitude.

La présence du couplage phase amplitude dans le SOA conduit à une dégradation de 20 % du diagramme de l'œil en amplitude par rapport au cas où le couplage phase amplitude est négligé, et pour les points de fonctionnement considérés. Le couple élargissement spectral suivi d'un filtrage ne semble plus favoriser l'ouverture du diagramme de l'œil. Compte tenu du grand nombre de jeux de paramètres possibles, il est néanmoins difficile de tirer une conclusion de cette observation. Nous nous contenterons de remarquer que le couplage phase amplitude du SOA n'a pas une influence dramatique sur l'ouverture du diagramme de l'œil en présence de bruit d'émission spontanée amplifiée.

Les principales observations réalisées à 10 Gbit/s seront récapitulées dans une conclusion générale de l'étude numérique. Nous considérons dans la suite le cas d'une cascade de régénérateurs pour un débit de 40 Gbit/s.

3. Etude à 40 Gbit/s

3.1. Cascade d'un absorbant saturable et d'un SOA sans bruit ajouté à 40 Gbit/s

Nous procédons de la même manière que pour l'étude à 10 Gbit/s, à savoir que nous considérons la cascade du dispositif sans bruit ajouté dans la ligne dans un premier temps. Les modules d'émission RZ et de réception à 40 Gbit/s présentés au chapitre III sont utilisés. De la même manière qu'à 10 Gbit/s, nous distinguons une bande passante d'observation (de l'ordre de 5 fois le débit) et une bande passante de réception (de l'ordre de 1,25 fois le débit).

3.1.1. Réponse instantanée du SOA

La constante de temps du SOA est d'abord choisie très courte devant la durée des impulsions (inférieure au pas d'échantillonnage de 0,8 ps).

Pour une constante de temps de 5 ps pour l'AS, nous ne parvenons pas à obtenir un point de fonctionnement qui permette l'observation d'un diagramme de l'œil ouvert. La Figure V.31.a représente le diagramme de l'œil obtenu après 5 cascades pour les paramètres de modélisation du Tableau V.13. Le diagramme de l'œil présente une déformation liée au temps de réponse du composant.

τ_{AS}	variable
Pin_{AS}	-3 dBm
τ_{SOA}	< au pas d'échantillonnage
α_H	0
Pin_{SOA}	-14 dBm
Filtre	1,8 nm
Bande passante d'observation	200 GHz
Nombre de bits	512
Nombre d'échantillons par bit	128

Tableau V.13 : Paramètres de modélisation d'une cascade d'AS de réponse variable et de SOA de réponse instantanée à 40 Gbit/s.

La Figure V.31.b représente le diagramme de l'œil obtenu après 15 cascades en abaissant la constante de temps de l'AS à 3 ps. Le diagramme de l'œil est encore déformé. La déformation du diagramme de l'œil se traduit par un dédoublement temporel du diagramme de l'œil. Ce décalage temporel peut provenir d'une variation de largeur spectrale qui, après filtrage, peut conduire à un effet de gigue temporelle. Le dédoublement du diagramme de l'œil en deux traces distinctes reste encore à étudier.

La Figure V.31.c représente le diagramme de l'œil obtenu après 20 cascades en abaissant la constante de temps de l'AS à 1,5 ps. Le diagramme de l'œil semble alors parfaitement stabilisé.

Certains composants du projet ASTERIX présentent un temps de réponse de 1,5 ps [6]. Dans la suite de l'étude nous travaillons donc avec une constante de temps de 1,5 ps pour l'AS.

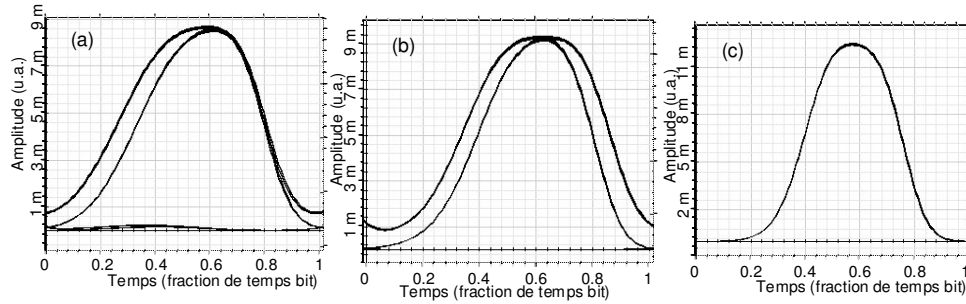


Figure V.31 : Diagrammes de l'œil après 5 cascades pour une constante de temps de l'AS 5 ps (a), après 15 cascades pour une constante de temps de 3 ps (b) et après 20 cascades pour une constante de temps de l'AS de 1,5 ps (c).

3.1.2. Réponse non instantanée du SOA

Nous considérons ensuite une constante de temps non instantanée du SOA. Les paramètres de modélisation après optimisation sont récapitulés dans le Tableau V.14.

τ_{AS}	1,5 ps
$P_{in\ AS}$	+5 dBm
τ_{SOA}	variable
α_H	0
$P_{in\ SOA}$	-2 dBm
Filtre	1,8 nm
Bande passante d'observation	200 GHz
Nombre de bits	512
Nombre d'échantillons par bit	128

Tableau V.14 : Paramètres de modélisation pour une cascade d'AS de réponse 1,5 ps et de SOA de réponse variable à 40 Gbit/s.

Des temps de réponse du SOA de 15 et 7 ps sont manifestement trop longs pour un fonctionnement à 40 Gbit/s. Des constantes de temps de 5 et 3 ps permettent une meilleure ouverture du diagramme de l'œil après 20 cascades. Si le diagramme de l'œil semble parfaitement stabilisé pour une constante de temps de 3 ps, nous observons un dédoublement temporel du diagramme de l'œil pour un temps de réponse de 5 ps. Nous pouvons faire la même remarque que précédemment concernant le dédoublement du diagramme de l'œil.

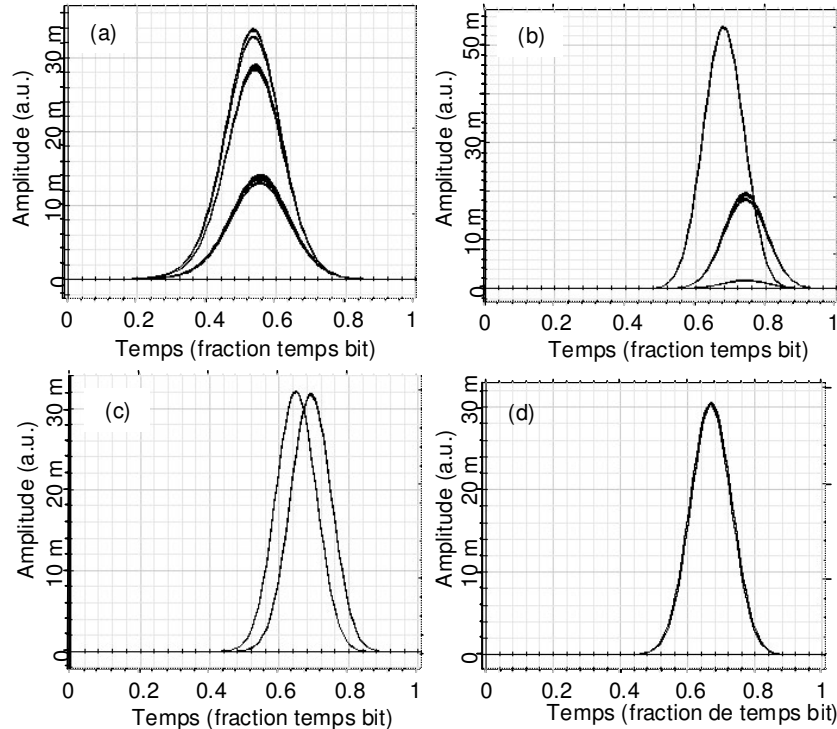


Figure V.32 : Diagrammes de l'œil après 2 cascades pour une constante de temps du SOA de 15 ps (a), après 5 cascades et une constante de 7 ps (b), après 20 cascades et une constante de temps du SOA de 5 ps (c) et après 20 cascades et une constante de temps du SOA de 3 ps (d).

Un temps de réponse de 3 ou 5 ps pour le SOA paraît très court compte tenu des composants actuellement disponibles sur le marché. Plusieurs remarques peuvent être effectuées à ce sujet. Tout d'abord, les résultats présentés ici sont des résultats de modélisation réalisés avec des modèles simples des composants qui ne prennent pas en compte tous les aspects physiques en jeu. Les observations qui en résultent sont par conséquent plus d'un ordre qualitatif que quantitatif.

D'autre part, chaque point de fonctionnement considéré ici est le fruit de nombreuses simulations qui tendent vers un optimum. Aussi les observations représentent une fois de plus une tendance plus que la détermination absolue des paramètres optima.

Si un temps de réponse de 5 ps s'avère être effectivement nécessaire pour un fonctionnement à 40 Gbit/s, le dispositif ne pourra certainement pas fonctionner à 40 Gbit/s avec les SOA standard. Il faudra alors envisager d'autres solutions par exemple faisant appel à des SOA à boîtes quantiques [18], cette solution est cependant peu mature à l'heure actuelle notamment en terme de dépendance à la polarisation des composants. Une autre solution pourrait consister à faire intervenir les phénomènes intrabandes dans les SOA, cette solution a permis des conversions de longueurs d'onde jusqu'à 160 Gbit/s [19], elle nécessite cependant l'utilisation d'impulsions très courtes (de l'ordre de 2 ps).

Nous poursuivons tout de même l'étude dans l'hypothèse d'un temps de réponse du SOA de 5 ps qui nous paraît être le meilleur compromis entre ouverture du diagramme de l'œil et temps de réponse du composant.

3.1.3. Prise en considération du couplage phase amplitude du SOA

De la même manière que pour l'étude à 10 Gbit/s, nous étudions l'influence du couplage phase amplitude sur la stabilité du diagramme de l'œil. Le facteur de Henry est toujours de 5. Les paramètres utilisés, après optimisation sont récapitulés dans le Tableau V.15.

τ_{AS}	1,5 ps
$P_{in_{AS}}$	+5 dBm
τ_{SOA}	5 ps
α_H	5
$P_{in_{SOA}}$	-12 dBm
Filtre	2 nm
Bande passante d'observation	200 GHz
Nombre de bits	512
Nombre d'échantillons par bit	128

Tableau V.15 : Paramètres de modélisation avec couplage phase amplitude à 40 Gbit/s.

La Figure V.33 représente le diagramme de l'œil obtenu après 20 cascades. La présence du couplage phase-amplitude n'affecte pas de manière significative l'ouverture du diagramme de l'œil.

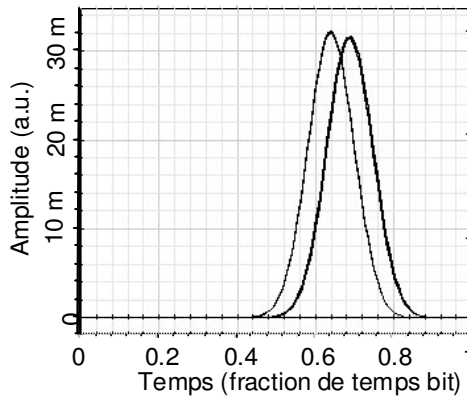


Figure V.33 : Diagramme de l'œil après 20 cascades pour les paramètres du Tableau V.15.

Nous ajoutons ensuite du bruit d'émission spontanée amplifiée dans la liaison.

3.2. Cascade d'un absorbant saturable et d'un SOA avec bruit ajouté à 40 Gbit/s

Nous considérons la ligne de transmission dite 'Hybride à 40 Gbit/s' présentée au chapitre III et nous insérons en sortie de ligne le régénérateur. Un élément de boucle permet de cascader le dispositif dans la ligne de transmission. Le couplage phase amplitude est dans un premier temps négligé.

Les paramètres de simulations sont récapitulés dans le Tableau V.16. La Figure V.34 représente le diagramme de l'œil obtenu après 10 tours sans régénérateur (a) et après 20 cascades avec régénérateur (b).

τ_{AS}	1,5 ps
Pin_{AS}	+7 dBm
τ_{SOA}	5 ps
α_H	0
Pin_{SOA}	-2 dBm
Filtre	1 nm
Bande passante de réception	50 GHz
Nombre de bits	512
Nombre d'échantillons par bit	128
Facteur de bruit de ligne	3,5 dB

Tableau V.16 : Paramètres de modélisation pour une cascade de régénérateurs en présence d'émission spontanée amplifiée à 40 Gbit/s.

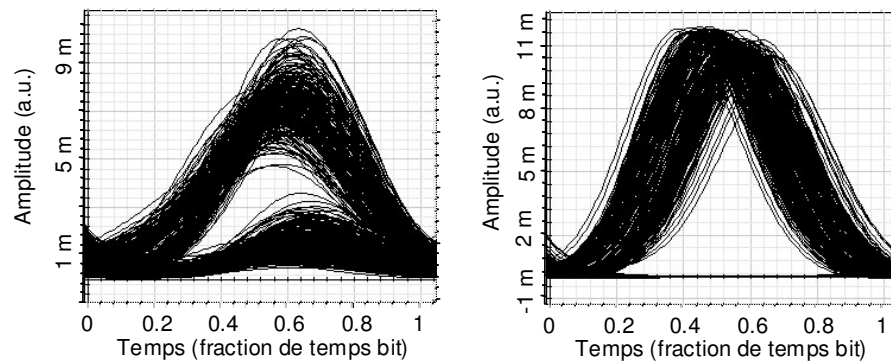


Figure V.34 : Diagrammes de l'œil sans régénérateur après 10 cascades (a), avec régénérateur après 20 cascades (b).

Les paramètres de caractérisation des diagrammes de l'œil sont récapitulés dans le Tableau V.17.

	Qa	Qt
Sans régénérateur (10 tours)	4,7	5,6
Avec régénérateur (20 tours)	13,7	3,5

Tableau V.17 : Caractérisations des diagrammes de l'œil avec et sans régénérateur en présence d'émission spontanée amplifiée à 40 Gbit/s.

Le dispositif permet une réouverture du diagramme de l'œil ; par contre, la gigue temporelle liée à la présence de bruit d'émission spontanée amplifiée qui s'ajoute au dédoublement du diagramme de l'œil lié au temps de réponse du SOA conduit à une fermeture temporelle du diagramme de l'œil, ce qui va devenir rapidement dramatique. Même si la gigue temporelle s'accumule de la même manière à 10 et 40 Gbit/s, elle est critique beaucoup plus rapidement à 40 Gbit/s où les impulsions sont 4 fois plus courtes temporellement.

3.3. Impact du couplage phase amplitude

Nous prenons en compte pour finir le couplage phase amplitude dans le SOA dans la cascade de régénérateurs 2R et en présence d'émission spontanée amplifiée. Nous reprenons les paramètres de modélisation du cas avec couplage phase amplitude mais sans bruit ; les paramètres sont rappelés dans le Tableau V.18, après optimisation de la largeur du filtre.

τ_{AS}	1,5 ps
Pin_{AS}	+5 dBm
τ_{SOA}	5 ps
α_H	5
Pin_{SOA}	-12 dBm
Filtre	1,5 nm
Bande passante de réception	50 GHz
Nombre de bits	512
Nombre d'échantillons par bit	128
Facteur de bruit de ligne	3,5 dB

Tableau V.18 : Paramètres de modélisation en présence d'ESA et de couplage phase amplitude à 40 Gbit/s.

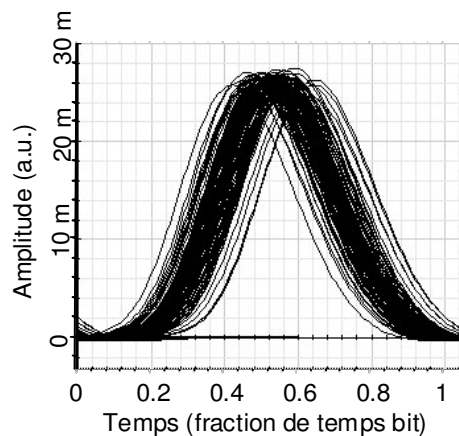


Figure V.35 : Diagramme de l'œil après 20 cascades à 40 Gbit/s en considérant le couplage phase amplitude.

Le diagramme de l'œil obtenu après 20 cascades est reporté sur la Figure V.35. Pour comparaison, le diagramme de l'œil obtenu sans régénération est celui de la Figure V.34.a (après 10 cascades). Le facteur de qualité en amplitude est de 17,4, celui en temps est de 4,8. L'ouverture du diagramme de l'œil semble meilleure en présence du couplage phase amplitude que lorsqu'il était négligé. Le grand nombre de jeux de paramètres possibles ne nous permet cependant pas de conclure quant au meilleur fonctionnement du dispositif en présence de couplage phase amplitude.

Conclusion de l'étude numérique

Cette étude numérique nous a permis de mieux appréhender le comportement du dispositif constitué d'un absorbant saturable, d'un SOA et d'un filtre optique lorsqu'il est cascadié.

L'étude numérique a pour objectif une meilleure compréhension qualitative des phénomènes en jeu, et non quantitative, les moyens de caractérisation étant limités (limite du logiciel pour caractériser un taux d'erreur binaire en présence de régénérateurs), et les modèles de composants utilisés étant assez simplistes.

L'étude a confirmé que l'absorbant saturable seul ou en présence d'un filtre optique ne pouvait constituer un régénérateur 2R efficace. Le SOA joue bien son rôle de limiteur de puissance.

Une compression temporelle des impulsions a lieu à la traversée de l'absorbant saturable car le composant absorbe les ailes des impulsions. Cette compression

s'accumule au fur et à mesure des cascades. La présence d'un filtre optique est indispensable pour maintenir la largeur des impulsions à une valeur plus grande que l'ordre de grandeur du temps de réponse des composants ; dans le cas contraire, un effet de séquence (patterning) conduit à la fermeture du diagramme de l'œil.

Du point de vue du temps de réponse des composants, à 10 Gbit/s les temps de réponse standard (5 ps pour l'absorbant saturable, 15 ps pour le SOA) des composants semblent adéquats pour un bon fonctionnement du dispositif en cascade. Un temps de réponse de 15 ps impose cependant la présence d'un faisceau de maintien avec les composants actuellement disponibles.

A 40 Gbit/s un temps de réponse de 1,5 ps pour l'absorbant saturable et de 5 voire 3 ps pour le SOA, semblent nécessaire. En ce qui concerne l'AS, des composants du projet ASTERIX permettent d'atteindre ces temps de réponse. Par contre pour le SOA, ce temps de réponse ne pourra certainement pas être atteint avec les composants standards. D'autres solutions seront à envisager.

En présence de bruit d'émission spontanée amplifiée et dans ces conditions de réponses temporelles, le régénérateur 2R semble bien remplir sa fonction puisqu'il maintient le diagramme de l'œil ouvert en amplitude et qu'il ne ferme pas le diagramme de l'œil temporellement.

L'accumulation de bruit d'émission spontanée amplifiée dans la cascade conduit à la présence de gigue temporelle sur le signal régénéré. Ce phénomène de fixation du bruit d'amplitude en gigue temporelle d'une cascade de régénérateurs sera étudiée plus largement dans le chapitre VI.

Plus il y a de bruit d'émission spontanée amplifiée, plus il y a de gigue temporelle qui ferme le diagramme de l'œil en amplitude et en temps. Aussi, on peut supposer que plus le régénérateur est introduit tard dans la liaison, plus le signal est dégradé en sortie.

En ce qui concerne la cascade de dispositifs, l'observation des diagrammes de l'œil montre que la gigue temporelle s'accumule et ferme progressivement le diagramme de l'œil en amplitude et en temps, au fur et à mesure des cascades. Après 100 cascades, le facteur de qualité en amplitude reste encore de 14 contre 5,3 au bout de 20 tours sans régénérateur. Le facteur qui limitera la transmission sera donc très probablement la gigue temporelle. Elle limitera d'autant plus rapidement la transmission que le débit sera élevé, puisque la largeur des impulsions diminue lorsque le débit augmente.

Enfin, il se peut que le couplage phase amplitude contribue à la régénération. L'élargissement spectral dans le SOA associé au filtrage discriminant contribue à la limitation des fluctuations d'amplitude des symboles '1' avec la saturation du gain du SOA. Il est difficile compte tenu du grand nombre de jeux de paramètres possibles de déterminer si le régénérateur est plus efficace en considérant le couplage phase amplitude ou non.

Nous présentons dans la suite, l'étude expérimentale de la cascade du dispositif à base d'absorbant saturable et de SOA dans une ligne de transmission.

III. Etude expérimentale

Pour démontrer l'efficacité du dispositif 2R considéré, l'étude d'une cascade de régénérateurs dans une ligne de transmission à 10 Gbit/s a d'abord été réalisée. La tolérance au bruit d'émission spontanée amplifiée du dispositif a ensuite été étudiée. L'accordabilité en longueur d'onde du dispositif a enfin été évaluée avant de démontrer l'efficacité de l'absorbant saturable à 40 Gbit/s.

1. Mise en évidence de l'efficacité du dispositif

La première configuration qui consiste à cascader le SOA puis l'absorbant saturable, présentée au paragraphe I.5.2. a d'abord été testée.

La ligne de transmission dite 'hybride 10 Gbit/s' a été utilisée dans un premier temps. Le montage global de la ligne est rappelé sur la Figure V.36. Le composant absorbant saturable utilisé est le composant 2 ; la focalisation du signal sur le composant est ajustée pour obtenir une amélioration du taux d'extinction.

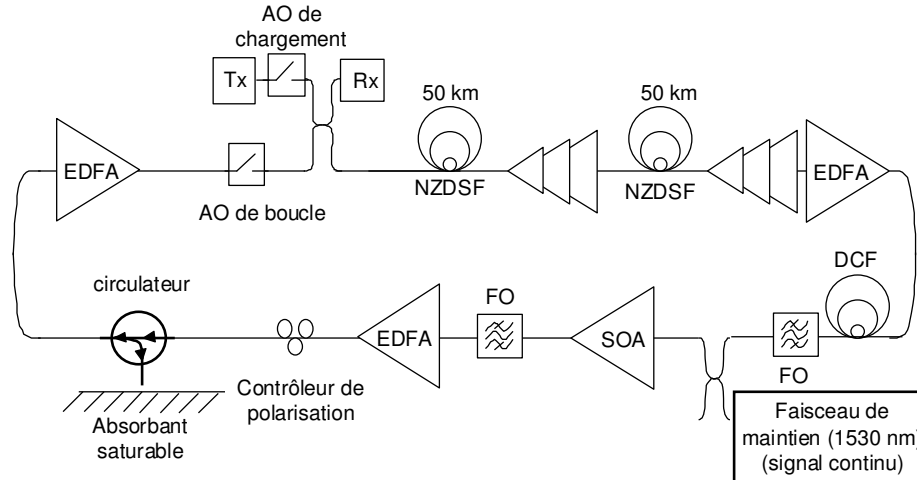


Figure V.36 : Montage expérimental de la boucle à recirculation avec le régénérateur 2R dans la première configuration.

L'étude est effectuée à une longueur d'onde de 1557 nm. La bande passante du filtre est dans un premier temps fixée à 5 nm permettant de limiter le pic d'émission spontanée amplifiée autour de 1530 nm.

1.1. Observation du spectre

Comme l'étude numérique l'a montré, le couplage phase amplitude dans le SOA risque d'être critique pour cascader le dispositif en boucle. Il tend en effet à déphaser les composantes spectrales du signal et à élargir le spectre du signal. Comme le composant est utilisé en autosaturation, cet élargissement spectral peut s'avérer extrêmement critique pour cascader des dispositifs. Numériquement, ce problème a été résolu à l'aide d'un filtrage discriminant. Nous examinons ici si l'élargissement spectral est critique expérimentalement et s'il peut être limité par un filtre discriminant.

Les paramètres du point de fonctionnement du régénérateur utilisés ici sont récapitulés dans le Tableau V.19 :

Puissance incidente sur l'AS	+ 10 dBm
Puissance incidente sur le SOA	-3 dBm
Puissance du faisceau de maintien	+7 dBm
Longueur d'onde du faisceau de maintien	1530 nm

Tableau V.19 : paramètres du point de fonctionnement de la première configuration.

La Figure V.37.a représente l'évolution du spectre du signal au fur et à mesure des cascades dans le dispositif et dans la ligne pour un filtre de bande passante 5 nm.

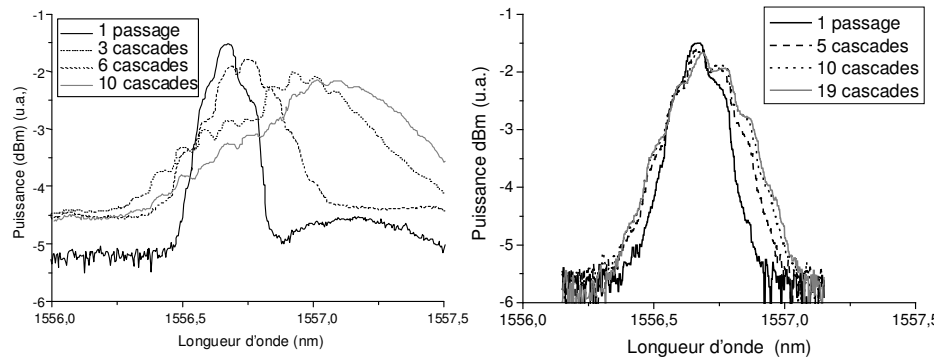


Figure V.37 : Spectre après plusieurs cascades dans le régénérateur 2R et un filtre de bande à 3 dB de 5 nm (a) et de 0,25 nm (b).

Nous observons que le spectre s'élargit et se décale vers les basses fréquences ce qui est caractéristique du couplage phase amplitude dans un SOA [20]. Le couplage phase amplitude dans le SOA est dramatique sur le spectre du signal.

Nous choisissons alors un filtrage plus fin qui permet de contraindre le signal à rester dans sa fenêtre spectrale. La Figure V.37.b représente le spectre du signal après plusieurs cascades, pour un filtrage de 0,25 nm de bande à 3 dB. Cette fois-ci, si le spectre tend à se décaler vers les grandes longueurs d'onde dans les premiers tours, il est rapidement confiné dans la fenêtre spectrale du filtre et ne varie quasiment pas entre 10 et 19 cascades.

1.2. Mise en évidence de l'effet de régénération

Le spectre du signal étant stabilisé, les différents paramètres de fonctionnement du régénérateur (la puissance incidente sur l'absorbant saturable, la puissance incidente sur le SOA, la puissance du faisceau de maintien), peuvent être ajustés pour trouver un régime de régénération. Faire varier la puissance du signal et du faisceau de maintien permet de faire varier la compression du gain du SOA.

Après optimisation des paramètres, un régime de régénération est obtenu.

Sur la Figure V.38.a, nous représentons le diagramme de l'œil après 7, 16, 26, 32 et 45 tours dans la ligne de transmission sans régénérateur.

Les diagrammes de l'œil présentés ici sont faussés par un défaut de l'oscilloscope à échantillonnage utilisé. Un signal électrique externe est injecté sur l'oscilloscope pour choisir la distance à laquelle nous observons le diagramme de l'œil. La voie externe de l'oscilloscope est défectueuse ce qui explique la présence de points épars autour de la trace principale du diagramme de l'œil. Malgré ce défaut, le diagramme de l'œil nous permet tout de même d'observer la dégradation du signal.

La Figure V.38.a met en évidence la dégradation du taux d'extinction (liée à la dégradation du rapport signal sur bruit optique) ainsi que l'accumulation de bruit d'amplitude sur les symboles '1' et '0'.

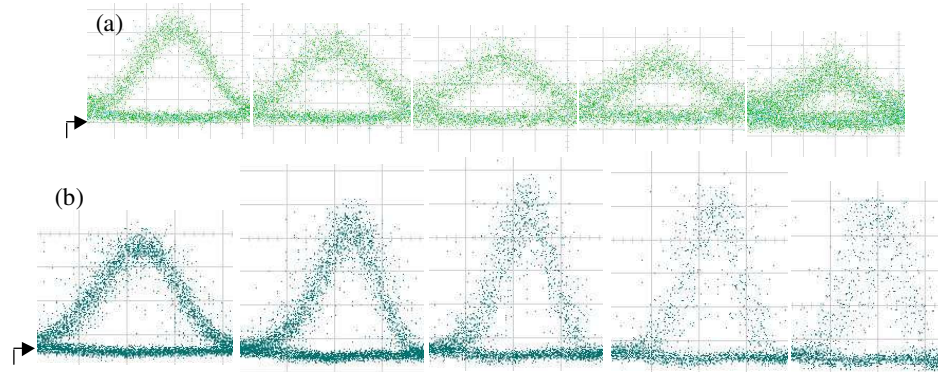


Figure V.38 : Diagramme de l'œil sans régénérateur après 7, 16, 26, 32 et 45 tours dans la boucle (a) et avec régénérateur après 1, 5, 10, 19 et 73 tours (b).

Sur la Figure V.38.b, nous représentons les diagrammes de l'œil obtenus après 1, 5, 10, 19 et 73 cascades avec le régénérateur. Nous remarquons une forte compression temporelle du signal liée au passage dans l'absorbant saturable qui a tendance à absorber les ailes des impulsions. Cette compression se stabilise cependant au bout d'une dizaine de passages, ce qui est lié à la présence du filtre. Afin d'élargir les impulsions et de retrouver un format proche de celui de l'émission, nous ajoutons une bobine de fibre de dispersion chromatique cumulée -170 ps/nm en réception.

La Figure V.39 représente les diagrammes de l'œil obtenus avec régénérateur après 7, 60, 92, 133 et 187 tours, lorsqu'une bobine dispersive est insérée en réception. Le diagramme de l'œil est maintenu ouvert grâce au régime de régénération, le bruit d'amplitude sur les symboles '1' et '0' reste faible, le taux d'extinction semble maintenu au fur et à mesure de la propagation. Cependant une fermeture temporelle du diagramme de l'œil apparaît au bout de 133 tours qui semble montrer la présence de gigue temporelle.

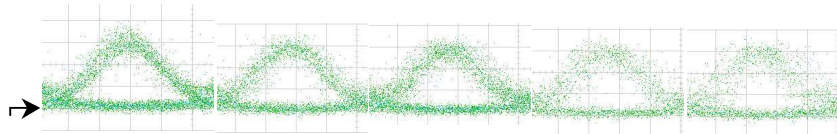


Figure V.39 : Diagramme de l'œil avec régénérateur après 7, 60, 92, 133 et 187 tours de boucle, avec une bobine dispersive en réception.

La Figure V.40 représente l'évolution du taux d'erreur binaire sans (cercles) et avec (carrés) régénérateur. Pour un taux d'erreur binaire de 10^{-8} , 24 000 km peuvent être parcourus avec régénérateur contre 3 200 km sans régénérateur. Le facteur d'amélioration de la distance est défini comme la distance parcourue avec régénérateur sur la distance parcourue sans régénérateur pour un taux d'erreur binaire donné. Il est de 7 pour un taux d'erreur binaire de 10^{-8} pour ce point de fonctionnement.

Nous observons que le taux d'erreur binaire est loin d'évoluer linéairement avec le nombre de passages dans le régénérateur comme c'était le cas avec le régénérateur 3R. Ceci est certainement lié à l'accumulation de gigue temporelle dans la ligne régénérée comme nous le verrons par la suite.

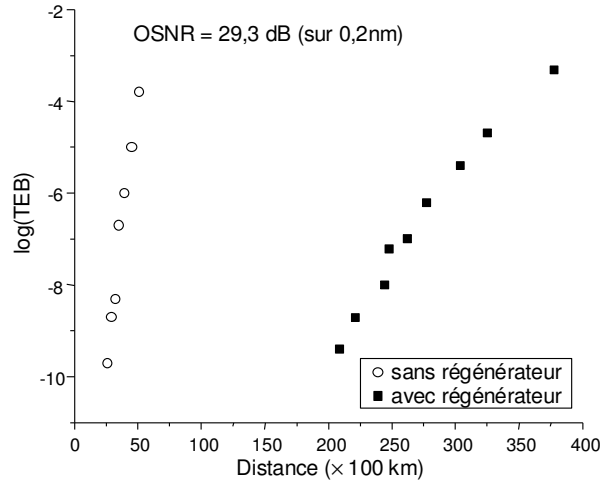


Figure V.40 : Taux d'erreur binaire en fonction de la distance de propagation avec et sans régénérateur 2R dans la première configuration.

Dans ce paragraphe, la première mise en évidence expérimentale de l'efficacité du dispositif dans la ligne de transmission a été démontrée. 240 cascades ont pu être obtenues pour un taux d'erreur binaire de 10^{-8} . La ligne de transmission considérée est cependant peu bruitée. Le paragraphe suivant se concentre sur l'analyse de la tolérance au bruit du dispositif.

2. Tolérance au bruit du régénérateur

Le rapport signal sur bruit optique (OSNR) est dégradé devant le régénérateur. Ceci s'obtient à l'aide d'une source d'émission spontanée amplifiée couplée au signal devant le régénérateur de la même manière que lors de l'étude du régénérateur 3R optique au chapitre IV. L'OSNR varie par conséquent, à puissance de signal fixe.

2.1. Facteur d'amélioration de la distance

Pour différentes valeurs d'OSNR, nous relevons la distance de propagation obtenue avec et sans régénérateur pour un taux d'erreur binaire donné. La Figure V.41 représente l'évolution du facteur d'amélioration de la distance pour un taux d'erreur binaire de 10^{-8} en fonction de l'OSNR.

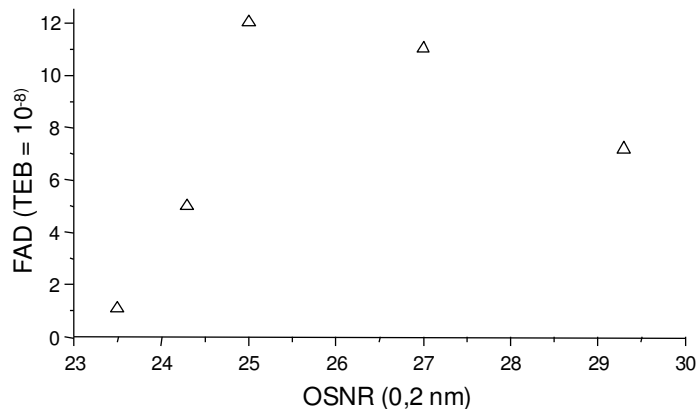


Figure V.41 : Facteur d'amélioration de la distance pour un taux d'erreur binaire de 10^{-8} en fonction de l'OSNR.

Le facteur d'amélioration est supérieur à 7 sur une plage d'OSNR supérieure à 4 dB (de 25 à 29,3 dB sur 0,2 nm). Lorsque l'OSNR est inférieur à 25 dB, le facteur d'amélioration de la distance diminue. Il atteint la valeur 1, c'est à dire aucune amélioration, pour un OSNR de 23,5 dB. Le dispositif est par conséquent relativement tolérant à la dégradation de l'OSNR.

2.2. Taux d'erreur binaire

Nous dégradons toujours l'OSNR de ligne et nous observons l'évolution du taux d'erreur binaire en fonction de la distance. Pour un OSNR de 23,6 dB (0,2 nm), nous traçons l'évolution du taux d'erreur binaire avec et sans régénérateur en fonction de la distance sur la Figure V.42.

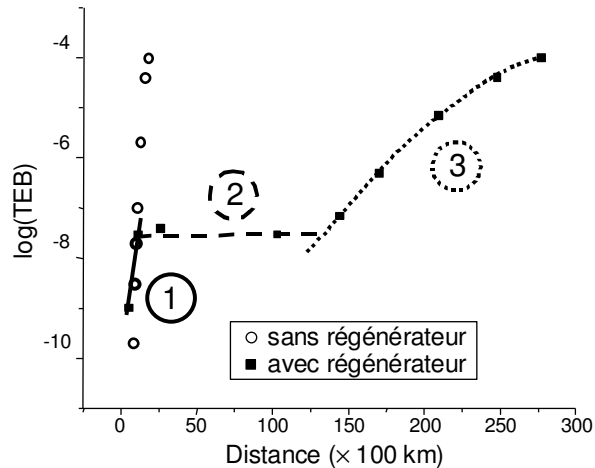


Figure V.42 : Taux d'erreur binaire en fonction de la distance avec le régénérateur 2R dans la première configuration (carrés pleins) et sans régénérateur (cercles vides) pour un OSNR devant le premier régénérateur de 23,6 dB (sur 0,2 nm).

Plusieurs zones de fonctionnement apparaissent sur cette figure. Nous les avons numérotées de 1 à 3.

Dans la zone 1, le taux d'erreur binaire se dégrade rapidement ; elle correspond probablement à la zone précédant le régime d'évolution linéaire du taux d'erreur binaire avec le nombre de régénérateurs cascades. En effet, comme nous l'avons montré au paragraphe I.2.3.3 du chapitre IV, lorsque seul le bruit d'amplitude limite la transmission, le taux d'erreur binaire d'une cascade de régénérateurs évolue linéairement avec le nombre de cascades. Ce régime s'établit cependant après quelques cascades pour des régénérateurs non idéaux ; avant qu'il ne soit établi, le taux d'erreur binaire se dégrade rapidement. La zone 1 doit correspondre à ce régime.

Dans la zone 2, aucune dégradation du taux d'erreur binaire n'est observée. Nous supposons qu'elle correspond à la zone où le taux d'erreur binaire évolue linéairement avec le nombre de cascades. En effet, dans l'hypothèse où le TEB évolue linéairement avec le nombre de cascades, entre 25 et 110 cascades, la variation du taux d'erreur binaire est de l'ordre d'une demie décade, ce qui est dans l'incertitude de la mesure.

Dans la zone 3, le taux d'erreur binaire augmente rapidement. Nous supposons que cette zone est caractéristique de la présence de gigue temporelle puisque nous avons vu sur le diagramme de l'œil de la Figure V.42 que le signal était affecté par la gigue temporelle après 130 cascades. D'autre part ce régime n'est pas observé dans le cas d'une régénération 3R (chapitre IV) où il n'y a pas d'accumulation de gigue temporelle.

Sur la Figure V.40, qui correspond au cas sans ajout de bruit (OSNR de 29,4 dB (0,2 nm)), le taux d'erreur binaire se dégrade très rapidement à partir du moment où il est

mesurable. Le paragraphe I.2.6.2 du chapitre IV a montré que le régime d'évolution linéaire du taux d'erreur binaire avec le nombre de cascades, s'établit à un taux d'erreur binaire d'autant plus faible que l'OSNR est élevé. Dans le cas d'un OSNR de 29,4 dB nous pouvons par conséquent supposer que la zone où le régime linéaire s'établit est présente mais à un taux d'erreur binaire qui n'est pas mesurable expérimentalement.

Dans ce paragraphe, nous avons montré l'efficacité du dispositif cascadié dans une ligne de transmission. Pour un taux d'erreur binaire de 10^{-8} , 190 cascades ont pu être réalisées dans la ligne considérée. Une étude de la tolérance au bruit du dispositif a montré qu'il était toujours efficace (facteur d'amélioration de la distance supérieur à 7) sur une plage de variation de l'OSNR supérieure à 4 dB pour un taux d'erreur binaire cible de 10^{-8} . Le régénérateur devrait rester par conséquent efficace dans une ligne de transmission plus bruitée. Dans la suite des travaux nous avons préféré travailler avec la ligne de transmission de type 'Tout Erbium à 10 Gbit/s' présentée au chapitre III afin de rendre plus réaliste le système.

Dans la suite, nous étudions l'efficacité du dispositif en fonction de la longueur d'onde. La deuxième configuration de dispositif a été considérée à ce stade des travaux. Cette configuration consiste à cascader l'absorbant saturable puis le SOA. Comme nous l'avons vu, cette configuration conduit à l'économie d'un amplificateur optique à fibre dopée entre l'absorbant saturable et le SOA. Si le dispositif devait être implanté dans des lignes de transmissions réelles, cette configuration plus compacte serait préférable.

3. Etude de l'efficacité du régénérateur en fonction de la longueur d'onde

L'un des atouts les plus forts de ce dispositif est son potentiel pour les transmissions multiplexées en longueurs d'onde. Comme nous l'avons décrit au paragraphe I.5.2.1, un seul composant absorbant saturable en microcavité pourrait être utilisé pour traiter plusieurs longueurs d'onde après démultiplexage spatial. Par contre le dispositif nécessite autant de SOA qu'il y a de longueurs d'onde.

L'étude a été réalisée avec une seule longueur d'onde que nous avons fait varier, afin d'étudier l'accordabilité du dispositif. Le schéma du montage de l'expérience est représenté sur la Figure V.43. L'absorbant saturable utilisé est toujours le composant 2.

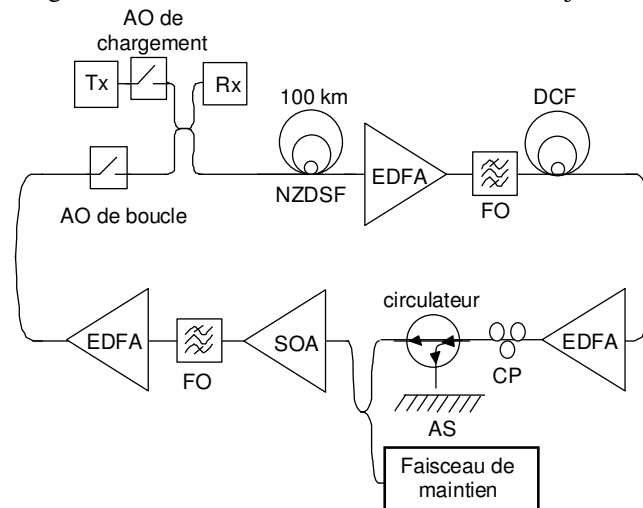


Figure V.43 : Montage expérimental de la boucle à recirculation avec le régénérateur 2R dans la deuxième configuration .

Dans cette nouvelle configuration, la puissance d'entrée sur le SOA est directement liée aux pertes de l'absorbant saturable. Compte tenu des pertes de l'absorbant saturable, des pertes de couplage et de la présence d'un coupleur 50/50 pour injecter un faisceau de maintien dans le SOA, la puissance incidente sur le SOA est de l'ordre de -8 dBm pour une puissance sur l'absorbant saturable à la limite des effets thermiques. La puissance du faisceau de maintien sera par conséquent réglée pour ajuster le point de fonctionnement du SOA plutôt que la puissance du signal pour ne pas travailler à puissance plus faible sur le SOA.

Après ajustement du point de fonctionnement du dispositif, un régime de régénération a été obtenu, les paramètres du point de fonctionnement sont récapitulés dans le Tableau V.20.

Puissance incidente sur l'AS	+ 10 dBm
Puissance incidente sur le SOA	-11 dBm
Puissance du faisceau de maintien	+3 dBm
Longueur d'onde du faisceau de maintien	1530 nm

Tableau V.20: paramètres du point de fonctionnement de la deuxième configuration.

Pour une longueur d'onde de signal de 1554 nm, la distance parcourue pour un taux d'erreur binaire de 10^{-8} est de 2 000 km sans régénérateur et de 14 000 km avec l'insertion du régénérateur soit un facteur d'amélioration de la distance (FAD) de 7 à un taux d'erreur binaire de 10^{-8} . Ceci est du même ordre de grandeur que celui obtenu avec l'autre ligne et la première configuration du dispositif (aucune conclusion ne peut être faite cependant quant à l'équivalence des deux configurations puisque les conditions expérimentales ne sont pas les mêmes). La Figure V.44 représente l'évolution du taux d'erreur binaire avec la distance de propagation sans et avec régénérateur dans cette nouvelle configuration.

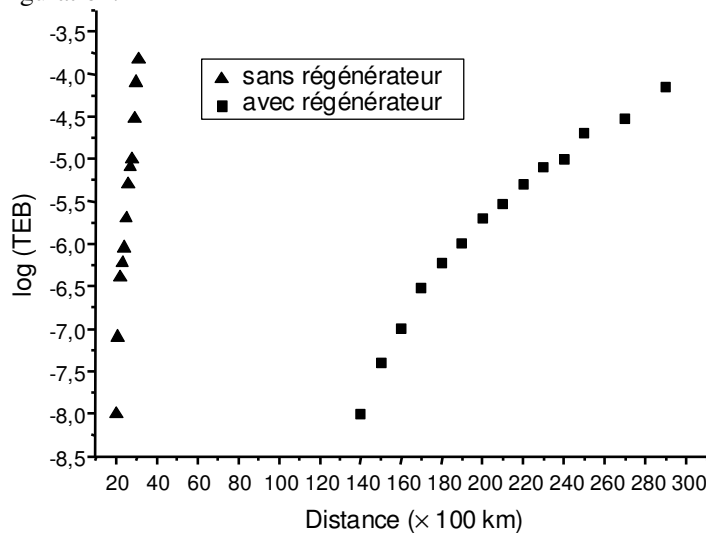


Figure V.44 : Taux d'erreur binaire en fonction de la distance de propagation avec et sans régénérateur 2R dans la deuxième configuration.

Lors de cette étude en fonction de la longueur d'onde, le même point de fonctionnement sur l'absorbant saturable est maintenu (c'est à dire pour une même puissance d'entrée et sans modifier la focalisation). Il est important de noter que la focalisation sur le composant n'a pas été modifiée pour cette étude car le composant présente une inhomogénéité qui fait qu'en deux endroits du composant, la longueur d'onde de résonance peut varier. L'étude de l'accordabilité du composant ne serait alors pas représentative de la structure si la focalisation variait.

Comme nous l'avons vu, les pertes et la pente de la fonction de transmission du composant dépendent de la longueur d'onde du signal. Il faut par conséquent légèrement ajuster la puissance incidente sur le SOA (ou la puissance du faisceau de maintien).

Les symboles carrés de la Figure V.45 représentent le facteur d'amélioration de la distance (FAD) pour un taux d'erreur binaire de 10^{-8} en fonction de la longueur d'onde. Le facteur d'amélioration de la distance est supérieur à 6,5 sur une bande spectrale de 13 nm (de 1547 à 1560 nm). Nous tenons ici à remercier Art O'Hare (chercheur invité au laboratoire), pour avoir contribué à réaliser ces mesures longues et fastidieuses.

Cette étude démontre le caractère large bande de ce composant.

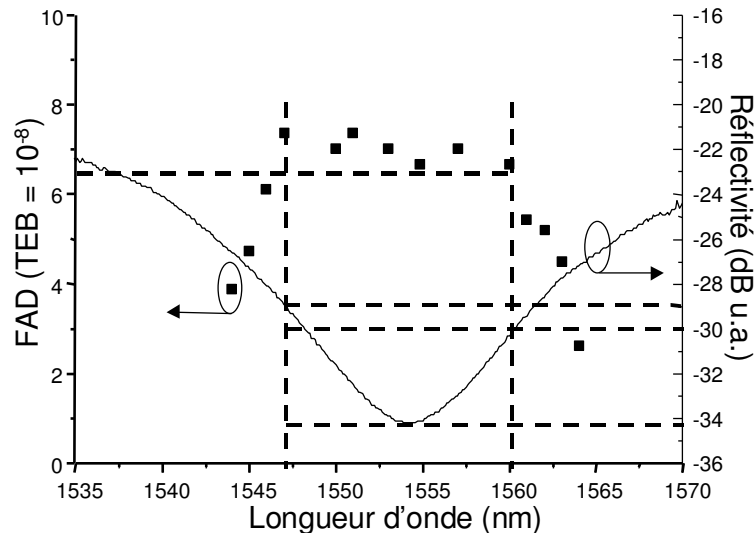


Figure V.45 : Facteur d'Amélioration de la distance pour un taux d'erreur binaire de 10^{-8} en fonction de la longueur d'onde (échelle de gauche) et spectre en réflectivité du composant (échelle de droite).

Sur la Figure V.46, le facteur d'amélioration de la distance est superposé à la réflectivité du composant mesurée à faible signal à l'aide d'une source blanche (en trait continu sur la Figure V.45). La bande spectrale sur laquelle le dispositif permet un FAD supérieur à 6,5 n'est pas tout à fait centrée sur la résonance du composant (la réflectivité est centrée à 1554,4 nm alors que la bande de régénération est centrée sur 1553,5 nm). Cependant cette comparaison est toute relative, pour plusieurs raisons.

D'abord les effets thermiques présents dans la cavité conduisent au décalage spectral de la résonance ; il est par conséquent difficile de connaître la longueur d'onde exacte de résonance dans la ligne de transmission.

D'autre part, l'inhomogénéité du composant ne permet pas de connaître avec certitude la longueur d'onde de résonance au moment où la mesure du taux d'erreur binaire a été réalisée.

Nous pouvons cependant retenir de cette comparaison, que la réflectivité du composant est, malgré ces incertitudes, centrée sur la bande spectrale de régénération.

Nous pourrions penser déduire de cette étude un contraste minimal pour que la régénération soit efficace en mesurant le contraste aux deux longueurs d'onde extrêmes. Compte tenu des incertitudes décrites précédemment (inhomogénéité, présence d'effets thermiques), il est un peu délicat de préciser un contraste minimal requis.

4. Conclusion de l'étude à 10 Gbit/s

L'efficacité du dispositif à 10 Gbit/s a été démontrée dans une boucle à recirculation.

L'élargissement spectral lié au couplage phase amplitude dans le SOA impose l'utilisation d'un filtre optique pour éviter la dérive du spectre du signal.

L'observation du diagramme de l'œil au fur et à mesure des cascades dans le dispositif a montré que le diagramme de l'œil était bien maintenu ouvert grâce à la présence du régénérateur. L'analyse du taux d'erreur binaire a démontré l'efficacité du dispositif puisqu'un facteur d'amélioration de la distance (en comparaison avec une liaison sans régénérateur) de 7 a été obtenu pour un taux d'erreur binaire de 10^{-8} (soit une distance de propagation de 24 000 km pour ce taux d'erreur binaire).

Le régénérateur semble assez tolérant au bruit puisque le facteur d'amélioration de la distance reste supérieur à 7 sur une plage de variation du rapport signal sur bruit optique de 4 dB.

La dégradation du rapport signal sur bruit optique devant le régénérateur a permis la mise en évidence de l'existence de trois zones de fonctionnement sur l'évolution du taux d'erreur binaire avec la distance. Les deux premières zones sont liées à l'établissement du régime de régénération en présence de bruit d'amplitude et d'un régénérateur de facteur de transmission de bruit non nul. La troisième zone de fonctionnement semble liée à la présence de gigue temporelle.

Une étude de l'efficacité du dispositif a finalement prouvé l'accordabilité du dispositif puisqu'un facteur d'amélioration de la distance de 6,5 (pour un taux d'erreur binaire de 10^{-8}) a été obtenu sur une plage spectrale de 13 nm. C'est la première fois que l'efficacité de ce type de dispositif est montrée sur une large bande spectrale.

Le caractère large bande du composant et l'intégration possible de SOA en un peigne de SOA [21] laisse entrevoir la possibilité d'une régénération dans un système multiplexé en longueurs d'ondes. Pour pouvoir l'affirmer, une réelle étude dans une configuration WDM devra être réalisée. Cette étude n'a malheureusement pas pu voir le jour à l'heure actuelle mais fera l'objet d'études futures. Nous pourrions dans un premier temps ne régénérer qu'un seul canal dans une liaison multiplexée en longueurs d'ondes afin d'étudier l'impact des canaux adjacents sur le canal régénéré. Puis dans un deuxième temps, nous pourrions régénérer plusieurs canaux en parallèle avec un composant absorbant saturable et des amplificateurs optiques à semiconducteur discrets.

Nous avons tenté de faire fonctionner le dispositif à 40 Gbit/s sans résultat concluant, très certainement à cause du temps de recouvrement du gain des amplificateurs optiques à semiconducteur dont nous disposons au laboratoire (compte tenu des résultats de l'étude numérique). Nous envisageons au laboratoire d'autres solutions pour la fonction complémentaire à l'absorbant saturable grâce notamment à l'utilisation des effets intrabandes dans les amplificateurs optiques à semiconducteur [22].

Afin de valider le potentiel de l'absorbant saturable pour la régénération à 40 Gbit/s, une étude a été réalisée par Laurent Bramerie et Sébastien Lobo au laboratoire en utilisant la technique à base de fibre fortement non linéaire et de filtrage discriminant. Les principaux résultats qu'ils ont obtenus sont reportés dans le paragraphe suivant.

5. Démonstration de l'efficacité de l'absorbant saturable à 40 Gbit/s

La technique utilisée est celle proposée dans [9, 10], la limitation des fluctuations d'amplitude est obtenue par élargissement spectral dans une fibre optique suivi d'un

filtrage discriminant. Les impulsions les plus puissantes sont plus élargies spectralement et un filtrage permet de discriminer plus fortement les impulsions les plus puissantes dont le spectre est plus large. Ce dispositif conduit ainsi au contrôle de l'amplitude des symboles '1'. Dans ce cas le temps de réponse n'est pas limitant puisque les effets non linéaires ont une réponse très rapide (de l'ordre de la femtoseconde).

Par contre la puissance incidente dans le tronçon de fibre doit être suffisamment élevée pour générer suffisamment d'élargissement spectral, ce qui rend la solution peut-être moins réaliste d'un point de vue industriel, du moins avec les fibres de l'état de l'art actuel. Cependant cette technique nous a permis de valider le bon fonctionnement de l'absorbant saturable à 43 Gbit/s. La Figure V.46 représente le schéma du dispositif.

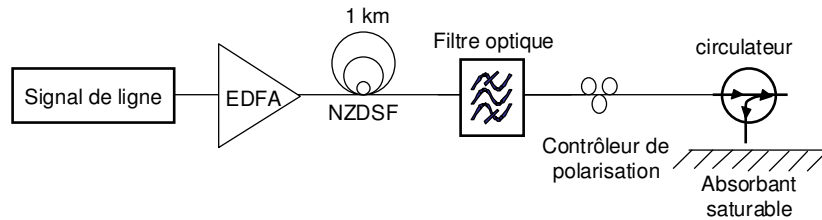


Figure V.46 : Schéma du dispositif pour la régénération à 43 Gbit/s.

Les paramètres expérimentaux sont récapitulés dans le Tableau V.21 :

Puissance incidente dans le tronçon de fibre	+ 21 dBm
Type de fibre	NZDSF- TWRS
Longueur de fibre	1 km
Dispersion chromatique de la fibre	+4 ps/nm/km
Bande optique à 3 dB du filtre	1,2 nm
Puissance incidente sur l'absorbant saturable	+ 10 dBm
Temps de réponse de l'AS (en 1/e)	1,5 ps

Tableau V.21: paramètres du régénérateur à 43 Gbit/s.

La puissance incidente dans le tronçon de fibre n'a pas été optimisée ; dans [10], 15 dBm ont suffi à générer suffisamment d'effets non linéaires.

L'absorbant saturable utilisé lors de cette expérience a une réponse de 1,5 ps, il fait partie des composants réalisés dans le cadre du projet ASTERIX. Un contraste de 1,5 dB a été mesuré avec ce composant à 43 Gbit/s.

La ligne de transmission est celle décrite au chapitre III. Le signal est modulé à 43 Gbit/s au format CSRZ, la largeur à mi-hauteur des impulsions est de 15 ps, la puissance incidente dans la fibre de transmission est de -3,5 dBm. Le signal est modulé par une séquence pseudo aléatoire de longueur $2^{15}-1$.

La Figure V.47 représente l'évolution du taux d'erreur binaire (TEB) en fonction de la distance avec et sans régénérateur. Un facteur d'amélioration de la distance de 3 est obtenu pour un taux d'erreur binaire de 10^{-8} et de 3,7 pour un taux d'erreur binaire de 10^{-4} . En optimisant la puissance en entrée de la ligne de transmission, un optimum a été obtenu pour une puissance de ligne de -2 dBm et permettant l'obtention d'un facteur d'amélioration de la distance de 6 pour un taux d'erreur binaire de 10^{-7} , soit une propagation sur une distance supérieure à 6 000 km pour cette dégradation du signal. Ceci est l'ordre de grandeur du facteur d'amélioration de la distance obtenu dans [10] (7600 km pour un taux d'erreur binaire de 5×10^{-6} contre 1700 km sans régénérateur, soit un FAD de 4,5).

L'observation du diagramme de l'œil après 30 et 44 cascades (en encart sur la Figure V.47), montre que le taux d'extinction est bien maintenu au fur et à mesure des cascades.

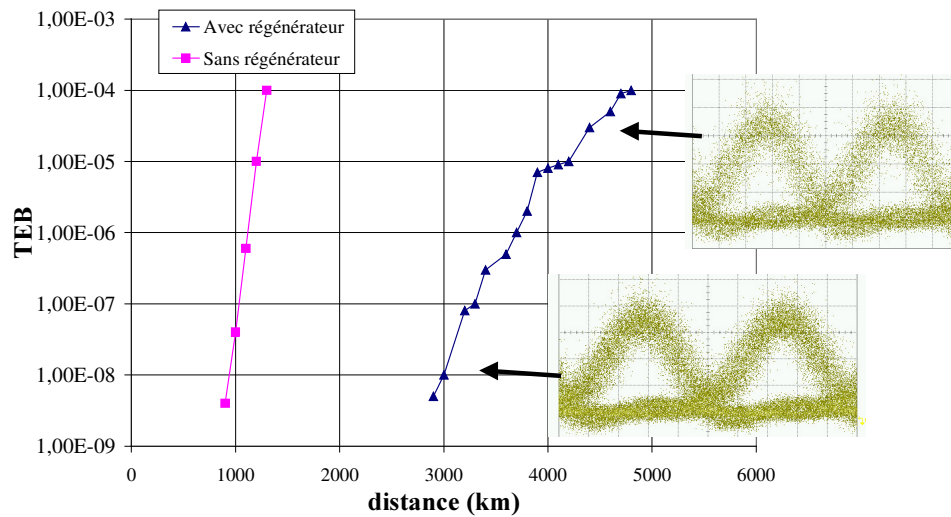


Figure V.47 : Evolution du taux d'erreur binaire en fonction de la distance avec et sans régénérateur à 43 Gbit/s.

Un absorbant saturable de temps de réponse 1,5 ps a bien permis l'obtention d'un régime de régénération à 43 Gbit/s. Les expériences avec ce dispositif seront poursuivies pour voir s'il est possible d'obtenir un régime de régénération avec un composant de temps de réponse 5 ps.

Conclusion du chapitre

Dans ce chapitre, les travaux relatifs à l'étude du régénérateur 2R à base d'absorbant saturable et d'amplificateur optique à semiconducteur ont été rapportés. Le chapitre s'est articulé en trois parties, le principe du dispositif a été exposé dans la première partie, la deuxième partie est consacrée à une étude numérique, la troisième à une étude expérimentale.

L'absorbant saturable en microcavité verticale dont nous avons pu disposer pendant ces travaux de thèse est un bon candidat pour la régénération optique WDM puisqu'il permet une amélioration du taux d'extinction du signal de 7 dB pour le signal utilisé et que son spectre en réflectivité a une large bande passante (10 nm pour une réflectivité de 3 dB supérieure au minimum de réflectivité pour le composant 2).

Ce composant est cependant incomplet pour une régénération 2R, puisqu'il amplifie le bruit d'intensité sur les symboles '1'. Nous avons proposé une solution originale à base d'un absorbant saturable en microcavité verticale et d'un amplificateur optique à semiconducteur, constituant un régénérateur 2R complet grâce à la complémentarité des fonctions de transmission des deux composants.

Une étude numérique nous a permis de mieux appréhender le comportement du dispositif lorsqu'il est cascadié. Un logiciel commercial de modélisation de systèmes de transmissions optiques a été utilisé, complété par des modèles que nous avons mis en place, qui tiennent compte du temps de réponse des composants. Le dispositif a pu être cascadié en maintenant un diagramme de l'œil ouvert (facteur de qualité en amplitude de 14 après 100 cascades, contre 5,3 au bout de 20 tours sans régénérateur). Le diagramme de l'œil est maintenu ouvert en amplitude et le régénérateur n'ajoute pas de gigue temporelle (la fermeture temporelle du diagramme de l'œil est la même avec ou sans régénérateur), ce qui est attendu pour un dispositif 2R.

Des temps de réponse de 5 ps pour l'absorbant saturable et de 15 ps pour le SOA semblent nécessaires pour un fonctionnement à 10 Gbit/s, ce qui est envisageable avec les composants standards dont nous disposons (en utilisant cependant un faisceau de maintien en entrée du SOA). A 40 Gbit/s un temps de réponse de 1,5 ps pour l'absorbant saturable et de 5 ps pour le SOA, semblent nécessaires. En ce qui concerne l'AS, des composants du projet ASTERIX permettent d'atteindre ces temps de réponse. Par contre pour le SOA, le temps de réponse souhaitable ne pourra certainement pas être atteint avec les composants standards. D'autres solutions seront à envisager.

Une gigue temporelle s'accumule au fur et à mesure des cascades, elle semble liée à la présence d'émission spontanée amplifiée et au passage dans le régénérateur. Ce phénomène sera approfondi dans le chapitre suivant. Comme le diagramme de l'œil reste ouvert en amplitude, cette gigue temporelle limitera certainement la transmission.

L'étude expérimentale dans une ligne de transmission, a montré que le dispositif était effectivement efficace à 10 Gbit/s par une expérience en boucle à recirculation. Un facteur d'amélioration de la distance de 7 (en comparaison avec le cas sans régénérateur) a été obtenu pour un taux d'erreur binaire de 10^{-8} (soit une distance de propagation de 24 000 km pour ce taux d'erreur binaire). L'analyse du taux d'erreur binaire et du diagramme de l'œil confirment que la liaison est limitée par la gigue temporelle.

Le régénérateur semble assez tolérant au bruit puisque le facteur d'amélioration de la distance reste supérieur à 7 sur une plage de variation du rapport signal sur bruit optique de 4 dB.

Nous avons finalement prouvé pour la 1^{ère} fois l'accordabilité du dispositif puisqu'un facteur d'amélioration de la distance de 6,5 (pour un taux d'erreur binaire de 10^{-8}) a été obtenu sur une plage spectrale de 13 nm. L'étude devra être poursuivie pour démontrer l'efficacité du dispositif en fonctionnement WDM.

A 40 Gbit/s par contre aucun résultat concluant n'a été obtenu dans une ligne de transmission avec le dispositif proposé. Compte tenu des résultats de l'étude numérique, nous pouvons supposer que le temps de réponse du SOA est trop lent pour fonctionner à 40 Gbit/s. Le bon fonctionnement de l'absorbant saturable à 40 Gbit/s a cependant été démontré par des collègues du laboratoire, en boucle à recirculation. Le complément de l'absorbant saturable était une fibre non linéaire suivi d'un filtrage discriminant. La réponse rapide de l'effet Kerr permet de s'affranchir du temps de réponse du limiteur de puissance. D'autres solutions seront à envisager car l'utilisation du dispositif à fibre nous paraît peu adaptée à la régénération WDM.

Dans la suite du manuscrit, nous utilisons ce dispositif pour approfondir la question de la régénération 2R dans une ligne de transmission de manière plus générale.

[1] D.A.B. Miller, D.S. Chemla, D. J. Eilenberger, P. W. Smith, A.C. Gossard, T. Tsang, 'Large room-temperature optical nonlinearity in GaAs/Ga_{1-x}Al_xAs multiple quantum well structures', *Applied Physics Letters*, vol. 41, no. 679, 1982.

[2] D.S. Chemla, D.A.B. Miller, P.W. Smith, A.C. Gossard, W. Wiegmann, *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 20, no. 265, 1984.

[3] A.M. Fox, A.C. Maciel, M.G. Shortose, J.F. Ryan, M.D. Scott, J.I. Davis, J.R. Riffat, *Applied Physics Letters*, vol. 51, no. 30, 1987.

[4] M. Gicquel-Guezo, S. Loualiche, J. Even, C. Labbé, O. Dehease, A. Le Corre, H. Folliot, Y. Pellan, '290 fs switching time of Fe-doped quantum well saturable

absorbers in a microcavity in 1.55 μm range', *Applied Physics Letters*, vol. 85, no. 24, pp. 5926-5928, 2004.

[5] H. Choumane, 'Etude de dispositifs tout-optiques à absorbants saturable ultra rapides pour application aux transmissions optiques à très haut débit', *Thèse de doctorat de l'Université de Paris XI Orsay*, 2003.

[6] D. Massoubre, J-L. Oudar, G. Aubin, A. Shen, J. Decobert, L. Bramerie, J-C. Simon, M. Gay, 'High speed, high switching contrast quantum well saturable absorber for 160 Gbit/s operation', *Conference on Lasers and Electro-optics, Cleo*, Baltimore, CThD3, 2005.

[7] D. Massoubre, J-L. Oudar, H. Choumane, G. Aubin, J.C. Harmand, A. Shen, J. Decobert, J. Landreau, B. Thedrez, 'Low switching energy saturable absorber device for 40 Gbit/s networks', *Integrated Photonics Research (IPR 2004)*, OSA, San Francisco, USA, 2004.

[8] E. Le Cren, 'Etude de composants absorbants saturables à semi-conducteurs à multi-puits quantiques dopés au Fer pour la régénération de signaux optiques à très hauts débits d'information', *Thèse de doctorat de l'Université de Rennes I*, 2004.

[9] M. Matsumoto, O. Leclerc, 'Analysis of 2R optical regenerator utilising self phase modulation in highly non linear fiber', *Electronics Letters*, vol. 38, no. 12, pp.576-577 (2002).

[10] D. Rouvillain, F. Segueineau, L. Pierre, P. Brindel, H. Choumane, G. Aubin, J.L. Oudar, O. Leclerc, '40 Gbit/s optical 2R regenerator based on passive saturable absorber for WDM long-haul transmission', *Optical Fiber Communication Conference*, FD11, 2002.

[11] F. Segueineau, D. Rouvillain, H. Choumane, G. Aubin, J-L. Oudar, P. Brindel, B. Lavigne, O. Leclerc, 'Regeneration capabilities of passive saturable absorber-based optical 2R in 20 Gbit/s RZ DWDM long-haul transmissions', *Electronics Letters*; 2003, vol. 39, no. 11, pp. 857-859.

[12] Z. Bakonyi, G. Onishchukov, C. Knöll, M. Gölles, F. Lederer and R. Ludwig, 'In-line saturable absorber in transmission systems with cascaded semiconductor optical amplifiers', *IEEE Transactions on Photonics Tech. Lett.*, vol. 12, no. 5, may 2000.

[13] F. Öhman, S. Bischoff, B. Tromborg, J. Mork, 'Noise and regeneration in semiconductor waveguides with saturable gain and absorption', *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 40, no. 3, march 2004, pp. 245-255.

[14] V. Mikhailov, P. Bayvel, 'All-optical multiwavelength clock recovery using integrated semiconductor amplifier array module', *Electronics Letters*, vol. 37, no. 4, 2001.

[15] M. A. Dupertuis, J. L. Pleumeekers, T.P. Hessler, P. E. Selbmann, B. Deveaud, B. Dagens, J.Y. Emery, 'Extremely fast high-gain and low-current SOA by optical speed-up at transparency', *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 12, no. 11, pp. 1453-1455, 2000.

[16] A.A.M. Saleh, 'Nonlinear models of travelling-wave optical amplifiers', *Electronics Letters*, vol. 24, no. 14, pp. 835-837, 1988.

[17] D. Rouvillain, F. Segueineau, L. Pierre, P. Brindel, H. Choumane, G. Aubin, J.L. Oudar, O. Leclerc, '40 Gbit/s optical 2R regenerator based on passive saturable

absorber for WDM long-haul transmission', *Optical Fiber Communication Conference*, FD11, 2002.

[18] T. Akiyama, K. Kawaguchi, M. Sugawara, H. Sudo, M. Ekawa, H. Ebe, A. Kuramata, K. Otsubo, K. Morito, Y. Arakawa, 'A Semiconductor optical amplifier with an extremely high penalty-free output power of 20 dBm achieved with quantum dots', *European Conference on Optical Communication*, PD. 2.2, ECOC 2003.

[19] J. Leuthold, L. Möller, J. Jaques, S. Cabot, L. Zhang, P. Bernasconi, M. Cappuzzo, L. Gomez, E. Laskowski, E. Chen, A. Wong-Foy, A. Griffin, '160 Gbit/s SOA all-optical wavelength converter and assessment of its regenerative properties', *Electronics Letters*, vol. 40, no. 9, 2004.

[20] G.P.Agrawal, N.A.Olsson, 'Self-phase modulation and spectral broadening of optical pulses in semiconductor laser amplifiers', *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 25, no. 11, 1989, pp. 2297-2306.

[21] V. Mikhailov, P. Bayvel, 'All-optical multiwavelength clock recovery using integrated semiconductor amplifier array module', *Electronics Letters*, vol. 37, no. 4, Feb. 2001.

[22] Y. Liu, E. Tangdionga, Z. Li, S. Zhang, H de Waardt, G.D. Khoe, H.J.S. Dorren, '160 Gbit/s wavelength converter using fast dynamics in an SOA', *European Conference on Optical Communication Conference*, ECOC We 1.5.4, 2005.

CHAPITRE VI

ETUDE GENERALE DE LA CASCADE DE REGENERATEURS 2R.

Ce chapitre est dédié à une approche plus générale de la cascade de régénérateurs 2R dans une liaison. Dans le chapitre précédent, nous avons détaillé le dispositif 2R mis en place pendant ces travaux. Dans ce chapitre nous utilisons ce dispositif, que nous considérerons cette fois-ci comme une ‘boîte noire’, dans le but d’analyser une liaison comportant une cascade de régénérateurs 2R.

L’accumulation de gigue temporelle dans une liaison comportant une cascade de portes non linéaires pour la régénération est abordée dans une première partie à travers une étude analytique et numérique.

L’impact du pas entre régénérateurs est étudié dans une deuxième partie. L’impact du facteur discriminant du régénérateur 2R est analysé dans une troisième partie.

I. Accumulation de gigue temporelle dans une cascade de portes non linéaires : étude analytique et numérique

Alors que le taux d’erreur binaire évolue linéairement en fonction du nombre de cascades de régénérateurs 3R, il en est autrement d’une liaison comportant une cascade de régénérateurs 2R à cause de l’accumulation de gigue temporelle. La gigue temporelle est en partie due aux effets de propagation dans la fibre (chapitre I). Elle est cependant amplifiée en présence de régénérateurs 2R. Dans la littérature, assez peu de publications traitent du sujet. P. Öhler étudie dans [1], de manière théorique, l’influence de la bande passante du régénérateur optoélectronique sur l’accumulation de gigue temporelle. Il montre que plus la bande passante est élevée, moins il y a accumulation de gigue temporelle. Dans [2], T. Zami montre que la gigue temporelle est plus importante dans un système de cascade de régénérateurs 2R. Il exprime la gigue temporelle en sortie du régénérateur par une expression inversement proportionnelle à la pente du signal d’entrée ; les fronts montants et descendants des impulsions sont significatifs de la bande passante du régénérateur pour une cascade de régénérateurs 2R en automodulation. Par conséquent, plus la bande passante du dispositif est élevée, moins il y a accumulation de gigue temporelle.

Nous proposons ici une étude analytique et numérique permettant de mieux comprendre le phénomène d’accumulation de gigue temporelle en présence de régénérateurs 2R.

Nous modélisons une porte non linéaire en automodulation dont la décomposition en trois sections linéaires a été introduite au paragraphe I.2.1 du chapitre IV. Nous considérons que la porte répond de manière instantanée pour l’étude analytique. En ce qui concerne l’étude numérique, les cas d’une réponse instantanée et non instantanée sont considérés. Nous abordons d’abord l’étude analytique avant de passer à l’approche numérique.

1. Etude analytique

Une étude analytique simple nous permet de mieux appréhender le phénomène de transfert de bruit d’amplitude en gigue temporelle à la traversée d’une porte non linéaire. Après une description de l’expression d’un signal triangulaire présentant un bruit d’amplitude, nous calculons la transformation de ce signal par une porte non linéaire.

1.1. Signal triangulaire

Pour cette étude nous calculons la transformation d’un signal triangulaire à la traversée d’une porte non linéaire décomposée en trois sections de droite. Cette considération simple permet de comprendre le phénomène de transfert de bruit d’amplitude en gigue temporelle à la traversée d’une porte non linéaire. Un signal plus réaliste sera considéré pour l’étude numérique.

Dans une transmission essentiellement limitée par l'accumulation de bruit d'émission spontanée amplifiée, le bruit de battement 'signal-spontanée' est dominant. Pour simplifier l'étude, nous ne considérons donc que les symboles '1'.

La Figure VI.1 représente le signal triangulaire. Le taux d'extinction du signal s'écrit $\tau_{ex} = \frac{P_1}{P_0}$, avec P_1 et P_0 les puissances instantanées des symboles '1' et '0'.

A $t = \frac{1}{2}$, nous considérons que la puissance du signal est P_1 et à $t = 0$ et $t = 1$ que la puissance du signal est égale à P_0 .

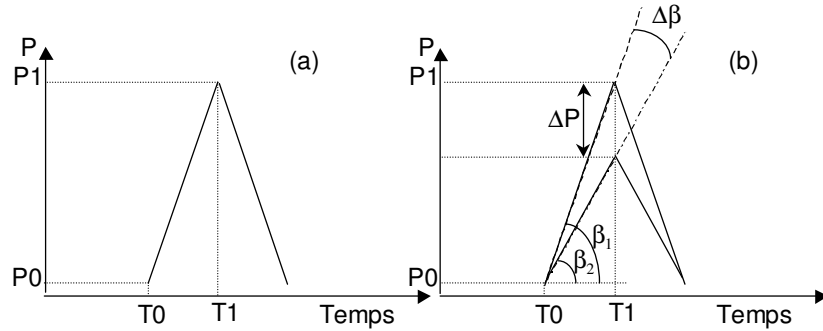


Figure VI.1 : (a) signal triangulaire, (b) signal triangulaire avec bruit d'amplitude.

L'expression du signal triangulaire s'écrit :

$$\begin{aligned} \text{Pentrée} &= \beta \cdot t + P_0 && \text{pour } 0 < t < \frac{1}{2} \\ \text{Pentrée} &= -\beta \cdot t + P_0 + \beta && \text{pour } \frac{1}{2} < t < 1 \end{aligned} \quad (VI.1)$$

avec β la pente de l'impulsion qui s'écrit :

$$\beta = \frac{P_1 - P_0}{t_1 - t_0} = 2 \cdot P_0 \cdot (\tau_{ex} - 1) \quad (VI.2)$$

avec t_1 et t_0 les instants correspondant aux puissances respectives P_1 et P_0 ; dans le cas présent : $t_1 = \frac{1}{2}$ et $t_0 = 0$ (pour le front de montée) et 1 (pour le front de descente).

Afin de considérer un signal présentant seulement un bruit d'amplitude, nous faisons l'approximation suivante : nous considérons que le bruit d'amplitude se caractérise par une variation de la puissance maximale du signal. Le signal en résultant est une homothétie du signal triangulaire moyen. Cette approximation n'est pas vraiment représentative du bruit d'émission spontanée amplifiée. Cependant, le bruit d'émission spontanée amplifiée crée des fluctuations des fronts de montée et de descente des impulsions. Les fluctuations d'intensité caractérisées par une variation de front montant et descendant $\Delta\beta$ peuvent représenter la fluctuation des fronts en présence d'émission spontanée amplifiée. Un signal présentant des variations d'intensité est représenté sur la Figure VI.1.b. Lorsque la puissance maximale varie, la pente du signal triangulaire β varie également. Dans la suite, la fluctuation d'amplitude sera caractérisée par une fluctuation de la pente $\Delta\beta$.

1.2. Passage dans la porte non linéaire

1.2.1. La porte

Nous considérons ici que la caractéristique puissance de sortie – puissance d'entrée évolue selon trois sections de droites comme représenté sur la Figure VI.2.

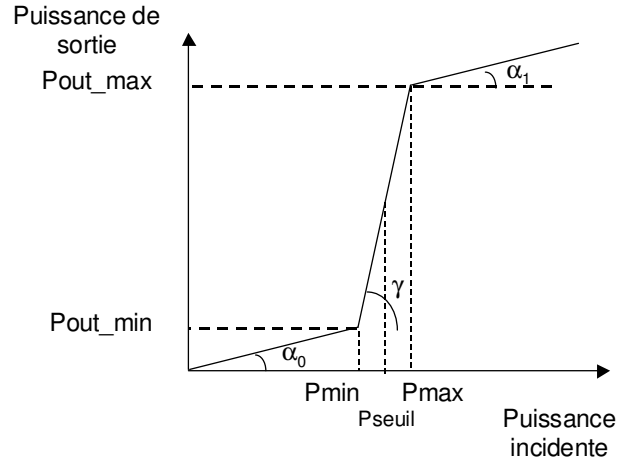


Figure VI.2 : Caractéristique puissance de sortie – puissance d'entrée de la porte non linéaire.

La première et la troisième droite ont des pentes positives et faibles, la deuxième droite a une pente plus élevée. Nous écrivons donc :

$$\begin{aligned}
 P_{\text{sortie}} &= \alpha_0 \cdot P_{\text{entrée}} && \text{pour } P_{\text{entrée}} < P_{\text{min}} \\
 P_{\text{sortie}} &= \gamma \cdot P_{\text{entrée}} + d_1 && \text{pour } P_{\text{min}} < P_{\text{entrée}} < P_{\text{max}} \\
 P_{\text{sortie}} &= \alpha_1 \cdot P_{\text{entrée}} + d_2 && \text{pour } P_{\text{entrée}} > P_{\text{max}}
 \end{aligned} \quad (\text{VI.3})$$

$$\text{avec } d_1 = P_{\text{out_min}} - \gamma \cdot P_{\text{min}} = P_{\text{out_max}} - \gamma \cdot P_{\text{max}} \quad (\text{VI.4})$$

$$d_2 = P_{\text{out_max}} - \alpha_1 \cdot P_{\text{max}}$$

Les pentes α_0 et α_1 sont reliées au facteur de transmission du bruit des symboles '0' et '1' respectivement, la pente γ est reliée au facteur discriminant.

1.2.2. Traversée du signal triangulaire dans la porte

A la traversée de la porte non linéaire, le front de montée du signal (une droite) est transformé en trois sections de droites au passage de P_{min} et P_{max} . La Figure VI.3 représente la transformation du signal à la traversée de la porte.

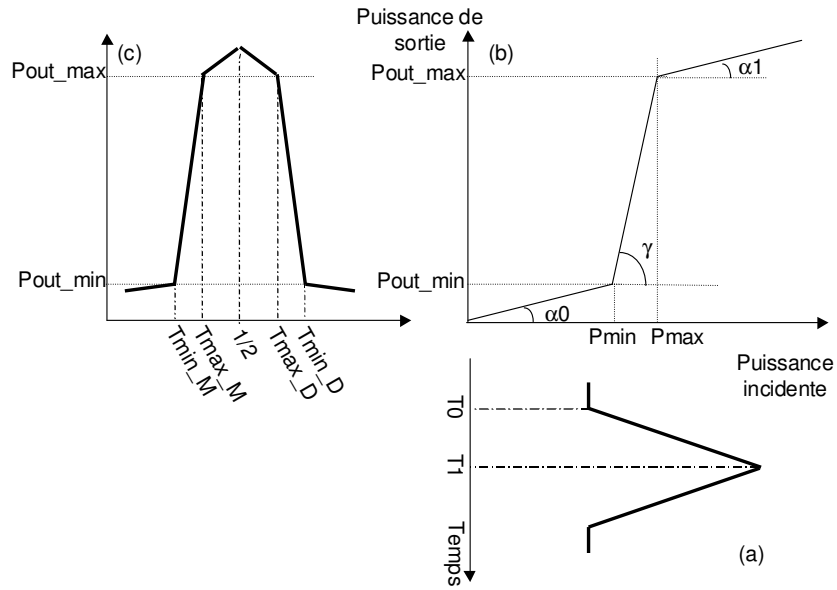


Figure VI.3 : signal d'entrée (a), porte non linéaire (b) et signal de sortie (c).

T_{min_M} et T_{max_M} (respectivement T_{min_D} et T_{max_D}) sont les intersections des trois droites du front de montée (respectivement de descente) du signal de sortie, T_{min_M} correspond à l'instant du front de montée du signal pour lequel la puissance est égale à P_{min} et T_{max_M} pour lequel la puissance est égale à P_{max} , T_{max_D} et T_{min_D} sont définis de la même manière pour le front descendant.

$$\begin{aligned}
 T_{min_M} &= \frac{P_{min} - P_0}{\beta} \\
 T_{max_M} &= \frac{P_{max} - P_0}{\beta} \\
 T_{min_D} &= \frac{P_{min} - P_0 - \beta}{-\beta} \\
 T_{max_D} &= \frac{P_{max} - P_0 - \beta}{-\beta}
 \end{aligned} \tag{VI.5}$$

L'expression du signal après la traversée de la porte s'écrit :

$$\begin{aligned}
 P_{sortie} &= \alpha_0 \cdot (\beta \cdot t + P_0) && \text{pour } 0 < t < T_{min_M} \\
 P_{sortie} &= \gamma \cdot (\beta \cdot t + P_0) + d_1 && \text{pour } T_{min_M} < t < T_{max_M} \\
 P_{sortie} &= \alpha_1 \cdot (\beta \cdot t + P_0) + d_2 && \text{pour } T_{max_M} < t < 1/2 \\
 P_{sortie} &= \alpha_1 \cdot (-\beta \cdot t + P_0 + \beta) + d_2 && \text{pour } 1/2 < t < T_{max_D} \\
 P_{sortie} &= \gamma \cdot (-\beta \cdot t + P_0 + \beta) + d_1 && \text{pour } T_{max_D} < t < T_{min_D} \\
 P_{sortie} &= \alpha_0 \cdot (-\beta \cdot t + P_0 + \beta) && \text{pour } T_{min_D} < t < 1
 \end{aligned} \tag{VI.6}$$

1.2.3. Présence de bruit d'amplitude

La transformation de deux impulsions d'amplitudes différentes par une porte non linéaire est représentée sur la Figure VI.4.

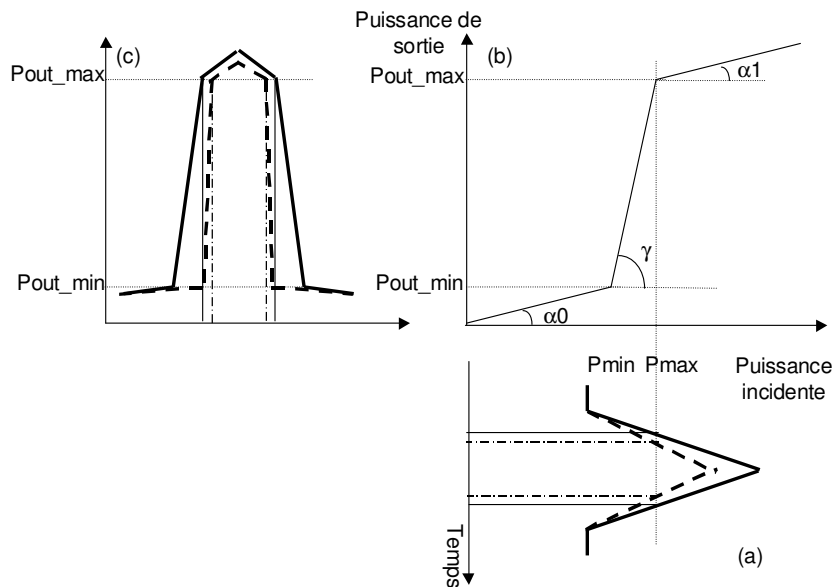


Figure VI.4 : signal d'entrée (a), porte non linéaire (b) et signal de sortie (c) de deux impulsions d'amplitudes différentes.

Cette approche géométrique montre que les fluctuations d'amplitude du signal d'entrée conduisent à un bruit d'amplitude résiduel et à des variations de largeur des impulsions. Par contre, les impulsions de sortie sont toujours centrées. Le passage d'un signal qui possède uniquement des variations de puissance crête dans une porte non linéaire, ne se traduit pas par de la gigue temporelle mais par des fluctuations de largeur d'impulsions. Nous parlerons de 'pseudo gigue' temporelle puisque ces fluctuations de largeur s'apparentent, sur le diagramme de l'œil, à de la gigue temporelle. Ces fluctuations de largeurs sont aussi à l'origine de fluctuations d'énergie qui peuvent conduire à des erreurs après détection.

Dans le cas présent, nous avons considéré des impulsions symétriques, les impulsions de sortie sont par conséquent également symétriques par rapport au centre du temps bit. Nous aurions pu considérer le cas d'une impulsion non symétrique en entrée de la porte non linéaire, pour tenir compte de la déformation des impulsions par le bruit d'émission spontanée amplifiée. Considérer une impulsion non symétrique revient à créer de la gigue temporelle en entrée de la porte non linéaire puisque le centre de gravité de l'impulsion est déplacé. Pour ne pas trop alourdir l'étude analytique, nous n'avons pas considéré ce cas qui sera traité au cours de l'étude numérique où un signal déformé par du bruit d'émission spontanée amplifiée plus réaliste est considéré.

1.3. Variation des fronts de l'impulsion à la traversée de la porte non linéaire

Compte tenu du fait que la gigue temporelle en présence de régénérateurs 2R se traduit par des variations de largeurs d'impulsions, la pseudo gigue temporelle ne peut se caractériser par l'étude de la variation du centre de l'impulsion. Nous la caractériserons par la variation des instants où les fronts de montée et de descente sont à mi-hauteur de leur amplitude. Nous considérons ici que les fronts de montée et de descente du signal de

sortie sont respectivement définis entre les bornes [Tmin_M Tmax_M] et [Tmax_D Tmin_D].

1.3.1. Calcul de l'instant où les fronts sont à mi-hauteur de leur amplitude

a) Front montant

Entre les bornes [Tmin_M Tmax_M], l'amplitude du front montant s'écrit :

$$A = P_{out_max} - P_{out_min} = P_{out}(T_{max_M}) - P_{out}(T_{min_M})$$

$$A = \gamma \cdot \beta \cdot (T_{max_M} - T_{min_M}) \quad (VI.7)$$

Nous recherchons l'instant t, tel que le front montant soit à mi-hauteur de son amplitude :

$$\gamma \cdot \beta \cdot t + \gamma \cdot P_0 + d_1 = \frac{A}{2} \quad (VI.8)$$

$$\text{Soit } t = \frac{T_{max_M} - T_{min_M}}{2} - \frac{P_0}{\beta} - \frac{d_1}{\gamma \cdot \beta} \quad (VI.9)$$

D'après les définitions de Tmax_M et Tmin_M :

$$t = \frac{P_{max} - P_{min}}{2 \cdot \beta} - \frac{P_0}{\beta} - \frac{d_1}{\gamma \cdot \beta} \quad (VI.10)$$

b) Front descendant

Nous faisons le même raisonnement sur le front descendant.

L'amplitude du front descendant s'écrit :

$$A = P_{out_max} - P_{out_min} = P_{out}(T_{max_D}) - P_{out}(T_{min_D}) \quad (VI.11)$$

$$A = -\gamma \cdot \beta \cdot (T_{max_D} - T_{min_D})$$

$$\text{Nous cherchons } t \text{ tel que : } -\gamma \cdot \beta \cdot t + \gamma \cdot P_0 + \gamma \cdot \beta + d_1 = \frac{A}{2} \quad (VI.12)$$

$$\text{Soit } t = \frac{T_{max_D} - T_{min_D}}{2} + \frac{P_0}{\beta} + 1 + \frac{d_1}{\gamma \cdot \beta}$$

D'après les définitions de Tmax_D et Tmin_D :

$$t = \frac{P_{min} - P_{max}}{2 \cdot \beta} + \frac{P_0}{\beta} + \frac{d_1}{\gamma \cdot \beta} + 1 \quad (VI.13)$$

1.3.2. Variations d'amplitude

Le bruit d'amplitude est caractérisé par une variation $\Delta\beta$ de la pente du signal triangulaire, sur le paramètre t.

Les paramètres Pmax, Pmin, γ et d_1 sont propres à la porte non linéaire, par conséquent, pour une porte non linéaire donnée, quand β varie, la variation de l'instant où le front montant est à mi-hauteur de son amplitude s'écrit :

$$\Delta t_M = \left[\frac{P_{max} - P_{min}}{2} - P_0 - \frac{d_1}{\gamma} \right] \cdot \left[\frac{\Delta\beta}{\beta^2} \right] \quad (VI.14)$$

Par conséquent le bruit d'amplitude du signal incident induit des variations de la position du front de montée du signal de sortie.

De la même manière, une variation d'amplitude $\Delta\beta$ induit une variation du front descendant Δt_D :

$$\Delta t_D = t_2 - t_1 = \left[\frac{P_{\min} - P_{\max}}{2} + P_0 + \frac{d_1}{\gamma} \right] \cdot \left[\frac{\Delta\beta}{\beta^2} \right] \quad (VI.15)$$

$$\text{d'où } \Delta t_D = -\Delta t_M$$

Les fluctuations des fronts montants et descendants en présence de fluctuations d'amplitude sont opposées. Le signal de sortie présente donc une variation de largeur des impulsions. Le bruit d'amplitude est transféré en fluctuation de largeurs des impulsions qui s'apparente à de la gigue temporelle sur le diagramme de l'œil. Nous étudions dans la suite l'influence de la raideur des fronts des impulsions sur le signal de sortie.

1.3.3. Influence du facteur discriminant de la porte non linéaire

Nous étudions ensuite l'influence du facteur discriminant de la porte non linéaire sur les variations de largeur des impulsions. Le terme caractéristique du facteur discriminant est la pente γ de l'équation (VI.3).

Nous reprenons l'équation (VI.14) significative de la pseudo gigue temporelle liée aux variations d'amplitude du signal incident, en remplaçant d_1 par son expression (VI.4) :

$$\Delta t = \pm \left[P_{\text{seuil}} - P_0 - \frac{P_{\text{out_min}}}{\gamma} \right] \cdot \left[\frac{\Delta\beta}{\beta^2} \right] \quad (VI.16)$$

Nous pouvons considérer une porte non linéaire pour laquelle le seuil de la porte, et la puissance $P_{\text{out_min}}$ restent invariants lorsque le facteur discriminant de la porte varie, comme nous le représentons sur la Figure VI.5 :

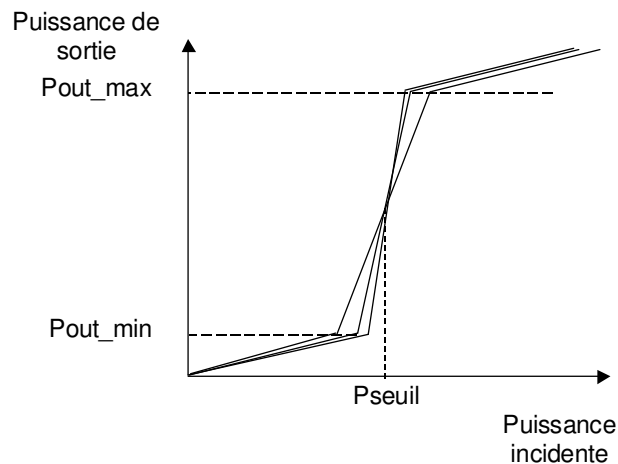


Figure VI.5 : Caractéristique puissance de sortie – puissance d'entrée de portes non linéaires de facteur discriminant variable pour une même puissance de seuil et de puissance $P_{\text{out_min}}$.

L'expression [9] peut par conséquent s'écrire sous la forme :

$$\Delta t = \pm \left[A - \frac{B}{\gamma} \right] \cdot \left[\frac{\Delta\beta}{\beta^2} \right] \quad (VI.17)$$

où A et B sont des constantes quand la raideur de la porte varie.

D'après l'expression (VI.18), quand la pente de la porte augmente, le terme en $1/\gamma$ diminue et l'expression entre crochet augmente. Par conséquent, pour un bruit d'intensité donné, la pseudo gigue temporelle augmente quand le facteur discriminant augmente.

L'étude analytique nous a permis de montrer, en première approximation, que les fluctuations de puissance du signal conduisent à des variations de largeur des impulsions en sortie de la porte non linéaire, qui s'apparentent à de la gigue temporelle sur le diagramme de l'œil. Nous nommons ce phénomène pseudo gigue temporelle.

D'autre part, nous avons montré que plus le facteur discriminant de la porte est grand, plus la 'pseudo gigue' temporelle est importante en sortie de la porte non linéaire.

Cette première approche, aussi simpliste qu'elle puisse paraître, nous a permis de mettre en évidence des phénomènes propres à la régénération 2R, qui n'ont jamais été montrés à l'heure actuelle, à notre connaissance.

Dans la suite, l'étude numérique permet de considérer une situation plus réaliste (au niveau de la forme du signal et du bruit d'intensité).

2. Approche numérique

Nous utilisons le logiciel Optisystem pour modéliser une cascade de portes non linéaires en présence d'émission spontanée amplifiée. Le signal d'émission est issu du module d'émission à 10 Gbit/s décrit au paragraphe II.2.1.1 du chapitre III. Ce signal traverse ensuite la ligne de transmission dite 'Tout Erbium' (présentée au chapitre III). Une fois encore, la ligne 'Tout Erbium' qui se rapproche de la ligne de transmission expérimentale en terme d'accumulation de bruit d'émission spontanée amplifiée, n'est pas utilisée dans un but quantitatif, mais elle permet de considérer une dégradation du signal réaliste en entrée de la porte non linéaire.

La porte non linéaire est modélisée par l'insertion d'une fonction Matlab qui modélise une porte non linéaire décomposée en trois sections de droite dont l'expression a été introduite au paragraphe I.2.1. Un élément de boucle permet de cascader le dispositif dans la ligne.

La porte non linéaire étant sensible à l'intensité, nous considérons que l'amplitude du champ se transforme selon $E_{sortie} = \sqrt{P_{sortie}}$ et que la phase du signal n'est pas affectée à la traversée de la porte. Les cas d'une réponse instantanée et non instantanée sont considérés.

Comme cela a été montré lors de la présentation du logiciel Optisystem, ce logiciel n'est pas adapté à calculer des taux d'erreur binaire lorsque les densités de probabilité de puissance des symboles ne sont pas gaussiennes. Par conséquent l'étude a été effectuée sur le diagramme de l'œil. Les facteurs de qualité en amplitude et en temps (définis au chapitre I) sont calculés de manière analogue à l'étude numérique du chapitre V.

2.1. Transfert du bruit d'amplitude en pseudo gigue temporelle

a) Bruit d'amplitude par homothétie

Pour s'approcher des approximations de l'étude analytique, nous nous affranchissons dans un premier temps du bruit d'émission spontanée amplifiée et nous

faisons varier la puissance crête d'une impulsion isolée qui correspond au bruit d'amplitude de l'étude analytique. Nous considérons ici une impulsion gaussienne. Les paramètres de la porte non linéaire en marche d'escalier considérée sont les suivants : contraste = 60 dB, $\alpha_1 = \alpha_0 = 0,001$, $\gamma = 500$.

La caractéristique puissance de sortie – puissance d'entrée de la porte non linéaire est représentée sur la Figure VI.6.

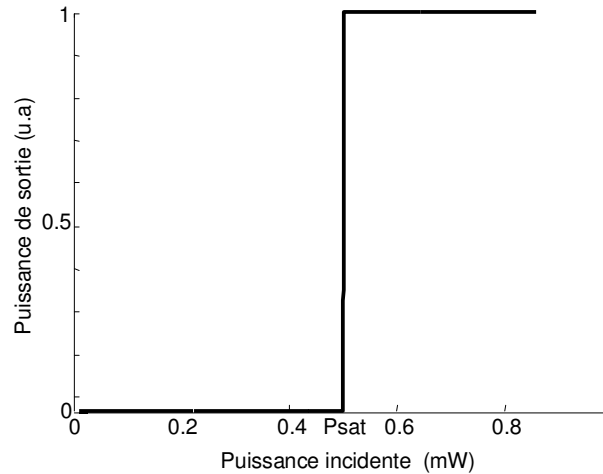


Figure VI.6 : Puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée de la porte non linéaire.

La Figure VI.7 représente l'impulsion incidente (a) et l'impulsion de sortie après 10 cascades dans la porte non linéaire (b), lorsque la puissance crête de l'impulsion incidente varie de 1,25 à 2,5 fois la puissance de seuil Pseuil.

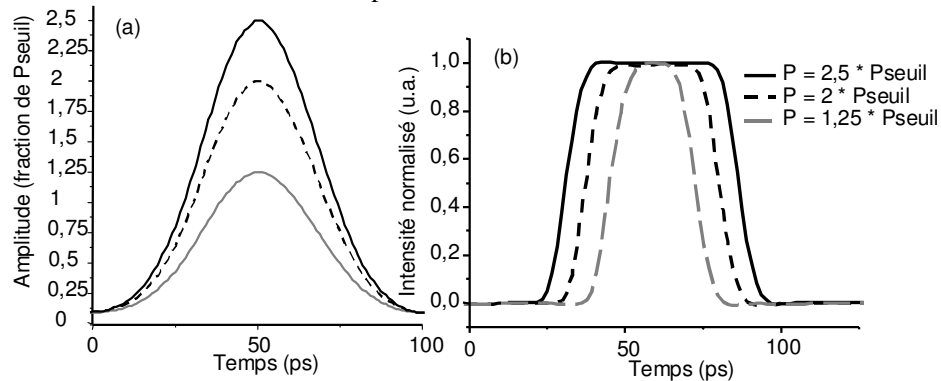


Figure VI.7 : Impulsion incidente de puissance variable (a) et impulsion après avoir traversé 10 portes non linéaires en marche d'escalier (b).

Nous retrouvons le résultat de l'étude analytique, à savoir qu'une variation de la puissance crête se traduit par des fluctuations de largeurs des impulsions. Il s'agit d'une 'pseudo gigue' temporelle au sens où le centre de l'impulsion reste identique. Ce type de fluctuation d'intensité n'est cependant pas très proche du bruit d'émission spontanée amplifiée.

b) Bruit d'amplitude lié à l'émission spontanée amplifiée

Le cas d'un signal présentant un bruit d'amplitude créé par de l'émission spontanée amplifiée est ensuite considéré. La ligne de transmission considérée est la ligne 'Tout erbium' à 10 Gbit/s présentée au chapitre III.

Les paramètres caractérisant la régénération sont α qui est proportionnel au facteur de transmission du bruit, γ qui est proportionnel au facteur discriminant, le contraste, et la puissance incidente sur le régénérateur. Nous exprimerons le rapport RP de la puissance des symboles '1' sur la puissance à laquelle la porte non linéaire est à saturation (paramètre ps_1 défini au chapitre II).

Les paramètres de modélisation sont récapitulés dans le Tableau VI.1.

α	0,001
γ	500
Contraste	60 dB
RP	0,7
Bande passante	12,5 ou 50 GHz
Nombre de bits	512
Nombre d'échantillons par bit	128

Tableau VI.1 : Paramètres de modélisation.

La Figure VI.8.a représente le diagramme de l'œil obtenu après 10 cascades dans la ligne non régénérée. La Figure VI.8.b, représente quelques impulsions extraites du diagramme de l'œil.

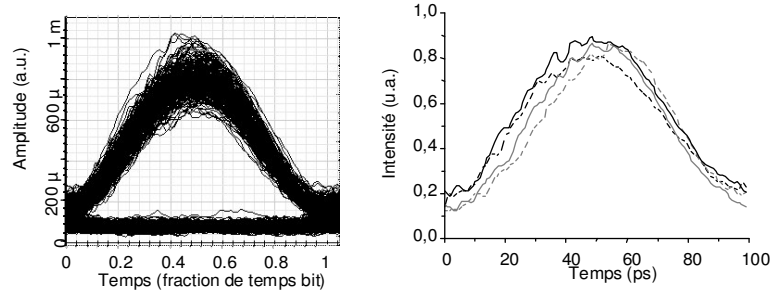


Figure VI.8 : Diagrammes de l'œil (a) et extraction de quelques impulsions (b) après 10 tours sans régénérateur.

Nous observons que les impulsions présentent des fluctuations d'amplitude, ainsi qu'une déformation temporelle. Les fluctuations de puissance rapides liées à l'émission spontanée amplifiée sont filtrées par la photodiode ce qui peut conduire à une déformation temporelle de l'impulsion. Cette déformation temporelle conduit à une gigue temporelle et à des variations de formes des impulsions comme le montre la Figure VI.8.b.

Le signal qui présente un bruit d'amplitude lié à l'accumulation de bruit d'émission spontanée amplifiée présente donc des fluctuations d'amplitude et de la gigue temporelle.

La Figure VI.9 représente le diagramme de l'œil obtenu lorsque le régénérateur est inséré dans la cascade et pour une bande passante de réception de 12,5 GHz. Le diagramme de l'œil semble présenter un bruit d'amplitude ainsi qu'une gigue temporelle. La Figure VI.10.a représente le diagramme de l'œil obtenu après 10 cascades dans la porte non linéaire pour une bande passante d'observation de 50 GHz. Le diagramme de l'œil ne présente cette fois-ci pas de bruit d'amplitude mais une gigue temporelle. Pour une bande passante de 12,5 GHz, les flancs sont moins raides et ferment le diagramme de l'œil en amplitude. Nous travaillerons donc dans la suite avec une bande passante d'observation de 50 GHz.

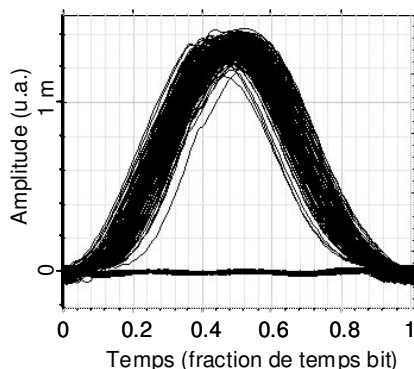


Figure VI.9 : Diagramme de l'œil après 10 cascades dans la porte non linéaire et une bande passante de 12,5 GHz.

La Figure VI.10.b représente quelques impulsions extraites du diagramme de l'œil. Elle met en évidence que cette gigue temporelle est constituée de variations de largeurs des impulsions et de variations des centres des impulsions. En effet les impulsions en trait continu et en trait discontinu sont sensiblement de même largeur mais de centre décalé; les impulsions en trait continu noir et gris ont des largeurs différentes.

La gigue temporelle du signal régénéré est constituée de la pseudo gigue temporelle liée à la traversée de la porte non linéaire (fluctuations de largeurs) et de la gigue temporelle du signal d'entrée qui est reproduite sur le signal de sortie.

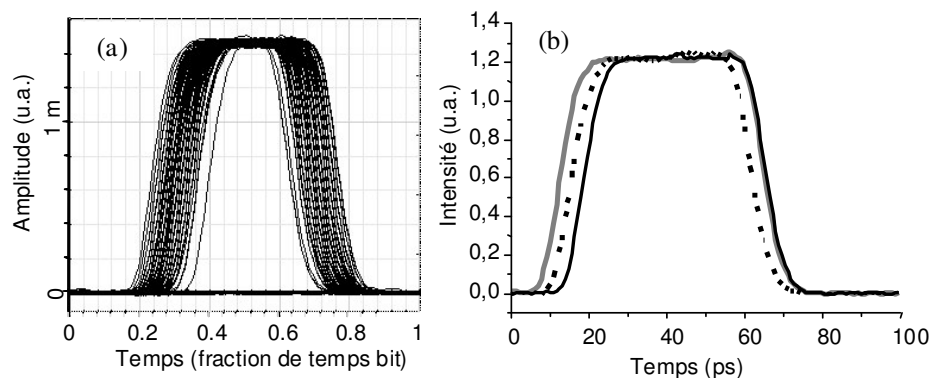


Figure VI.10 : Diagrammes de l'œil (a) et extraction de quelques impulsions (b) après 10 tours avec régénérateur.

Dans ce paragraphe, il a été mis en évidence qu'en présence de bruit d'émission spontanée amplifiée, deux types de giges temporelles sont présentes en sortie d'une liaison comportant une cascade de portes non linéaires. La première est la reproduction de la gigue temporelle du signal en entrée de la porte non linéaire. La deuxième est la pseudo gigue temporelle liée à la traversée de la porte non linéaire (fluctuations de largeurs).

c) Influence de la raideur de la porte

Dans ce paragraphe, l'influence de la raideur de la porte non linéaire est étudiée. Les paramètres de modélisation sont récapitulés dans le Tableau VI.2.

α	0,001
γ	500 puis 5 puis 2,5
Contraste	60 dB
RP	0,7
Bande passante récepteur	50 GHz
Nombre de bits	512
Nombre d'échantillons par bit	128

Tableau VI.2 : Paramètres de modélisation.

Les caractéristiques puissance de sortie – puissance d'entrée sont tracées sur la Figure VI.11.

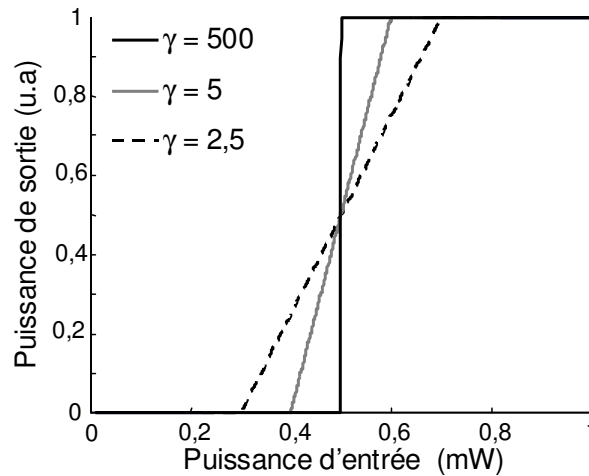
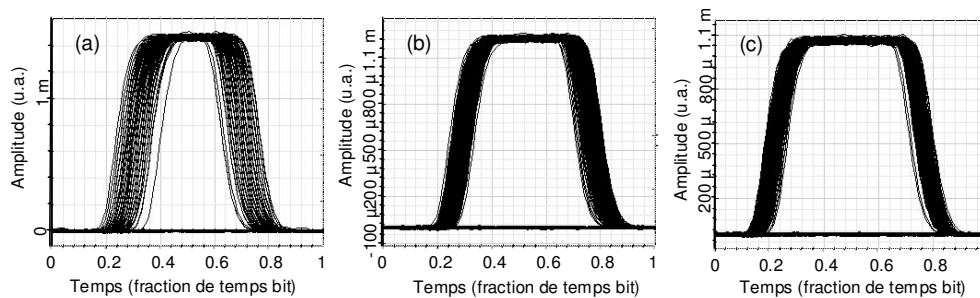


Figure VI.11 : Portes non linéaires modélisées.

Les diagrammes de l'œil après 10 passages dans la ligne sont représentés sur la Figure VI.12 pour $\gamma = 500$ (a), $\gamma = 5$ (b) et $\gamma = 2,5$ (c). La ligne de transmission est inchangée par rapport au cas précédent, aussi, le diagramme de l'œil après 10 tours sans régénérateur (pour comparaison) est celui de la Figure VI.8.


 Figure VI.12 : Diagrammes de l'œil après 10 passages, pour $\gamma = 500$ (a), $\gamma = 5$ (b) et $\gamma = 2,5$ (c).

La porte la moins raide semble créer moins de pseudo gigue temporelle. Nous remarquons cependant que la largeur des impulsions augmente lorsque le facteur discriminant de la porte diminue. Afin de pouvoir comparer les facteurs de qualité en fonction du facteur discriminant, nous nous plaçons dans des conditions de puissance où la largeur des impulsions est sensiblement identique. Le Tableau VI.3 récapitule les facteurs de qualité obtenus pour les différentes valeurs de γ pour une puissance incidente telle que la largeur des impulsions soit de l'ordre de 40 ps. La 'pseudo gigue' temporelle

augmente (Q_t diminue) lorsque γ augmente, c'est à dire lorsque le facteur discriminant augmente. Ceci est en accord avec l'étude analytique du paragraphe précédent.

	RP	Qa	Qt
$\gamma = 500$	0,9	108	7,7
$\gamma = 5$	0,8	110	9,4
$\gamma = 2,5$	0,7	112	10,4

Tableau VI.3: Caractérisations des diagrammes de l'œil pour différents facteurs discriminants.

Nous pouvons alors supposer qu'une cascade de fonctions optoélectroniques 2R dont la fonction de transmission est plus discriminante que celle d'une fonction optique conduit à une accumulation de gigue temporelle plus importante qu'une cascade de fonctions optiques. Ceci a été montré expérimentalement dans [3].

Jusqu'à maintenant, nous avons considéré que la réponse temporelle de la porte non linéaire était instantanée. Dans la suite, nous considérons que le temps de réponse de la porte non linéaire n'est pas instantané.

2.2. Prise en considération du temps de réponse

D'une manière analogue au modèle de Saleh du SOA présenté au chapitre V, et comme proposé dans [4] pour un régénérateur optoélectronique, nous modélisons la réponse de la porte non linéaire par un filtre passe bas de constante de temps τ_c et de réponse impulsionnelle:

$$h(t) = \frac{t}{\tau_c} e^{-t/\tau_c} \text{ si } t > 0, 0 \text{ sinon.} \quad (\text{VI.18})$$

La cascade de régénérateurs de réponse non instantanée est schématisée sur la Figure VI.13 :

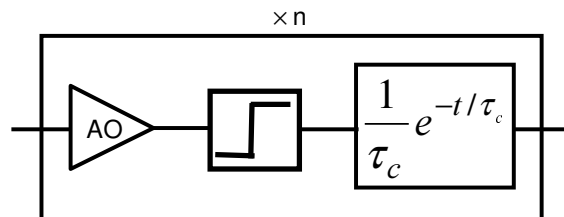


Figure VI.13 : Porte non linéaire de constante de temps τ_c .

Les paramètres de modélisation sont récapitulés dans le Tableau VI.4. Comme le temps de réponse a un impact sur les flancs des impulsions, nous nous plaçons dans des conditions plus réalistes et choisissons une bande passante de réception de 12,5 GHz.

α	0,001
γ	5
Contraste	60 dB
RP	0,7
Bande passante récepteur	12,5 GHz
Nombre de bits	512
Nombre d'échantillons par bit	128

Tableau VI.4 : Paramètres de modélisation.

La Figure VI.14 représente le diagramme de l'œil obtenu après 10 cascades dans la liaison, pour un temps de réponse de 1 ps (a), 5 ps (b), 11 ps (c) et 15 ps (d).

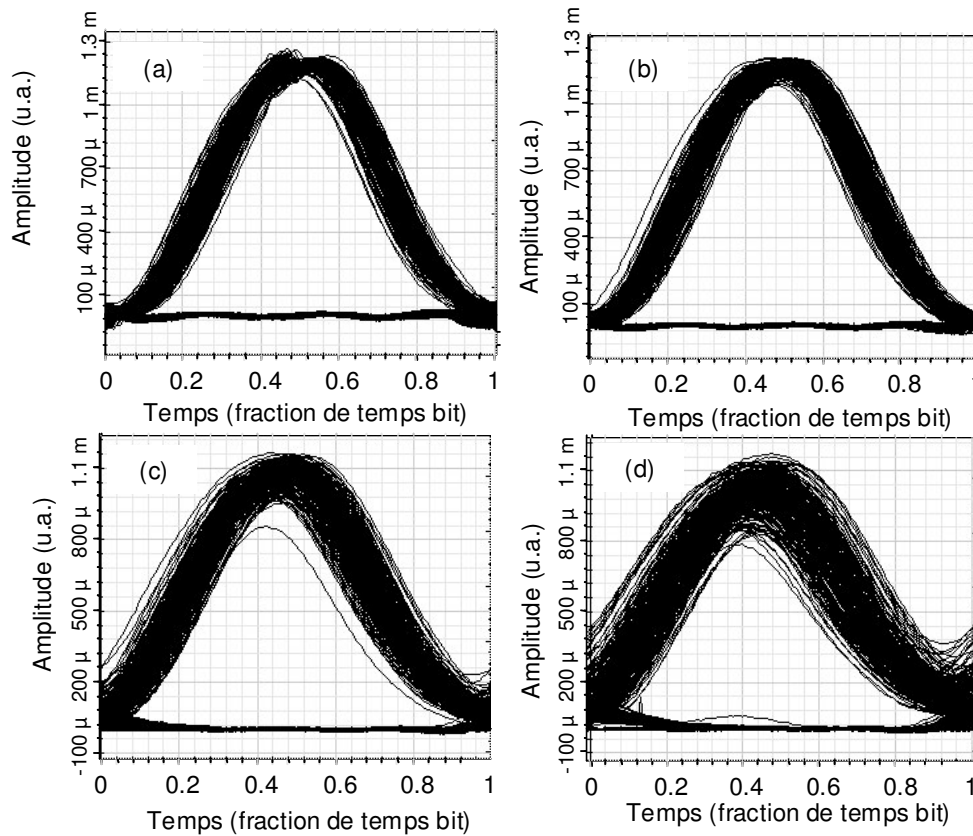


Figure VI.14 : Diagramme de l'œil après 10 cascades pour une constante de temps de 1 ps (a), 5 ps (b), 11 ps (c) et 15 ps (d).

Le temps de réponse du dispositif conduit à une fermeture temporelle du diagramme de l'œil ; il est difficile de savoir dans ce cas s'il s'agit de variations de largeur d'impulsions ou de variation de centre des impulsions. Il s'agit certainement d'une combinaison des deux phénomènes.

La fermeture temporelle du diagramme de l'œil semble augmenter, lorsque le temps de réponse du dispositif diminue. La Figure VI.15 représente l'évolution du facteur de qualité temporel en fonction du temps de réponse de la porte non linéaire.

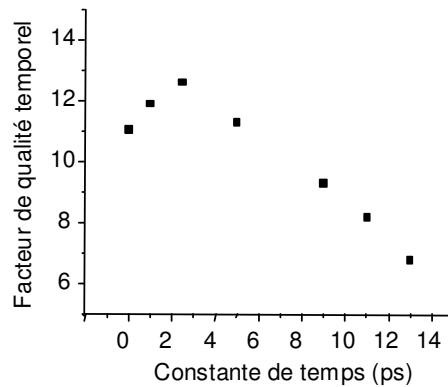


Figure VI.15 : Facteur de qualité temporel après 10 cascades pour une constante de temps variable.

Nous observons effectivement une dégradation du facteur de qualité temporel lorsque le temps de réponse de la porte non linéaire augmente, liée à la gigue temporelle. Ce facteur de qualité présente un maximum pour une constante de temps non nulle. Il existe un optimum entre une bande passante pas trop élevée (pour limiter les fluctuations d'amplitude) et une bande passante pas trop faible (pour limiter la gigue temporelle liée au temps de réponse). Cette question a été traitée dans [1] où l'auteur montre qu'il existe une bande passante du régénérateur opto-électronique 2R optimale en terme de gigue temporelle et de bruit d'amplitude. Pour une constante de temps égale à 10 % du temps bit, le facteur de qualité temporel s'est dégradé de 45 %.

L'étude numérique a confirmé, avec un signal et du bruit d'amplitude plus représentatifs de la réalité d'une liaison de transmission, qu'une cascade de portes non linéaires conduit à une pseudo gigue temporelle (fluctuations de largeurs des impulsions). Cette pseudo gigue temporelle s'ajoute à la gigue temporelle présente en entrée de la porte non linéaire.

D'autre part, l'étude numérique confirme également que plus le facteur discriminant de la porte non linéaire est grand, plus la pseudo gigue temporelle accumulée est importante. Aussi, alors que l'étude numérique du chapitre IV a montré que dans le cas où seul le bruit d'amplitude s'accumule (cas d'une régénération 3R), une porte non linéaire en 'marche d'escalier' est idéale, ceci ne paraît pas être le cas d'une liaison comportant une cascade de régénérateurs 2R.

Enfin, le temps de réponse du dispositif de la porte non linéaire tend à accentuer la fermeture temporelle du diagramme de l'œil, qui est la conséquence de variations de largeur des impulsions et de variations de centre des impulsions.

Dans la suite, le régénérateur optique 2R à base d'absorbant saturable en microcavité verticale et d'un SOA dont l'efficacité a été démontrée au chapitre V, sont utilisés pour étudier de manière expérimentale une liaison comportant une cascade de régénérateurs 2R. L'étude du pas de régénération est considérée dans la deuxième partie.

II. Etude du pas de régénération dans la ligne

Dans le chapitre V, une liaison comportant une cascade de régénérateurs 2R a été analysée pour un espacement entre régénérateurs de 100 km. L'espacement correspond à la longueur de fibre disponible pour cette expérience. Ce pas de régénération n'est pas représentatif de celui des systèmes réels. Nous étudions dans cette partie, l'impact du pas de régénération.

L’outil de réalisation d’une telle étude est la boucle à recirculation à pas de régénération variable, que nous avons présenté au paragraphe II.1.1.2 du chapitre III. Cette étude est assez originale puisqu’une seule référence très récente, à notre connaissance, rapporte ce type d’expérience [5]. Elle était d’autre part réalisée en régénération 3R.

Le régénérateur 2R considéré est celui présenté dans le chapitre V à base d’un absorbant saturable en microcavité verticale et d’un amplificateur optique à semiconducteur.

1. Principe de l’étude

Dans cette expérience, la ligne de transmission est la ligne de type ‘Tout Erbium à 10 Gbit/s’ présentée au chapitre III. Les modules d’émission (signal RZ à 10 Gbit/s) et de réception sont ceux présentés au chapitre III.

La configuration du régénérateur est celle où l’absorbant saturable se situe en première position et le SOA en deuxième position (configuration 2 du paragraphe I.5.2.2 du chapitre V). Le montage de l’expérience est représenté sur la Figure VI.16.

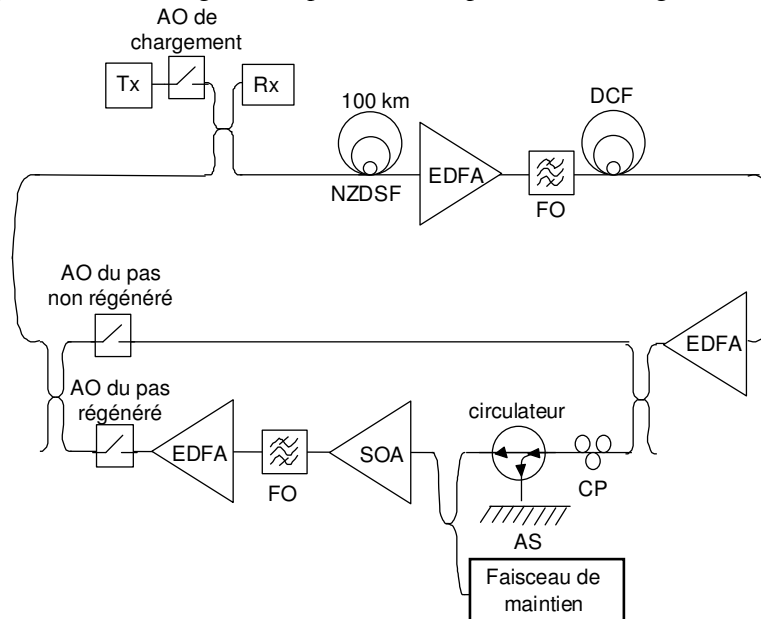


Figure VI.16 : Montage expérimental de la boucle à recirculation à pas variable avec le régénérateur 2R dans la deuxième configuration .

Nous retrouvons l’émetteur (Tx), le récepteur (Rx), la fibre de transmission (NZDSF), de compensation de dispersion chromatique (DCF), les amplificateurs optiques de ligne (EDFA), les modulateurs acousto optique (AO) et le régénérateur 2R (AS, SOA, circulateur, filtre optique FO).

En commandant les modulateurs de manière appropriée, le pas de régénération peut prendre comme valeur un multiple de la longueur de fibre.

2. Taux d’erreur binaire et distance de propagation

Pour cette expérience, nous avons fait varier la distance entre régénérateurs entre 100 km (régénération tous les tours de boucle) et 600 km (régénération après 600 km dans la ligne non régénérée). Dans chaque cas, nous avons étudié l’évolution du taux d’erreur binaire en fonction de la distance.

La Figure VI.17 représente l’évolution du taux d’erreur binaire en fonction de la distance de propagation sans régénérateur (triangles plein) et avec un pas de régénération

de 100 km (étoiles), 200 km (cercles vides), de 300 km (triangles vides), de 400 km (carrés vides), de 500 km (cercles vides) et de 600 km (triangles vides).

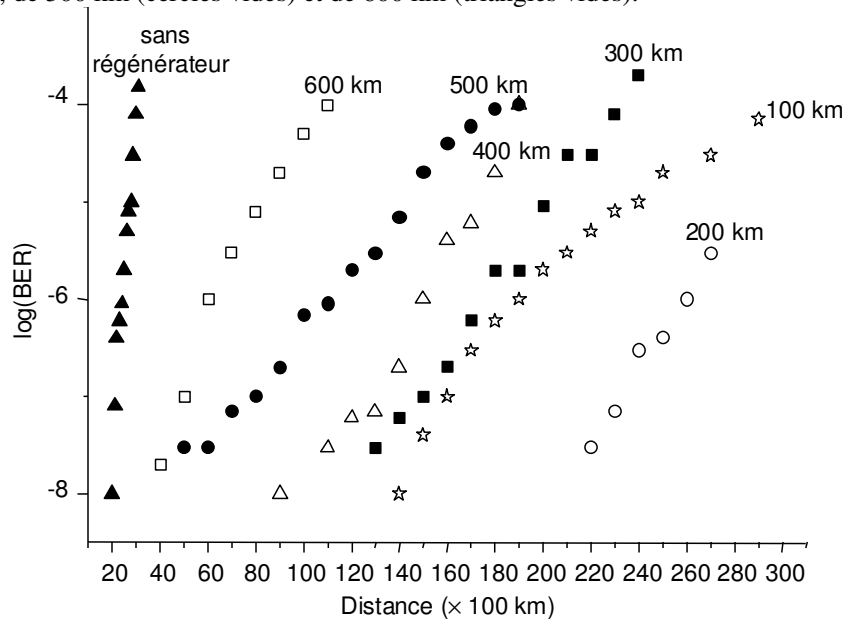


Figure VI.17 : Taux d'erreur binaire en fonction de la distance de propagation avec et sans régénérateur 2R dans la deuxième configuration pour un pas de régénération variant de 200 à 600 km .

Pour un taux d'erreur binaire donné, nous observons que la distance parcourue est maximale pour un pas de régénération de 200 km, le facteur d'amélioration de la distance est alors de 10 pour un taux d'erreur binaire de 10^{-8} , soit une propagation sur 20 000 km.

Le pas de régénération optimal ne se situe pas au pas le plus faible. Pour un taux d'erreur de 10^{-6} par exemple, 2 500 km peuvent être parcourus dans le cas sans régénération, et 19 000 km pour un pas de 100 km, 26 000 km pour un pas de 200 km, 18 000 km pour un pas de 300 km, 15 000 km pour un pas de 400 km, 12 000 km pour un pas de 500 km, 6 000 km pour un pas de 600 km.

D'après les études menées précédemment nous avons deux indices concernant le pas de régénération.

D'une part, l'étude numérique du chapitre IV (paragraphe I.2.6.2) a montré que le taux d'erreur binaire était d'autant plus faible que le signal était peu dégradé en entrée du régénérateur c'est à dire que l'espacement entre régénérateurs est faible.

D'autre part, les études numériques des chapitres V et VI ont montré qu'en présence de régénérateurs 2R, plus le nombre de cascades est important, plus la pseudo gigue temporelle s'accumule. Nous pensons que dans le cas présent, la gigue temporelle limite la transmission. En effet, si la gigue temporelle était négligeable, le taux d'erreur binaire évoluerait linéairement avec le nombre de cascades comme l'ont montré l'étude numérique et expérimentale du régénérateur optique 3R.

Enfin, si l'on garde à l'esprit que plus le pas est court, plus il y a de cascades pour une distance donnée, on peut alors comprendre pourquoi l'espacement optimum n'est pas le plus court :

- Quand le pas est trop court, le nombre de cascades est important et la transmission est limitée par la gigue temporelle.
- Quand le pas est trop long, le rapport signal sur bruit optique devant le régénérateur se dégrade et la transmission est limitée par le bruit d'amplitude.

L'espacement optimum correspond au meilleur compromis entre accumulation de gigue temporelle et accumulation de bruit d'amplitude.

L'étude du pas entre régénérateurs 2R, nous a permis de montrer qu'il existe un optimum entre l'accumulation de gigue temporelle (liée au nombre de régénérateurs cascades) et l'accumulation de bruit d'amplitude (lié à l'OSNR en entrée du régénérateur). Dans le cas présent (pour ce régénérateur et cette ligne de transmission), l'optimum est obtenu pour un espacement de 200 km. Cette observation est contraire au cas de la régénération 3R où le taux d'erreur binaire est d'autant plus faible que les régénérateurs sont proches.

D'un point de vue des performances, cette étude permet également de connaître les performances du dispositif dans une situation plus réaliste. En effet un pas de régénération élevé permet de limiter le nombre de régénérateurs nécessaires et le coût de la liaison. Aussi pour un pas de 600 km, la distance est doublée pour un taux d'erreur binaire de 10^{-8} avec seulement 6 cascades de régénérateurs, soit une propagation sur 4 000 km. Cette configuration est sûrement la plus pertinente en terme de gain en distance et en coût. Elle l'est d'autant plus que pour un taux d'erreur binaire cible de 10^{-4} , la distance est triplée pour une cascade de 18 régénérateurs soit une distance de propagation de 11 000 km.

Dans la suite nous étudions l'évolution du taux d'erreur binaire avec le seuil de décision, afin de la comparer au cas d'une régénération 3R (partie I du chapitre IV).

3. Taux d'erreur binaire en fonction du seuil de décision

Les études numérique et expérimentale de la cascade de régénérateurs 3R du chapitre IV ont permis de mettre en évidence la présence d'un plateau dans l'évolution du taux d'erreur binaire avec le seuil de décision électrique du récepteur en présence de régénérateurs.

D'autre part, la largeur du plateau augmente (si le facteur discriminant de la porte est faible) ou reste identique (si la fonction de transmission de la porte est en 'marche d'escalier') au fur et à mesure des cascades dans le régénérateur 3R.

Nous comparons ces résultats au cas de la régénération 2R pour des pas de régénération variables. La première expérience possible est de se placer à une distance donnée et d'observer l'évolution du taux d'erreur binaire avec le seuil de décision pour différents pas de régénération. Cependant, comme l'a montré la Figure VI.17, il est difficile de trouver une distance où le taux d'erreur binaire soit mesurable (compris entre 10^{-4} et 10^{-8}) quel que soit le pas de régénération.

La deuxième expérience, qui est celle que nous avons mise en œuvre, consiste à choisir un taux d'erreur binaire cible et de rechercher la distance correspondant à cette dégradation, pour chaque pas de régénération.

Nous comparons tout d'abord l'évolution du plateau pour un pas de régénération de 300 et 600 km et à une distance telle que le taux d'erreur binaire soit de 10^{-7} . Pour un pas de 300 km, ceci correspond à une distance de 15 000 km soit 50 régénérateurs cascades, et pour un pas de 600 km à une distance de 5000 km soit 8 régénérateurs cascades.

La Figure VI.18 représente l'évolution du taux d'erreur binaire en fonction du seuil de décision au bout de 5000 km pour un pas de régénération de 600 km (cercles vides) et au bout de 15 000 km pour un pas de régénération de 300 km (carrés pleins).

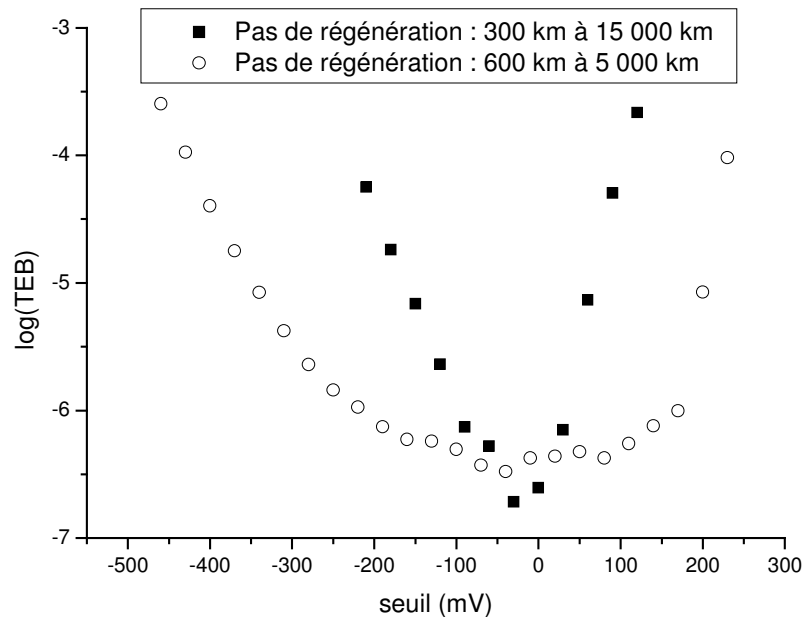


Figure VI.18 : Taux d'erreur binaire en fonction du seuil de décision électrique du récepteur pour un pas de régénération de 300 et 600 km à une distance où le taux d'erreur binaire est de 10^{-7} .

Un plateau apparaît dans le cas d'un pas de régénération de 600 km après 8 cascades, ce qui est caractéristique d'un régime de régénération où le bruit d'amplitude limite la transmission. Par contre, le plateau n'est pas présent dans le cas d'un pas de régénération de 300 km, correspondant pourtant à 50 cascades dans le régénérateur.

Si seul le bruit d'amplitude limitait la transmission, nous pourrions nous attendre à ce que, si un plateau est présent pour un pas de 600 km après 8 cascades, il soit également présent pour un pas de 300 km après 50 cascades, comme l'a montré l'étude expérimentale de la régénération 3R au paragraphe II.2.3 du chapitre IV. Nous pouvons alors supposer que la disparition du plateau provient de l'accumulation de gigue temporelle. En effet, dans le cas d'un pas de 300 km après 50 cascades, la pseudo gigue temporelle, liée au transfert de bruit d'amplitude en gigue temporelle dans le régénérateur 2R, est plus importante que dans le cas d'un pas de 600 km après 8 cascades.

C'est certainement ce phénomène qui ferme le diagramme de l'œil et qui fait disparaître le plateau pour un pas de 300 km.

Pour un pas de 600 km, le plateau existe, cependant compte tenu de la dégradation rapide du taux d'erreur binaire avec la distance, nous pouvons supposer que la gigue temporelle joue tout de même un rôle dans la dégradation du taux d'erreur binaire.

La Figure VI.19 représente l'évolution du taux d'erreur binaire en fonction du seuil de décision pour les autres pas de régénération : pour un pas de régénération de 200 km et une distance de 21 000 km (triangles pleins), pour un pas de 400 km à une distance de 14 000 km (cercles vides), pour un pas de régénération de 500 km à une distance de 8 000 km (carrés pleins).

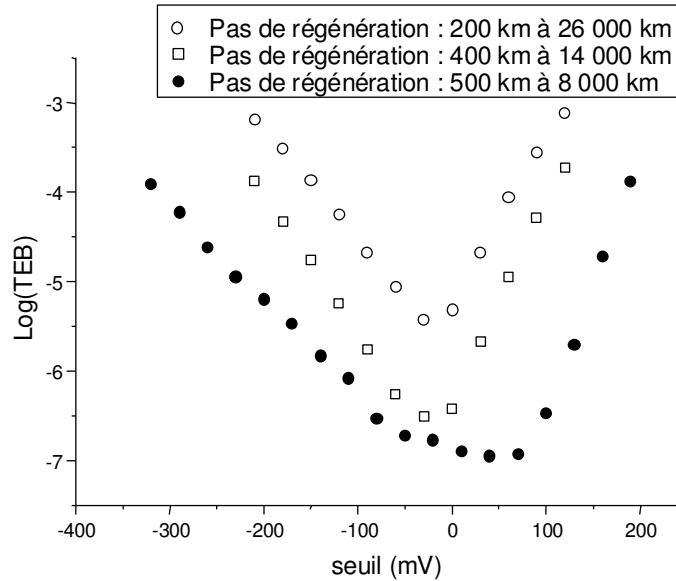


Figure VI.19 : Taux d'erreur binaire en fonction du seuil de décision électrique du récepteur pour un pas de régénération de 200 km à 26 000 km, de 400 km à 14 000 km et de 500 km à une distance de 8 000 km.

Un plateau est présent pour un pas de 500 km, il ne l'est plus pour un pas de 400 et 200 km.

Aussi, nous pouvons considérer que la transmission est principalement limitée par le bruit d'amplitude pour un pas de régénération supérieur ou égal à 500 km, et que la transmission est limitée principalement par la gigue temporelle pour un pas de régénération inférieur ou égal à 400 km pour cette dégradation du signal.

Il peut paraître surprenant que l'accumulation de gigue temporelle ait un impact sur la fermeture du diagramme de l'œil en amplitude, on pourrait penser qu'elle n'influence que la fermeture temporelle du diagramme de l'œil. Cependant lorsque la gigue temporelle est critique, certains fronts des impulsions peuvent se situer au centre d'autres impulsions fermant ainsi le diagramme de l'œil en amplitude.

Les principaux résultats de l'étude du pas de régénération seront récapitulés dans la conclusion générale du chapitre.

Dans la suite, nous étudions l'effet du facteur discriminant du régénérateur sur une liaison comportant des régénérateurs 2R.

III. Impact du facteur discriminant de la porte non linéaire

Dans l'étude numérique de la cascade de régénérateurs 3R du chapitre IV, la meilleure performance est obtenue pour un facteur discriminant du régénérateur le plus grand. Le taux d'erreur binaire dépend en effet fortement dans ce cas de la distance à laquelle s'établit l'évolution linéaire du taux d'erreur binaire avec le nombre de cascades. Plus le facteur discriminant est grand, plus ce régime est atteint rapidement et meilleure est la performance.

L'étude numérique de ce chapitre a par contre montré que dans le cas d'une régénération 2R, plus le facteur discriminant de la porte non linéaire est important, plus il y a accumulation d'une pseudo gigue temporelle. Le facteur discriminant du régénérateur doit par conséquent avoir un impact direct sur l'évolution du taux d'erreur binaire dans le cas d'une cascade de régénérateurs 2R.

Nous étudions expérimentalement l'impact du facteur discriminant du régénérateur 2R sur la transmission. Le régénérateur 2R considéré est toujours le régénérateur à base d'absorbant saturable et de SOA. Différents points de fonctionnement permettent d'obtenir différents facteurs discriminants.

1. Evolution de la fonction de transmission en fonction du point de fonctionnement

Le régénérateur 2R considéré est le dispositif à base d'un miroir non linéaire suivi d'un amplificateur optique à semiconducteur. Lorsque la puissance incidente sur le SOA varie, ceci a un impact sur le facteur discriminant de la porte non linéaire comme nous le montrons numériquement dans la suite.

La puissance instantanée en sortie du miroir non linéaire s'écrit :

$$P_{inst}^{AS} = P_{inst}^{entrée} \cdot R(P_{inst}^{entrée}) \quad (VI.19)$$

Avec $P_{inst}^{entrée}$ la puissance instantanée du signal d'entrée, R la réflectivité du miroir non linéaire.

Un atténuateur est placé entre le miroir non linéaire et le SOA afin d'ajuster la puissance incidente sur le SOA. La puissance instantanée en sortie du SOA s'écrit :

$$P_{inst}^{SOA} = B \cdot P_{inst}^{AS} \cdot G(B \cdot P_{inst}^{AS}) = B \cdot P_{inst}^{entrée} \cdot R(P_{inst}^{entrée}) \cdot G(B \cdot P_{inst}^{entrée} \cdot R(P_{inst}^{entrée})) \quad (VI.20)$$

avec B l'atténuation du signal, G le gain du SOA.

Nous calculons numériquement l'évolution de la puissance instantanée en sortie du dispositif en fonction de la puissance incidente. L'expression du gain du SOA utilisée est celle correspondant au régime statique introduite au chapitre V lors de la présentation du modèle de Saleh :

$$G = \frac{G_0}{1 + \frac{P_{inst}^{entrée}}{P_{sat}^{SOA}}} \quad (VI.21)$$

G_0 le gain petit signal, P_{sat}^{SOA} la puissance de saturation à 3 dB du SOA, $P_{inst}^{entrée}$ la puissance instantanée du signal incident.

L'expression de la réflectivité d'une cavité Fabry-Perot s'écrit sous la forme [6] :

$$R = \frac{(\sqrt{R_b} e^{-\alpha L} - \sqrt{R_f})^2 + 4\sqrt{R_f R_b} e^{-\alpha L} \sin^2(\Phi)}{(1 - \sqrt{R_f R_b} e^{-\alpha L})^2 + 4\sqrt{R_f R_b} e^{-\alpha L} \sin^2(\Phi)} \quad (VI.22)$$

où R_f est la réflectivité du miroir avant, R_b la réflectivité du miroir arrière, α le coefficient d'absorption, L la longueur de la cavité, Φ le déphasage total introduit par la cavité.

Dans le cas du miroir non linéaire, le coefficient d'absorption dépend de la puissance incidente comme nous l'avons présenté au paragraphe I.1.1 du chapitre V.

Pour simplifier l'étude, nous considérons l'expression suivante :

$$R = R_0 \cdot \exp \left(- \frac{A}{1 + \frac{P_{inst}^{entrée}}{P_{sat}^{AS}}} \right) \quad (VI.23)$$

avec A un terme d'absorption, $P_{inst}^{entrée}$ la puissance instantanée du signal incident, P_{sat}^{AS} la puissance de saturation.

Ce modèle considérablement simplifié permet tout de même d'obtenir une interpolation acceptable de l'évolution expérimentale du contraste avec la puissance incidente.

En remplaçant ces expressions dans l'expression VI.20, nous pouvons tracer la fonction de transmission du dispositif.

Les paramètres de modélisation utilisés sont récapitulés dans le Tableau VI.5 :

G_0	15,2 dB
P_{sat}^{SOA}	1 mW
$R_0 \times \exp(-A)$	-13 dB
P_{sat}^{AS}	3 mW

Tableau VI.5: Paramètres de modélisation.

La Figure VI.20 représente les évolutions de réflectivité et de gain de l'absorbant saturable et du SOA pour ces paramètres, laissant apparaître la saturation de l'absorption et la saturation du gain.

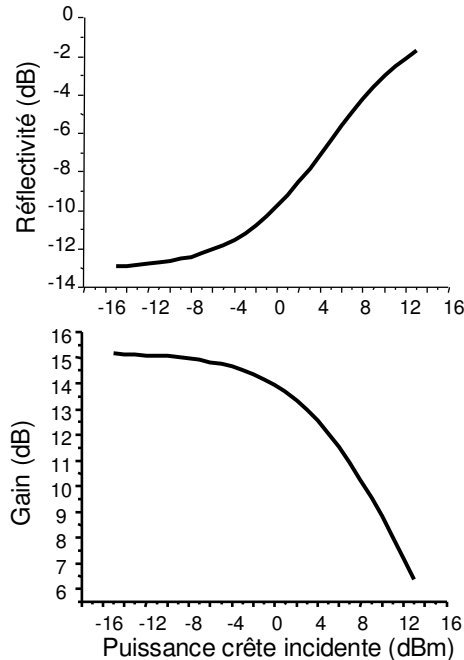


Figure VI.20 : Réflectivité de l'absorbant saturable et saturation du gain.

La fonction globale du dispositif pour différentes valeurs d'atténuation est tracée sur la Figure VI.21. Cette fonction a la forme recherchée pour une porte non linéaire en automodulation (comme nous l'avons présenté au chapitre II).

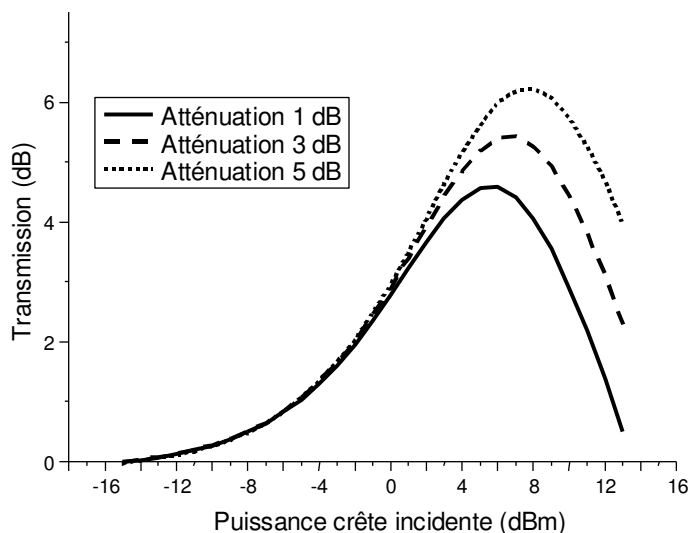


Figure VI.21 : Fonction de transmission du régénérateur.

L'évolution de la puissance de sortie instantanée en fonction de la puissance d'entrée est tracée sur la Figure VI.22, en décibel sur la Figure VI.22.a et en milliwatt sur la Figure VI.22.b.

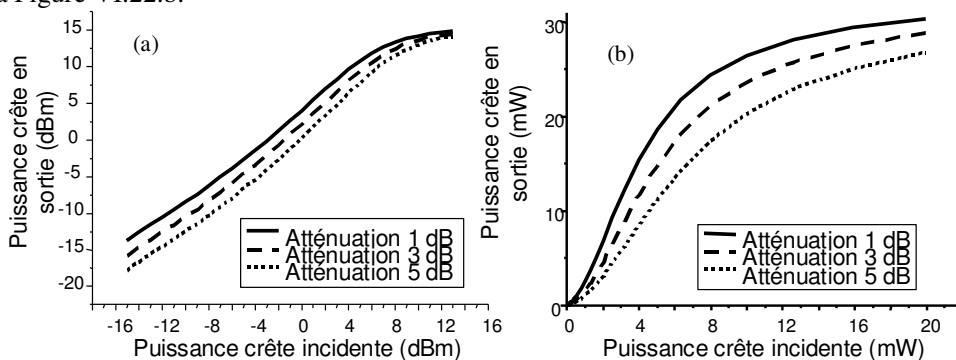


Figure VI.22 : Caractéristique Puissance de sortie – Puissance d'entrée du régénérateur.

Le facteur discriminant d'une porte non linéaire en automodulation, défini au paragraphe I.4.2 du chapitre II, correspond au rapport de la variation de la puissance de sortie sur la variation de la puissance d'entrée quand le contraste passe de 10 % à 90 % de sa valeur.

La pente de la fonction Puissance de sortie – Puissance d'entrée, dans sa zone la plus raide, est donc représentative du facteur discriminant. La Figure VI.22.b met en évidence le fait que plus l'atténuation est élevée, c'est à dire **plus la puissance incidente sur le SOA est faible, plus le facteur discriminant de la porte non linéaire est faible**.

Expérimentalement, nous pouvons par conséquent faire varier le facteur discriminant de la porte en jouant sur la puissance incidente sur le SOA.

La puissance incidente sur le SOA est cependant faible car les pertes de l'absorbant saturable sont élevées dans les conditions expérimentales (de l'ordre de 17 dB (avec pertes de couplage) pour une puissance incidente de +9 dBm). La puissance incidente sur le SOA est au mieux de -8 dBm, ce qui est déjà faible (compte tenu de la présence d'un coupleur optique pour ajouter un faisceau de maintien et pour une puissance de +9 dBm sur l'absorbant saturable).

Nous avons préféré faire varier la puissance du faisceau de maintien injecté dans le SOA. La Figure VI.23 schématise la variation du gain statique d'un SOA lorsque la puissance du faisceau de maintien varie.

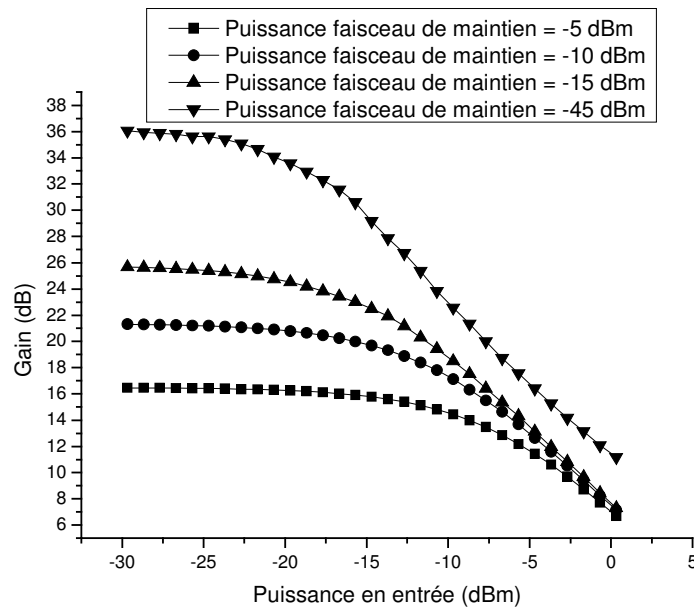


Figure VI.23 : Evolution du gain statique d'un SOA lorsque la puissance du faisceau de maintien varie.

Lorsque la puissance du faisceau de maintien augmente, ceci décale la puissance de saturation du SOA vers les plus fortes puissances. Par conséquent, pour une puissance de signal et une compression du gain données sur le SOA, lorsque la puissance du faisceau de maintien augmente ceci tend à diminuer la compression du gain (puisque la puissance de saturation se décale vers les plus fortes puissances).

Cependant, dans le modèle simple de SOA considéré ici, le faisceau de maintien n'est pas pris en considération. On peut par contre comparer les cas expérimental et numérique en terme de compression du gain : une augmentation de la puissance incidente sur le SOA modélisé, correspond à une diminution de la puissance du faisceau de maintien.

Nous pouvons en déduire qu'expérimentalement **plus la puissance du faisceau de maintien est élevée, plus le facteur discriminant du régénérateur est faible**. Dans la suite, nous jouons sur la puissance du faisceau de maintien sur le SOA pour faire varier le facteur discriminant du régénérateur.

2. Evolution du taux d'erreur binaire

Nous considérons deux points de fonctionnement dont les paramètres sont récapitulés dans le Tableau VI.6.

	Premier point de fonctionnement	Deuxième point de fonctionnement
Puissance incidente sur l'absorbant saturable	+9 dBm	+9 dBm
Puissance du signal en entrée du SOA	-8 dBm	-8 dBm
Puissance du faisceau de maintien en entrée du SOA	+2,5 dBm	+4 dBm

Tableau VI.6 : Paramètres des deux points de fonctionnement considérés.

Le premier point de fonctionnement correspond à un facteur discriminant plus élevé que le deuxième point de fonctionnement.

Nous comparons l'évolution du taux d'erreur binaire pour ces deux points de fonctionnement pour un pas de régénération de 600 km sur la Figure VI.24. Les symboles triangulaires correspondent au point de fonctionnement 1, et les carrés au point de fonctionnement 2.

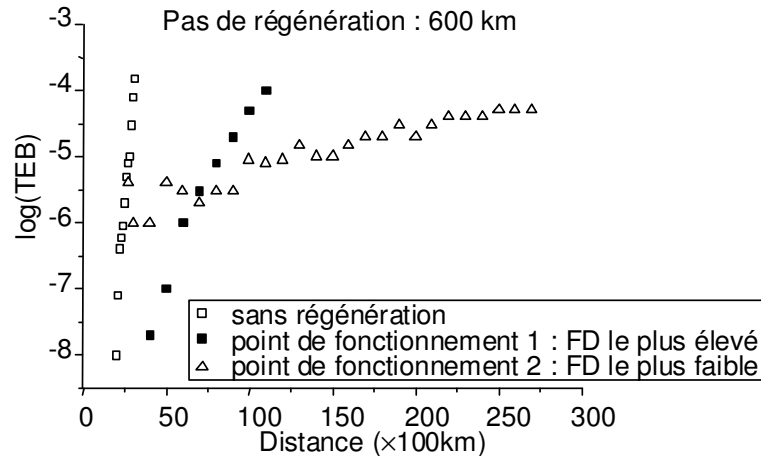


Figure VI.24 : Taux d'erreur binaire en fonction de la distance de propagation pour un pas de régénération de 600 km avec le régénérateur 2R optique et pour deux points de fonctionnement différents.

Les évolutions du taux d'erreur binaire des deux points de fonctionnement sont bien différentes : le deuxième point de fonctionnement voit un taux d'erreur binaire élevé (10^{-6}) à 27 cascades, par contre entre la 27^{ième} cascade et la 230^{ième} cascade, le taux d'erreur binaire perd moins de 2 décades.

Le premier point de fonctionnement, lui, voit un taux d'erreur binaire plus faible au cours des premières cascades (10^{-8} à 40 tours), par contre le taux d'erreur binaire perd 4 décades entre la 40^{ième} cascade et la 110^{ième} cascade.

Afin d'expliquer ce phénomène nous pouvons raisonner de la manière suivante : dans le cas où le bruit d'amplitude limite la transmission, nous avons vu au chapitre IV que, plus le facteur discriminant est élevé, meilleure est la transmission. Nous pouvons donc en déduire que le bruit d'amplitude est le paramètre de dégradation dominant à 40 cascades puisque le premier point de fonctionnement, qui présente un facteur discriminant plus élevé, présente un meilleur taux d'erreur binaire que le deuxième point de fonctionnement.

Dans ce chapitre, nous avons vu d'autre part que la cascade de régénérateurs 2R introduisait une pseudo gigue temporelle (variation de largeurs des impulsions). La pseudo gigue accumulée dépend de la porte non linéaire considérée et l'étude numérique de la première partie de ce chapitre a montré que plus le facteur discriminant de la porte est élevé, plus il y a accumulation de gigue temporelle. Nous pouvons donc en déduire que la gigue temporelle est le paramètre de dégradation dominant au-dessus de 100 cascades puisque le deuxième point de fonctionnement, qui présente un facteur discriminant plus faible, présente un meilleur taux d'erreur binaire que le premier point de fonctionnement.

Pour résumer, dans le cas où l'accumulation de bruit d'amplitude domine majoritairement la dégradation du taux d'erreur binaire, plus le facteur discriminant est

grand, meilleure est la performance. Par contre, dans le cas où la gigue temporelle domine majoritairement la dégradation du taux d'erreur binaire, plus le facteur discriminant est faible, meilleure est la performance. Selon le taux d'erreur binaire cible d'une liaison, la dégradation du taux d'erreur binaire sera gouvernée par l'un ou l'autre phénomène et une porte non linéaire plus ou moins discriminante se trouvera plus ou moins adaptée.

Conclusion du chapitre

Dans ce chapitre, nous avons analysé une liaison comportant une cascade de régénérateurs 2R. Une première partie est consacrée à l'étude numérique et analytique de l'accumulation de la gigue temporelle dans une liaison comportant une cascade de régénérateurs 2R. L'analyse expérimentale du pas de régénération a ensuite été menée à l'aide du dispositif 2R du chapitre V. L'impact du facteur discriminant de la porte non linéaire dans la liaison a finalement été examiné.

La première partie a montré qu'une cascade de portes non linéaires conduit à la présence d'une pseudo gigue temporelle. Nous la nommons pseudo gigue temporelle car il s'agit en réalité de fluctuations de largeurs des impulsions et donc d'énergie du signal. Cette pseudo gigue temporelle s'ajoute à la gigue temporelle présente en entrée de la porte non linéaire.

En outre, nous avons observé que plus le facteur discriminant de la porte non linéaire est grand, plus la pseudo gigue temporelle accumulée est importante. Aussi, alors que l'étude numérique du chapitre IV a montré que dans le cas où seul le bruit d'amplitude s'accumule (cas d'une régénération 3R), une porte non linéaire en 'marche d'escalier' est idéale, ceci n'est pas le cas d'une liaison comportant une cascade de régénérateurs 2R.

Le temps de réponse du dispositif tend également à fermer le diagramme de l'œil temporellement.

Les études analytique et numérique, aussi simplistes qu'elles puissent paraître, ont permis de mettre en évidence des phénomènes propres à la régénération 2R, qui n'ont pour certains d'entre eux, jamais été montré, à notre connaissance.

Dans la deuxième partie, nous avons exposé une étude expérimentale originale, qui sera publiée dans [7], de l'impact du pas de régénération dans une ligne de transmission.

Cette étude a permis de montrer que, dans le cas de la régénération 2R, le pas optimal n'est pas le plus court. Ce pas correspond au meilleur compromis entre bruit d'amplitude et gigue temporelle. C'est la première fois qu'il est montré que le pas le plus court n'est pas le plus performant dans le cas de la régénération 2R.

Dans le cas de notre système de transmission et de notre dispositif, cet optimum est obtenu pour un pas de 200 km permettant d'atteindre une distance de 20 000 km pour un taux d'erreur binaire de 10^{-8} et un facteur d'amélioration de la distance de 10 pour ce même taux d'erreur binaire.

Cette étude nous a également permis de montrer qu'un pas plus important entre répéteurs rendait le système moins performant, mais il peut rester pertinent en terme de coût ; aussi, un pas de 600 km a permis de doubler la distance pour un taux d'erreur binaire de 10^{-8} en cascader 6 régénérateurs. La configuration certainement la plus pertinente en terme de gain en distance et en coût est pour un pas de 600 km et un taux d'erreur binaire de 10^{-4} , où la distance est plus que triplée permettant d'atteindre 11 000 km avec 18 cascades dans le régénérateur.

Enfin, l'étude de l'évolution du taux d'erreur binaire avec le seuil de décision en amplitude a permis de mettre en évidence la fermeture du diagramme de l'œil liée à l'accumulation de gigue temporelle. Compte tenu de ces observations, nous pouvons

considérer que dans notre cas, la transmission est principalement limitée par le bruit d'amplitude pour un pas de régénération supérieur ou égal à 500 km, et que la transmission est limitée principalement par la gigue temporelle pour un pas de régénération inférieur ou égal à 400 km.

La troisième partie a montré, à travers une étude expérimentale mettant en jeu le régénérateur 2R du chapitre V, qu'un facteur discriminant très élevé n'est pas idéal dans le cas d'une transmission comportant des régénérateurs 2R, ce qui constitue un résultat nouveau.

En effet, à courte distance où la dégradation du taux d'erreur binaire est dominée par l'accumulation de bruit d'amplitude, la porte la plus discriminante conduit à un taux d'erreur binaire plus faible. A longue distance où la dégradation du taux d'erreur binaire est gouvernée par l'accumulation de gigue temporelle, la porte la moins discriminante conduit à un taux d'erreur binaire plus faible.

Selon l'architecture de la ligne considérée et la distance cible, le régénérateur 2R pourra être choisi en fonction de son facteur discriminant. Le dispositif considéré dans ces travaux de thèse offre l'avantage de permettre l'ajustement du facteur discriminant à l'aide de la puissance du faisceau de maintien ; il peut par conséquent s'adapter à différentes architectures de ligne.

-
- [1] P. Öhlen, E. Berglind, 'BER caused by jitter and amplitude noise in limiting optoelectronic repeaters with excess bandwidth', *IEEE Proc.-Optoelectron.*, vol. 145, no. 3, 1998.
 - [2] Thierry Zami, 'Optimisation des architectures de réseau optique multiplexé en longueur d'onde à base d'amplificateur semiconducteur optique', *Thèse de Doctorat de l'ENST*, 2002.
 - [3] B. Mikkelsen, G. Raybon, T.N. Nielsen, U. Koren, B.I. Miller, K. Dreyer, 'Optoelectronic and all-optical wavelength translators and their cascability', *Optical Fiber Communications OFC*, FJ1, 1999.
 - [4] P. Öhlen, E. Berglind, 'Measurements and modelling of pattern-dependent BER and jitter in reshaping optoelectronic repeaters', *IEE Proc-Optoelectron.*, vol. 147, no. 2, pp. 97-103, 2000.
 - [5] G. Gavioli, V. Mikhailov, B. Thomsen, P. Bayvel, 'Investigation of transmission with cascaded all-optical 3R regenerators and variable inter-regenerator spacing', *Electronics Letters*, vol. 41, no. 3, pp. 146-147, 2005.
 - [6] H. Choumane, 'Etude de dispositifs tout-optiques à absorbants saturables ultra rapides pour application aux transmissions optiques à très haut débit', *Thèse de Doctorat de l'Université de Paris XI*, 2003.
 - [7] M. Gay, L. Bramerie, D. Massoubre, A. O'Hare, A. Shen, J.L. Oudar, J.C. Simon., 'Cascability and wavelength tunability assessment of a 2R regeneration device based on saturable absorber and semiconductor optical amplifier', *Optical Fiber Communications OFC*, OthB1, 2006.

CONCLUSION

Ces travaux de thèse peuvent être vus sous deux angles différents. Le premier est l'étude d'un dispositif 2R original constitué d'un absorbant saturable et d'un amplificateur optique à semiconducteur. L'analyse de l'impact de l'insertion de ce dispositif 2R dans une ligne de transmission optique en terme de performances est le but de ces travaux.

Le deuxième est une approche plus générale de la régénération 2R. L'objectif est ici de mieux comprendre les phénomènes qui régissent une liaison optique comportant une cascade de régénérateurs 2R.

L'absorbant saturable en microcavité verticale ne procure pas une régénération 2R complète. Nous avons proposé dans ces travaux de compléter le dispositif par la fonction complémentaire d'un amplificateur optique à semiconducteur (SOA) utilisé comme limiteur de puissance.

L'efficacité du dispositif à 10 Gbit/s a pu être démontrée dans une boucle à recirculation. En comparaison avec une ligne de transmission optique sans régénérateur, un facteur d'amélioration de la distance de sept a été obtenu pour un taux d'erreur binaire de 10^{-8} . Une propagation sur 24 000 km a été obtenue pour ce taux d'erreur binaire.

Aucun résultat concluant n'a malheureusement pu être obtenu à 40 Gbit/s avec ce dispositif. Une étude numérique a été mise en œuvre grâce à un logiciel commercial de modélisation des systèmes de transmissions optiques et à la mise en place de modèles de composants tenant compte de la saturation du gain ou de l'absorption et du temps de réponse des composants. Cette étude montre que le temps de recombinaison du gain du SOA est très certainement le facteur limitant le fonctionnement à 40 Gbit/s, puisqu'un temps de réponse de 5 voire 3 ps semble nécessaire.

Le bon fonctionnement de l'absorbant saturable à 40 Gbit/s a néanmoins pu être démontré grâce à un dispositif mettant en œuvre l'effet d'automodulation de phase dans la fibre optique, dont le temps de réponse est de l'ordre de la femtoseconde. Un facteur d'amélioration de la distance de 4 a été obtenu pour un taux d'erreur binaire de 10^{-8} , ce qui situe l'expérience au niveau de l'état de l'art.

L'étude numérique montre qu'un temps de réponse de 1,5 ps pour l'absorbant saturable est nécessaire pour un fonctionnement à 40 Gbit/s, ce qui est atteint par certains des composants du projet ASTERIX.

L'accordabilité du dispositif a été montrée pour la première fois sur une plage spectrale de 13 nm puisqu'un facteur d'amélioration de la distance (pour un taux d'erreur binaire de 10^{-8}) supérieur à 6,5 a été obtenu sur cette plage spectrale. L'objectif ultime de démontrer que ce dispositif peut constituer un régénérateur 2R WDM simple et compact, n'a pas encore pu être atteint, mais il fera l'objet d'études prochaines.

Une étude expérimentale originale en fonction du pas de régénération a montré que le régénérateur était toujours efficace pour un espacement plus important. La performance peut-être la plus intéressante en terme de coût est le cas d'un pas de 600 km qui permet de tripler la distance de propagation pour un taux d'erreur binaire de 10^{-4} , permettant d'atteindre 11 000 km avec 18 régénérateurs.

L'approche générale de la régénération 2R a été menée de manière numérique et expérimentale. L'étude numérique a clarifié l'impact du régénérateur 2R sur la gigue temporelle. Le régénérateur 2R induit une pseudo gigue temporelle qui est due à des fluctuations de largeur des impulsions. Cette pseudo gigue temporelle s'ajoute à la gigue temporelle présente devant le régénérateur.

Une analyse expérimentale originale du pas de régénération a été réalisée. Seule une expérience très récente, de ce type, avec un régénérateur 3R a été montrée dans la littérature. Notre étude a montré que dans le cas de la régénération 2R, la meilleure performance n'est pas obtenue pour le pas le plus court. L'espacement optimal entre deux régénérateurs 2R correspond au meilleur compromis entre accumulation de gigue temporelle et accumulation de bruit d'amplitude. Ce résultat constitue un résultat nouveau. Dans le cas de notre dispositif et de notre liaison, le pas optimal est de 200 km.

Cette observation peut être confrontée aux résultats de l'étude numérique d'une liaison régénérée limitée par le bruit d'amplitude uniquement et qui est donc représentative du cas de la régénération 3R. Dans ce cas, le pas optimal de régénération est le plus court en terme de performances ultimes.

Finalement, l'analyse expérimentale nouvelle de l'impact du facteur discriminant du régénérateur 2R a été réalisée. Nous observons qu'un facteur discriminant très élevé n'est pas idéal dans le cas d'une liaison comportant une cascade de régénérateurs 2R. A une distance où la gigue temporelle limite la transmission, le régénérateur 2R de facteur discriminant le plus élevé conduit à une régénération moins efficace, ce qui est en accord avec l'étude numérique.

Ce résultat peut à nouveau être confronté à l'étude numérique d'une cascade de régénérateurs 3R, qui a montré dans le cas, où seul le bruit d'amplitude limite la transmission, que le facteur discriminant le plus élevé conduisait à une régénération plus efficace.

Les performances et les limites d'un dispositif prometteur pour la régénération optique WDM ont pu être explorées au cours de ces travaux. Une autre solution intégrable devra probablement être trouvée pour un fonctionnement du dispositif à 40 Gbit/s. Nous envisageons au laboratoire d'autres solutions pour la fonction complémentaire à l'absorbant saturable grâce notamment à l'utilisation des effets intrabandes dans les amplificateurs optiques à semiconducteur.

L'absorbant saturable a montré son efficacité dans ces travaux jusqu'à 40 Gbit/s. Des verrous technologiques restent encore cependant à débloquent notamment en ce qui concerne l'inhomogénéité du composant, sa dépendance à la polarisation, sa forte puissance de saturation, ses fortes pertes, ou encore la réalisation technique de l'injection de plusieurs canaux WDM sur un même composant.

Nous espérons finalement bien pouvoir atteindre le but ultime de ces travaux à savoir la démonstration d'une régénération WDM.

ANNEXE 1

Etude numérique du potentiel de la technique d'élargissement spectral suivi d'un filtrage décalé avec des fibres microstructurées à verre de chalcogénure

La technique du filtrage décalé couplé à l'effet Kerr dans la fibre dont le principe a été introduit au paragraphe I.2.2, a donné lieu à une étude numérique au cours de ces travaux. L'apparition de fibres spéciales fortement non linéaires a en effet attiré notre attention pour ce type de dispositif. L'utilisation de fibres fortement non linéaires pourrait en effet limiter la longueur de fibre nécessaire ainsi que la puissance de commutation du dispositif, rendant le système plus compact et moins coûteux.

Des collaborations avec le laboratoire de Verres et Céramiques (LVC) de l'Université de Rennes 1 qui travaille sur la réalisation de fibres à verre de chalcogénure ainsi que la mise en place de la plate-forme PERFOS (Plate-forme d'Etudes et de Recherches sur les Fibres Optiques Spéciales) à Lannion, ont laissé entrevoir la possibilité de pouvoir disposer de fibres à trous à verre de chalcogénure. Du fait des propriétés des fibres à trous et du verre de Chalcogénure, ce type de fibre semble adapté aux applications de fonctions optiques non linéaires.

Afin de nous assurer du potentiel effectif de ce type de fibre, nous avons modélisé un dispositif de régénération à fibre basé sur l'élargissement spectral du signal dans la fibre suivi d'un filtre optique décalé de la fréquence centrale. En évaluant les paramètres physiques des fibres à trous à verre de chalcogénure qui pourraient être réalisées, nous avons pu comparer les performances du régénérateur en fonction de différentes fibres considérées.

Nous détaillons dans un premier temps le principe du dispositif, puis les fibres spéciales considérées dans cette étude, avant de décrire le modèle réalisé et les principaux résultats.

1. Principe du dispositif

L'effet Kerr est une modulation de l'indice de réfraction du milieu par l'intensité optique selon :

$$n = n_0 + n_2 \cdot |E|^2 \quad (1)$$

où n_2 est l'indice de réfraction non linéaire, E est le champ.

Il apparaît une phase non linéaire qui dépend elle aussi de l'intensité optique selon :

$$\phi_{nl} = k_0 n_2 |E|^2 z \quad (2)$$

k_0 est le vecteur d'onde, z la distance.

En plaçant un filtre décalé de la longueur d'onde centrale, la partie du signal ayant subi un élargissement spectral par effet Kerr peut être sélectionnée. Ceci constitue un discriminateur de puissance, dans lequel les signaux de faibles puissances ne voient pas leur spectre suffisamment élargi pour traverser le filtre décalé.

Le régime de fonctionnement de ce régénérateur dépend des paramètres de la fibre (coefficient non linéaire, dispersion chromatique, pertes) et du signal incident (puissance, débit (via la largeur de l'impulsion)).

Ce dispositif a démontré sa faculté à régénérer le signal dans la littérature [1] ; cependant la puissance incidente sur le dispositif reste souvent élevée ce qui est l'un des facteurs limitant de ce dispositif. Les fibres spéciales fortement non linéaires sont par conséquent pertinentes pour améliorer les caractéristiques d'un tel dispositif.

2. Fibres micro structurées à verre de chalcogénure

Pour que la puissance de commutation soit la plus faible possible, il faut un coefficient non linéaire Kerr le plus grand possible. Ce coefficient a été introduit au chapitre I :

$$\gamma = \frac{n_2 \cdot \omega_0}{c \cdot A_{eff}} \quad (3)$$

où ω_0 est la pulsation, A_{eff} la surface effective du mode dans la fibre.

Il faut par conséquent un indice de réfraction non linéaire le plus grand possible et une surface effective la plus petite possible. Les fibres microstructurées sont particulièrement intéressantes pour cette application.

2.1 Les fibres micro structurées

Une fibre microstructurée est une fibre percée d'une multitude de vides d'air. Au centre de la fibre, l'absence de trou d'air constitue le cœur de la fibre. Nous ne considérons ici que les fibres microstructurées dont le guidage se fait par l'indice effectif (Holey Fibre) à la différence des fibres par bande interdite photonique (Photonic Band Gap Fibre).

Dans les fibres à trous à guidage par l'indice effectif, le guidage ne se fait pas comme dans une fibre standard par la différence d'indice des milieux constituant le cœur et la gaine mais par la différence d'indice du matériau utilisé (cœur) et de celui de la zone à trous dont l'indice résultant de la microstructure est plus faible que celui du matériau utilisé ; c'est l'indice effectif de la gaine.

L'aire effective du mode de ce type de fibre est ajustable et peut atteindre $1 \mu\text{m}^2$ ce qui confère à cette fibre des propriétés intéressantes pour les applications non linéaires [2, 3, 4]. De nombreuses autres applications font également l'objet de nombreuses études à l'heure actuelle (amplificateur, laser, fibres spéciales (transport, compensation de dispersion, etc...)). La dispersion chromatique de ce type de fibre en silice peut être ajustée finement par la dispersion modale qui dépend du rapport entre l'espacement entre trous et le diamètre des trous.

2.2 Les fibres à verre de chalcogénure

Les chalcogénures désignent un ensemble de matériaux la plupart du temps composés de Sulfure (S), de Tellures (Te) et de Sélénure (Se), dont les propriétés optiques sont intéressantes. Les verres de chalcogénures offrent l'avantage de présenter un fort coefficient non linéaire et les fibres à verre de chalcogénure sont largement utilisées dans la littérature pour leur non linéarité [5, 6, 7]. Ce type de verre présente en général une forte dispersion normale et de fortes pertes aux longueurs d'onde des télécommunications.

Comme nous l'avons vu au chapitre I, la dispersion chromatique normale et les fortes pertes vont à l'encontre de l'efficacité non linéaire de la fibre ; afin qu'elles restent négligeables, il faut que la longueur de fibre nécessaire soit suffisamment courte.

2.3 Comparaison des longueurs caractéristiques pour quatre types de fibre

Pour comparer le potentiel des différents type de fibres, nous considérons quatre fibres :

- Une fibre monomode standard (SMF).
- Une fibre à dispersion non nulle décalée, dont le cœur est plus petit que celui d'une fibre standard (NZDSF).
- Une fibre microstructurée de silice (FMS).
- Une fibre microstructurée de chalcogénure (FMC).

Les paramètres physiques de chaque fibre sont choisis en fonction de la littérature, ou en fonction de ce qui semble être réalisable en ce qui concerne la fibre microstructurée de chalcogénure.

La dispersion matériau peut être compensée en partie par la dispersion modale ; c'est pourquoi, on peut trouver dans la littérature des fibres microstructurées de silice dont la dispersion peut varier typiquement de -5 à $+25$ ps/nm/km. Cependant, les verres de chalcogénures sont tellement dispersifs aux longueurs d'onde des télécommunications que, dans la littérature, la dispersion reste souvent fortement normale et peut varier selon les matériaux utilisés et la géométrie des fibres entre -700 et -400 ps/nm/km. L'ensemble des paramètres à savoir l'aire effective des fibres, la dispersion chromatique, l'indice de réfraction non linéaire n_2 , les pertes, le coefficient non linéaire, la longueur de dispersion, sont récapitulés dans le Tableau 1 pour une longueur d'onde de 1550 nm.

	A_{eff} (μm^2)	D (ps/nm/km)	n_2 (m^2/W)	pertes (dB/km)	γ ($W^{-1} m^{-1}$)	LD
SMF	80	17	2,60E-20	0,2	1,32E-03	4,6 km
NZDSF	35	4	2,60E-20	0,2	3,00E-03	19,6 km
FMS	3,5	-5	2,60E-20	1	3,00E-02	15,7 km
FMC	3,5	-700	1,30E-17	100	15	110 m

Tableau 1 : Tableau récapitulatif des paramètres des fibres considérées.

Les longueurs caractéristiques de l'atténuation, de la dispersion et des effets non linéaires ont été introduites au chapitre I, elles sont caractéristiques des paramètres de la fibre et du signal considéré. Comme cela a été introduit au chapitre I également, les valeurs relatives de ces longueurs nous donnent des indications sur le type de propagation du signal. Nous récapitulons dans le tableau 2 les longueurs caractéristiques des fibres considérées pour une largeur d'impulsions de 10 ps compatible avec un débit de 40 Gbit/s et une longueur d'onde de 1550 nm.

	L_D	L	L_{eff}	P_0	L_{NL}
SMF	4,6 km	500 m	500 m	1,5 W	500 m
NZDSF	19,6 km	2 km	2 km	150 mW	2,2 km
FMS	15,7 km	1,5 km	1,3 km	30 mW	1,1 km
FMC	110 m	10 m	9 m	8 mW	8,9 m

Tableau 2 : Tableau récapitulatif des longueurs caractéristiques de chaque fibre.

Afin de limiter l'action de la dispersion chromatique, nous choisissons une longueur de fibre 10 fois plus faible que la longueur de dispersion afin de se placer en régime non linéaire pur.

Compte tenu de la longueur de fibre choisie, nous sommes en mesure de déterminer la longueur effective. Comme nous l'avons décrit au chapitre I, le régime est

non linéaire si la longueur effective est supérieure ou égale à la longueur non linéaire. Par conséquent, nous choisissons ici une longueur non linéaire égale à la longueur effective. Ceci nous permet d'en déduire la puissance instantanée nécessaire à obtenir une telle longueur non linéaire. Cette valeur, qui correspond à la valeur minimale nécessaire à l'obtention d'un régime non linéaire est rapportée dans la colonne ' P_0 ' du Tableau 2.

Ce tableau met en évidence l'intérêt des fibres microstructurées à verre de chalcogénure qui, malgré des pertes élevées et une forte dispersion normale, devraient permettre de diminuer de manière significative la puissance du signal (une dizaine de milliwatt au minimum pour atteindre le régime non linéaire) et la longueur de fibre (une dizaine de mètres). La fibre standard, quant à elle, n'est pas adaptée au dispositif puisque la puissance de commutation est très élevée (1,5 W) ceci est lié à la forte dispersion de cette fibre pour un coefficient non linéaire relativement faible.

Fort de ces renseignements sur le potentiel des fibres spéciales pour cette application, une étude numérique a été réalisée afin d'étudier l'efficacité d'une porte non linéaire basée sur un élargissement spectral du signal dans une fibre microstructurée à verre de Chalcogénure suivi d'un filtre optique décalé de la fréquence centrale.

3. Modélisation du dispositif

Comme nous le verrons plus largement dans le chapitre III, pour réellement mettre en évidence l'efficacité d'un régénérateur, il faut le caractériser dans une ligne de transmission. L'efficacité du régénérateur considéré ici a été démontrée dans la littérature [8], le but de notre étude est de montrer que le dispositif peut être amélioré par l'utilisation de fibre microstructurée à verre de Chalcogénure. Nous nous sommes par conséquent tenus à l'observation de la fonction de transmission du dispositif modélisé. Celle-ci donne en effet des indications sur la puissance de commutation ainsi que sur la transmission du dispositif.

Pour cette étude, une seule impulsion gaussienne est considérée. La transformation du signal à la traversée de la fibre optique est calculée par la résolution numérique de l'équation non linéaire de Schrödinger par la méthode de Fourier à pas discrétisé symétrisé que nous avons introduit au chapitre I. La résolution numérique de cette équation a été réalisée en collaboration avec Frédéric Ginovart au laboratoire.

En sortie, un filtre de réponse gaussienne d'ordre 2 est utilisé. En faisant varier la puissance crête de l'impulsion d'entrée et en analysant le signal de sortie nous en déduisons la fonction de transmission du dispositif. Les impulsions de faibles puissances représentent des impulsions fantômes qui peuvent apparaître au cours de la propagation du signal notamment suite à des effets non linéaires dans la fibre.

La largeur à mi-hauteur du filtre est choisie de telle manière que la largeur temporelle du signal en sortie soit identique à celle d'entrée, soit de l'ordre de 0,35 ns à 3 dB pour des impulsions de largeur à mi-hauteur de 10 ps. Le décalage spectral du filtre par rapport à la fréquence centrale du signal est choisi de manière à ce que les impulsions fantômes soient rejetées par le filtre, il est de 0,8 nm dans nos simulations. La largeur et le décalage spectral du filtre sont les mêmes pour chaque fibre considérée.

4. Principaux résultats

L'un des verrous majeur de cette technique est la puissance incidente nécessaire pour atteindre la saturation de la fonction de transmission qui reste souvent élevée (typiquement 27 dBm [9] de puissance crête soit typiquement 21 dBm de puissance moyenne par canal pour des impulsions dont la largeur à mi-hauteur est égale à la moitié du temps bit et pour une équiprobabilité des symboles '1' et '0'). Lors de cette étude, nous nous sommes attachés à étudier l'impact du type de fibre utilisé sur cette puissance de saturation.

Le Tableau 3 récapitule les résultats de l'étude. Les paramètres indiqués dans ce tableau sont le coefficient non linéaire γ , le paramètre de dispersion chromatique D , les pertes α , la longueur de fibre considérée L , la puissance crête incidente de la saturation de la fonction de transmission ou puissance de commutation P_{inc} (puissance à atteindre pour avoir une réduction du bruit d'amplitude sur les symboles '1'), et enfin la transmission (exprimée en %) qui est le rapport de la puissance moyenne transmise sur la puissance moyenne incidente.

La longueur de fibre est optimisée pour abaissée au mieux la puissance de saturation.

Les fibres comparées sont :

- Une fibre de Silice standard de dispersion chromatique nulle (SiO_2 stand.)
- Une fibre de Silice microstructurée (SiO_2 $\mu\text{str.}$).
- Une fibre de Chalcogénure standard (Chalc. Stand.)
- Une fibre de Chalcogénure microstructurée (Chalc. $\mu\text{str.}$) de dispersion chromatique et de longueur variable.

Fibre	γ ($\text{W}^{-1}\text{km}^{-1}$)	D (ps/nm/km)	α (dB/km)	L (km)	P_{inc} (mW)	T (%)
SiO₂ stand.	2,4	0	0,1	5	250	12
SiO₂ $\mu\text{str.}$	18	0	1	5	130	5
Chalc. stand.	1160	-400	100	0,009	1000	11
Chalc. $\mu\text{str.}$	6000	-400	100	0,009	200	11
Chalc. $\mu\text{str.}$	6000	-400	100	0,0015	350	11
Chalc. $\mu\text{str.}$	6000	0	100	0,009	140	13
Chalc. $\mu\text{str.}$	6000	0	100	0,0015	90	11
Chalc. $\mu\text{str.}$	6000	0	10	0,0015	80	15

Tableau 3 : Tableau récapitulatif des principaux résultats de l'étude numérique.

La première ligne correspond au cas d'une fibre de Silice à dispersion nulle. Elle peut être comparée à la deuxième ligne qui correspond au cas d'une fibre de Silice microstructurée. La comparaison de ces deux lignes tend à montrer que l'utilisation d'une fibre microstructurée permet d'abaisser de manière significative la puissance de commutation de la porte non linéaire (de 250 à 130 mW).

La troisième ligne correspond au cas d'une fibre de Chalcogénure standard. La longueur de fibre est choisie de manière à ce que la dispersion chromatique puisse être négligée, c'est à dire une longueur de fibre 10 fois plus faible que la longueur de dispersion. Ce cas montre que le seuil de commutation de ce type de fibre est élevé. Cette fibre présente un rapport entre la dispersion normale et le coefficient non linéaire trop faible, pour que la puissance de commutation soit acceptable.

La quatrième ligne correspond au cas d'une fibre de Chalcogénure microstructurée. La longueur de fibre est toujours choisie en fonction de la longueur de dispersion. Ce cas peut être comparé au cas d'une fibre de Silice microstructurée. L'utilisation du verre de Chalcogénure permet d'abaisser la longueur de fibre à quelque mètres seulement (9 mètres au lieu de 5 km) mais la puissance de commutation est un peu plus élevée. Une puissance de commutation de 200 mW reste encore élevée par rapport à d'autres techniques de régénération notamment à base de semi-conducteur. Pour un rapport cyclique de $\frac{1}{4}$ ceci correspond à une puissance moyenne de 17 dBm par canal.

Pour abaisser la puissance de commutation, on pourrait augmenter la longueur de fibre, c'est le cas de la cinquième ligne où 15 mètres de fibres sont utilisés. Ceci ne permet pas d'abaisser la puissance de commutation, elle est même plus importante que dans le cas précédent. Ceci est certainement dû au fait que la longueur de fibre considérée

est supérieure à la longueur de dispersion, la dispersion chromatique n'est plus négligeable ; comme d'autre part, elle est fortement normale, ceci vient limiter les effets non linéaires et augmenter la puissance de commutation.

La sixième ligne correspond à l'hypothèse où la dispersion chromatique de ce type de fibre peut être compensée par la dispersion modale. Pour une dispersion nulle et 9 mètres de fibres considérés, la puissance de commutation diminue alors par rapport au cas d'une dispersion fortement normale (la puissance de commutation passe de 200 à 140 mW lorsque la dispersion passe de -400 ps/nm/km à une dispersion nulle).

D'autre part, si la dispersion chromatique peut être abaissée, une fibre plus longue peut être considérée, c'est le cas de la septième ligne où 15 mètres de fibres sont utilisés. Dans ce cas, la puissance de commutation peut être encore abaissée (à 90 mW).

En conclusion, cette étude a permis de montrer que l'utilisation de fibres microstructurées à verre de chalcogénure permettrait d'améliorer de manière significative les caractéristiques du dispositif à élargissement spectral et filtrage décalé pour la régénération. Les propriétés fortement non linéaires de ce type de fibre permettraient d'abaisser la puissance de commutation du dispositif et de diminuer la longueur de fibre nécessaire. La puissance de commutation de ce dispositif reste malgré tout élevée (200 mW), en utilisant des paramètres de fibre micro structurée à verre de chalcogénure qui semblent réalisables d'après la littérature. L'étude a montré d'autre part que si la forte dispersion normale de ce type de fibre pouvait être abaissée ceci permettrait l'utilisation de fibres un peu plus longues et ainsi d'abaisser la puissance de commutation du dispositif.

L'étude numérique considérée ici a ses limites, puisqu'elle n'est pas représentative de la manière dont le bruit d'émission spontanée amplifiée est transmis à travers le dispositif. L'impulsion considérée est toujours cohérente contrairement au bruit dont la phase est aléatoire et qui est large spectralement (de l'ordre de 35 nm pour l'émission spontanée amplifiée d'un amplificateur à fibre dopée à l'Erbium).

Depuis, les travaux ont été repris par un doctorant du laboratoire, Nahm N'Guyen, qui travaille sur ce thème avec Thierry Chartier. Ils ont fait une étude plus réaliste en tenant compte du caractère aléatoire du bruit d'émission spontanée amplifiée [10].

[1] J. Leuthold, G. Raybon, Y. Su, R. Essiambre, S. Cabot, J. Jacques and M. Kauer, '40 Gbit/s transmission and cascaded all-optical wavelength conversion over 1 000 000 km', *Electronics Letters*, vol. 38, no. 16, 2002.

[2] P. Petropoulos, T.M. Monro, W. Belardi, K. Furusawa, J.H. Lee and D.J. Richardson, 'A highly nonlinear holey fiber and its application in a regenerative optical switch', *Optical Fiber Conference OFC*, TuC3-1, 2001.

[3] J.K.Ranka, R.S.Windeler, A.J.Sentz, 'Visible continuum generation in air-silica microstructure optical fibers with anomalous dispersion at 800 nm', *Optics Letters*, vol. 25, no. 1, pp. 25-27, 2000.

[4] A. Bjarklev, K.P. Hansen, K. Hougaard, E. Knusden, S. B. Libori, J. Laegsgaard, M.D.Nielsen, J.Riishede, T.T.Larsen, , 'Photonic crystal fibres – The state of the art', *European Conference on Optical Communication ECOC, Symposium 1.1*, 2002.

[5] F. Smektala, L. Brilland, J. LePerson, T. Chartier, J. Troles, T. Jouan, 'Holey optical fiber based on chalcogenide glasses', *107th annual meeting of the American Ceramic Society journal of Physics*, Baltimore, 2005.

- [6] M. Asobe, T. Kanamori, K. Kubodera, 'Ultrafast all-optical switching using highly nonlinear chalcogenide glass fiber', *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 4, no. 4, pp. 362-365, 1992.
- [7] M. Rochette, V. G. Ta'eed, D.J. Moss, L.B. Fu, M. Shokooh-Saremi, I.C.M. Littler, Y. Ruan, B. Luther-Davies, B.J. Eggleton, 'Integrated all-optical regenerator in chalcogenide glass', *European Conference on Optical Communication ECOC*, We.2.4.3, Glasgow, 2005.
- [8] G. Raybon, 'Optical 3R regeneration in 40 Gbit/s Pseudo-linear transmission systems', *Proc. Optical Fiber Communication Conference OFC*, vol.1, TuH1, pp. 191-193, 2003.
- [9] P. Mamyshev, 'All-optical data regeneration based on self-phase modulation effects', *Proc. European Conference on Optical Communication ECOC*, pp.475-476, 1998.
- [10] T.N. Nguyen, M. Gay, L. Bramerie, T. Chartier, J. C. Simon, L. Brillant, A. Monteville, J. Troles, F. Smektala, 'Régénération tout optique à base de fibre optique non linéaire', *Journées Nationales de l'Optique Guidée JNOG*, 2005.

ANNEXE 2

Présentation du modèle de Saleh

A.M. Saleh [1] considère le mode guidé dans le SOA de la forme :

$$\hat{E}(z,t) = E(z,t) \cdot \exp(j(\omega t - kz)) \quad (1)$$

$E(z,t)$ est l'enveloppe lentement variable du champ, k la constante de propagation.

1. Evolution du champ dans un milieu amplificateur

L'équation d'évolution du champ dans un milieu amplificateur s'écrit [2] :

$$\frac{\partial^2}{\partial z^2} \hat{E}(z,t) = \frac{\partial^2}{\partial t^2} \left[\frac{n^2}{c^2} + j \frac{n}{\omega c} (1 + j\alpha_H) g(z,t) \right] \hat{E}(z,t) \quad (2)$$

α_H le facteur de Henry, g le coefficient de gain.

D'après l'expression du mode guidé, et en négligeant les dérivées secondes de l'amplitude lentement variable du champ, les dérivées selon z et t peuvent s'écrire :

$$\frac{\partial^2}{\partial z^2} \rightarrow (-jk)^2 - 2jk \frac{\partial}{\partial z}$$

$$\frac{\partial^2}{\partial t^2} \rightarrow (j\omega)^2 + 2j\omega \frac{\partial}{\partial t} \quad (3)$$

En remplaçant ces expressions dans l'équation de propagation (1) et en négligeant la dérivée seconde du coefficient de gain, on obtient :

$$\begin{aligned} -k^2 E(z,t) - 2jk \frac{\partial E(z,t)}{\partial z} &= -k^2 E(z,t) - jk(1 + j\alpha_H) g(z,t) \cdot E(z,t) \\ &+ 2j \frac{k^2}{\omega} \frac{\partial E(z,t)}{\partial t} - 2 \frac{n}{c} (1 + j\alpha_H) g(z,t) \frac{\partial E(z,t)}{\partial t} \end{aligned} \quad (4)$$

Soit :

$$-2 \frac{\partial E(z,t)}{\partial z} = -(1 + j\alpha_H) \cdot g(z,t) \cdot E(z,t) + 2 \frac{n}{c} \frac{\partial E(z,t)}{\partial t} + 2j \frac{1}{\omega} (1 + j\alpha_H) \cdot g(z,t) \cdot \frac{\partial E(z,t)}{\partial t} \quad (5)$$

Ou encore :

$$\frac{\partial E(z,t)}{\partial z} = \frac{1}{2} (1 + j\alpha_H) \cdot g(z,t) \cdot E(z,t) - \frac{\partial E(z,t)}{\partial t} \left[\frac{n}{c} + j \frac{1}{\omega} (1 + j\alpha_H) \cdot g(z,t) \cdot \frac{\partial E(z,t)}{\partial t} \right] \quad (6)$$

Le terme en $\frac{g(z,t)}{\omega} (1 + j\alpha_H)$ est bien plus petit que le terme en $\frac{n}{c}$ et finalement on peut écrire :

$$\frac{\partial E(z,t)}{\partial z} + \frac{n}{c} \cdot \frac{\partial E(z,t)}{\partial t} = \frac{1}{2} (1 + j\alpha_H) \cdot g(z,t) \cdot E(z,t) \quad (7)$$

En faisant un changement de variable en $z' = z + v_g t$, c'est à dire en considérant un référentiel se déplaçant à la vitesse de groupe v_g de l'onde qui se propage, la dérivée partielle d'une fonction f par z' s'écrit :

$$\frac{\partial f}{\partial z'} = \frac{\partial f}{\partial z} \cdot \frac{\partial z}{\partial z'} + \frac{\partial f}{\partial t} \cdot \frac{\partial t}{\partial z'} = \frac{\partial f}{\partial z} + \frac{1}{v_g} \frac{\partial f}{\partial t} \quad (8)$$

Et l'équation (7) peut s'écrire sous la forme :

$$\frac{dE(z')}{dz'} = \frac{1}{2} (1 + j\alpha_H) \cdot g(z') \cdot E(z') \quad (9)$$

Finalement en intégrant cette équation en z' , on peut écrire :

$$E_{sortie}(t) = E_{entrée}(t) \cdot \exp\left(G(t) \frac{1 + j\alpha_H}{2}\right) \quad (10)$$

avec $G(t)$ le coefficient de gain intégré sur la longueur du SOA, $G(t) = \int_0^L g(z,t) \cdot dz$,

$$E_{sortie}(t) = E(L,t) \text{ et } E_{entrée}(t) = E(0,t)$$

Afin d'exprimer le champ en sortie du SOA, A.M. Saleh a cherché à exprimer $G(t)$ en utilisant l'équation aux porteurs du SOA.

2. Equation de l'évolution de la densité de porteurs

L'équation d'évolution temporelle de la densité de porteurs peut s'écrire sous la forme d'une équation différentielle de l'évolution du gain dans le SOA :

$$\left[1 + \tau_c \frac{d}{dt} \right] [G(t) - G_0] = - \frac{P_{sortie}(t)}{\Gamma \cdot P_{sat}} \ln 2 \quad (11)$$

τ_c est le temps de vie des porteurs, G_0 est le coefficient de gain petit signal, P_{sat} est la puissance de saturation, Γ est le facteur de confinement.

En reprenant les transformations de l'équation (3) et en prenant la transformée de Fourier de l'expression, on obtient :

$$[1 + j\omega\tau_c] \cdot \Delta\tilde{G}(\omega) = -\frac{\tilde{P}_{sortie}(\omega)}{\Gamma \cdot P_{sat}} \ln 2, \quad (12)$$

avec $\Delta\tilde{G}(\omega)$ la transformée de Fourier de $\Delta G(t) = G(t) - G_0$ et $\tilde{P}_{sortie}(\omega)$ la transformée de Fourier de $P_{sortie}(t)$.

Soit :

$$\Delta\tilde{G}(\omega) = -\frac{\tilde{P}_{sortie}(\omega)}{\Gamma \cdot P_{sat}} \ln 2 \cdot \frac{1}{1 + j\omega\tau_c} \quad (13)$$

Par conséquent $\Delta G(t)$ est la réponse à un filtre passe bas de constante de temps τ_c lorsque $-\frac{P_{sortie}(t)}{P_{sat}} \ln 2$ est le signal d'entrée.

La réponse temporelle du filtre est :

$$h(t) = \frac{\exp\left(-\frac{t}{\tau_c}\right)}{\tau_c}, t \geq 0, 0 \text{ sinon} \quad (14)$$

En utilisant les équations (10) et (13), A.M.Saleh obtient l'expression du champ de sortie suivante :

$$E_{sortie}(t) = E_{entrée}(t) \cdot \exp\left(G_0 \frac{1 + j\alpha_H}{2}\right) \cdot \exp\left(\Delta G(t) \frac{1 + j\alpha_H}{2} \ln 2\right) \quad (15)$$

En considérant que :

$$P_{sortie}(t) \approx P_{entrée}(t) \cdot \exp\left(G_0 \cdot \frac{1 + j\alpha_H}{2}\right) \quad (16)$$

Et

$$\Delta G(t) = -\frac{P_{sortie}(t)}{\Gamma \cdot P_{sat}} \otimes h(t) \quad (17)$$

Il obtient :

$$E_{sortie}(t) = E_{entree}(t) \times \exp\left(G_0 \frac{1+j\alpha_H}{2}\right) \times \exp\left(-\frac{1+j\alpha_H}{2} \cdot h(t) \otimes \frac{P_{entree}(t) \cdot \left[\exp\left(G_0 \frac{1+j\alpha_H}{2}\right)\right]}{\Gamma \cdot Psat} \ln 2\right) \quad (168)$$

3. En fonction du gain moyen du SOA

Une forme plus représentative d'un SOA en régime de saturation consiste à exprimer le signal de sortie en fonction de la valeur moyenne du gain \bar{G} à la puissance moyenne du signal incident \bar{P}_{entree} .

Nous cherchons par conséquent à exprimer G_0 en fonction de \bar{G} .

En remplaçant dans l'équation (11), $G(t)$ par \bar{G} , le gain moyen peut s'exprimer en fonction de G_0 et de la puissance moyenne de la manière suivante :

$$\bar{G} - G_0 = -\frac{\bar{P}_{sortie}}{\Gamma \cdot Psat} \ln 2 \quad (17)$$

$$E_{sortie}(t) = E_{entree}(t) \times \exp\left(\bar{G} \cdot \frac{1+j\alpha_H}{2}\right) \times \exp\left(-\frac{1+j\alpha_H}{2} \cdot h(t) \otimes \frac{(P_{entree}(t) - \bar{P}_{entree}) \cdot \left[\exp\left(\bar{G} \cdot \frac{1+j\alpha_H}{2}\right)\right]}{\Gamma \cdot Psat} \ln 2\right) \quad (18)$$

[1] A.A.M. Saleh, 'Nonlinear models of travelling-wave optical amplifiers', *Electronics Letters*, vol. 24, no. 14, pp. 835-837, 1988.

[2] M. Joindot et douze co-auteurs, 'Les télécommunications par fibres optiques', Dunod, 1996.

ANNEXE 3

Publications

M. Gay, L. Bramerie, J.C. Simon, A. O'Hare, D. Massoubre, J.L. Oudar, A. Shen, 'Cascadability and wavelength tunability assessment of a 2R regeneration device based on saturable absorber and semiconductor optical amplifier', *Optical Fiber Communication Conference, OFC, OThB1*, 2006.

M. Gay, L. Bramerie, G. Girault, V. Roncin, J.C. Simon, 'Experimental study of reshaping retiming gates for 3R regeneration', *Proceedings of Optical Networks and Technologies, OpNeTec*, pp. 545-551, 2004.

M. Gay, L. Bramerie, D. Massoubre, A. O'Hare, A. Shen, J.L. Oudar, J.C. Simon, 'Cascadability Assessment of a 2R Regenerator Based on Saturable Absorber and Semiconductor Optical Amplifier in a Path Switchable Recirculating Loop', *soumission Photonics Technology Letters*, 2006.

M. Gay, F. Ginovart, F. Favre, J.C. Simon, 'Evaluation du potentiel des fibres à trous à verre de chalcogénure pour la régénération pour la régénération tout-optique', *Journées Nationales de l'Optique Guidée, JNOG*, 2003.

L. Bramerie, M. Gay, G. Girault, V. Roncin, S. Fève, J.C. Simon, 'Performance of a Polarization Insensitive 3R Optical Regenerator Based on a new SOA-NOLM Architecture', *European Conference on Optical Communication, ECOC, We.2.5.2*, 2004.

J.C. Simon, L. Bramerie, F. Ginovart, V. Roncin, M. Gay, S. Fève, E. Lecren, M.L. Chares, 'All-optical regeneration techniques', *Annales des télécommunications*, tome 58, no. 11-12, pp. 1708-1724, 2003.

L. Bramerie, M. Gay, G. Girault, V. Roncin, S. Fève, F. Ginovart, M.L. Chares, J.C. Simon, 'Etude numérique et expérimentale de l'évolution du taux d'erreurs binaires au passage dans un régénérateur optique', *Journées Nationales de l'Optique Guidée, JNOG*, 2004.

G. Girault, M. Gay, L. Bramerie, V. Roncin et J.C. Simon, 'Performance avec un régénérateur optique insensible à la polarisation composé d'un interféromètre et de SOA', *Journées Nationales de l'Optique Guidée, JNOG*, 2004.

T.N. Nguyen, M. Gay, L. Bramerie, T. Chartier, J. C. Simon, L. Brillant, A. Monteville, J. Troles, F. Smektala, 'Régénération tout optique à base de fibre optique non linéaire', *Journées Nationales de l'Optique Guidée JNOG*, 2005.

V. Roncin, M. Gay, S. Fève et J.C. Simon, 'Compression d'impulsions par mélange à quatre ondes dans les amplificateurs à semiconducteurs', *Journées Nationales de l'Optique Guidée JNOG*, 2002.

D. Gauden, A. Mugnier, M. Gay, L. Lablonde, F. Lahoreau, D. Pureur, 'Experimental measurement of 10 Gbit/s system power penalty spectrum created by Group Delay Ripple of Fiber Bragg Grating Chromatic Dispersion Compensator', *European Conference on Optical Communication*, ECOC, We.2.5.2, 2002.

D.Massoubre, J-L.Oudar, G.Aubin, A.Shen, J.Decobert, L.Bramerie, J-C.Simon, M.Gay, 'High speed, high switching contrast quantum well saturable absorber for 160 Gbit/s operation', *Conference on Lasers and Electro-optics, Cleo Baltimore*, CThD3, 2005.

M. Amaya, A. Sharaiha, F. Ginovart, T. Rampone, S. Fève and M. Gay, 'Effects of assist light injection at gain transparency wavelength on transmission and performances of SOAs', *Conference on Lasers and Electro-optics, Cleo 2005*.

D. Gauden, A. Mugnier, M. Gay, L. Lablonde, F. Lahoreau, D. Pureur : "Mesures Expérimentales à 10Gbit/s du spectre des pénalités engendrées par les oscillations sur le retard de groupe d'un compensateur de dispersion chromatique", *Journées Nationales d'Optique Guidée, JNOG*, pp. 87-89, 2003.

J-C. Simon, L. Bramerie, F. Ginovart, M. Gay, V. Roncin, E. Lecren, G. Girault, S. Fève "Techniques de régénération tout optique 2R et 3R", *Colloque de l'Action Spécifique n°36* du département STIC du CNRS « Communications Numériques Optiques et Systèmes "Tout Optique" » (COSTO), Paris, 2003.

R. Ossikovski, M. Gay, N. Tallaron, L. Kerdreux, B. Kerrinckx, D. Pureur, P. Even, 'Analytical model for the Erbium-Ytterbium co-doped silicate fiber amplifier', *proc. SPIE conference*, vol. 4638, pp.41-51, 2002.

Cascadability and wavelength tunability assessment of a 2R regeneration device based on saturable absorber and semiconductor optical amplifier

M. Gay, L. Bramerie, J.C. Simon

*Laboratoire d'Optronique, CNRS UMR FOTON 6082
ENSSAT / Université de Rennes1, 6 rue Kerampont, 22300 Lannion, France
gay@enssat.fr*

A. O'Hare

Permanent address : School of Physics, Dublin Institute of Technology, Dublin, Ireland

D. Massoubre, J.L. Oudar

LPN-CNRS, Route de Nozay, F91460 Marcoussis, France

A. Shen

Alcatel-Thales III-V lab, route départementale, F91767, Palaiseau Cedex, France

Abstract : We assess a new 2R regenerator based on a microcavity saturable absorber and SOA combination in a 10 Gbit/s two path, recirculating loop. The device, whose location impact is studied, is tunable over 13 nm.

©2005 Optical Society of America

OCIS Codes: (060.4510) Optical Communications; (190.5970) Semiconductor nonlinear optics included MQW

1. Introduction

A saturable absorber (SA) based on a vertical microcavity is of great interest for 2R regeneration especially because of the possibility it offers for simultaneous regeneration of several WDM channels on the same chip by spatial demultiplexing [1], [2]. While SA is efficient for noise reduction and extinction ratio enhancement at bit rates as high as 160 Gbit/s [3], complete 2R regeneration with limitation on 'mark' fluctuation cannot be realised without using another non-linear function. Several techniques using SA have been developed to fully reshape the signal but none is really WDM compatible.

In this paper we study the impact of a 2R regenerator based on a SA and a semiconductor optical amplifier (SOA) cascaded in a transmission link. This device could significantly increase the performance and the margin of a terrestrial link. The impact on system performance of the regeneration span when regenerators are cascaded is studied for the first time. Finally, the impact of the signal wavelength is studied in order to evaluate the potential of the device in a WDM configuration.

2. Regenerator architecture

Figure 1 shows the regenerator's architecture. The signal to be regenerated is injected onto the SA microcavity through an optical circulator (OC). The SA is a three-quantum-well structure (InGaAs / InP) in a resonant microcavity (Ag mirror as a back mirror, Bragg reflector (SiO₂ / TiO₂) as a front mirror) both to decrease the switching threshold and to increase the switching amplitude. The cavity structure, realised by partners of the National research program ASTERIX, is described in more details in ref.[4]. The short carrier recombination time is obtained by heavy-ion-irradiation leading to a 5 ps carrier recombination time [5].

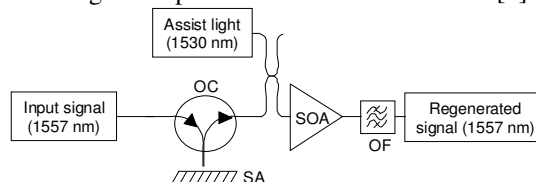


Fig. 1: All-optical regenerator architecture.

The SA reflectivity increases with the incident power, so that low power levels are significantly attenuated while high power levels are much less absorbed. As a result, the signal extinction ratio is enhanced and 'space' noise is reduced. After reflection at the SA, the signal propagates through a SOA, which possesses a saturating gain function. This results in an equalisation of the 'mark' level. The transmission functions of the SA and the SOA are thus complementary and if both are employed, full 2R regeneration is ensured.

An assist light is coupled to the signal at the SOA input to reduce the gain recombination time to be 10 Gbit/s compatible, under these conditions no significant patterning effects are observed. An optical filter (OF) avoids wide band Amplified Spontaneous Emission (ASE) accumulation.

3. Transmission experiment

The 10 Gbit/s transmission experiment is carried out with a 100 km long two path recirculating loop, enabling simulation of regeneration spans longer than the available fibre length.

Figure 2 shows the experimental set-up of the recirculating loop. Non-Zero Dispersion Shifted Fibre (NZDSF) with a chromatic dispersion of 4 ps/nm/km is used in the loop. This dispersion is then partially compensated with Dispersion compensating Fibre (DCF).

Span input power is set to 2 dBm. Amplification is ensured by two Erbium Doped Fibre Amplifiers (EDFA) while Optical Filters (OF) prevent ASE peak accumulation. The transmitter consists of a $2^{15}-1$ pseudo-random bit sequence combined with a logic gate which produces an RZ electrical signal. This signal modulates the optical source through a LiNbO₃ modulator producing 50 ps pulses.

After propagation through the transmission fibre, the signal can be switched through either the non regenerated path or through the regenerated path using 3 dB couplers and Acousto-Optic Modulators (AOM) driven by a commercial pattern generator (from CLEODE). Switching between the paths in this way allows the span between two regenerators be varied.

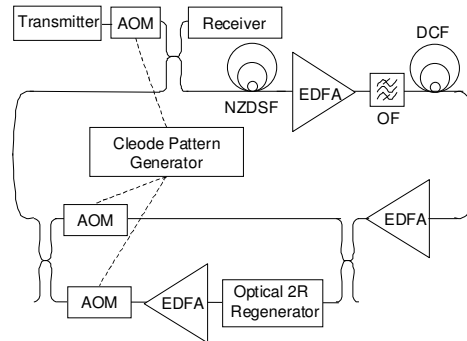


Fig.2: Two path recirculating loop.

4. Results

First the impact of the regeneration span was studied at a signal wavelength of 1557 nm. Figure 3 presents the Bit Error Rate (BER) evolution as a function of the distance without regenerator (full triangles) and with regenerators (open symbols) located at 1 (triangles), 2 (circles), 3 (squares) and 6 (crosses) laps. With regeneration each lap, 140 cascades can be achieved with a BER of 10^{-8} . Some measurements have shown that the propagation is limited by timing jitter as the device consists of a 2R device.

Best propagation distance is obtained with a regeneration spacing of 200 km where a distance of 20 000 km can be achieved with a BER of 10^{-8} . This corresponds to the best compromise between noise accumulation and timing jitter. However, we show for the first time that a larger spacing is still quite relevant since with regeneration every 600 km the distance is still doubled (4 000 km) for a BER of 10^{-8} with only 6 regenerators cascaded. And finally, the performance is more than tripled for a BER of 10^{-4} (if Forward Error Correction is used) allowing a transmission over 11 000 km with 18 regenerators only.

We have also investigated the regeneration behaviour with respect to the signal wavelength. We define the Distance Improvement Ratio (DIR) as the ratio of distances covered with regeneration and without regeneration for a given BER. Figure 4 presents the evolution of the DIR with signal wavelength for a BER of 10^{-8} and a regeneration span of 100 km. Results show that the DIR is better than 6.5 over more than 13 nm (from 1547 to 1560 nm), demonstrating the wide-band behaviour of the device. Notice that the same spot was used on the SA chip for all the measurements.

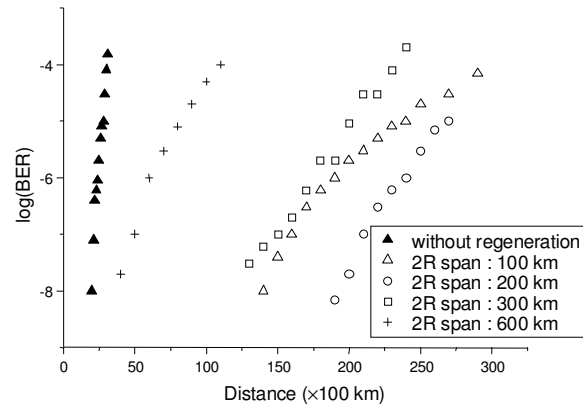


Fig.3: BER evolution versus distance without and with different regeneration spans.

Finally, this regenerator allows performance enhancement with a quite compact and simple device : firstly the SA is a passive and wide-band component (same enhancement factor over 13 nm in this experiment). Moreover the following SOA leads to signal amplification and requires low input power (typically -10 dBm) when used as a limiting amplifier so that no EDFA is needed between the SA and the SOA. In addition, while in this experiment a single SOA chip was used per channel, in the context of a WDM configuration a multi-array SOA chip could be used as photonic integration is now well controlled [6]. Finally no wavelength conversion is necessary as the device is based on self modulation processing.

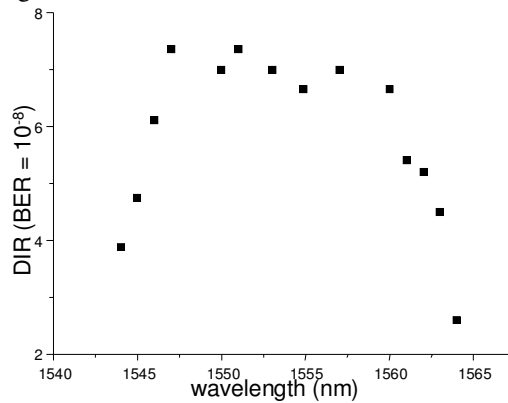


Fig.4 : DIR (at BER = 10^{-8}) evolution versus signal wavelength for a regeneration span of 100 km.

5. Conclusion

We have reported on a simple and compact 2R regenerator based on a Saturable Absorber and a SOA. This device is fully compatible with photonic integration, which could allow compact and low cost WDM 2R regeneration.

We have also studied for the first time the influence of the regeneration span on the distance improvement ratio thanks to a two path recirculating loop when regenerators are cascaded. The more relevant performance, from a cost point of view, may be for a regeneration spacing of 600 km allowing transmission over 11 000 km with a BER of 10^{-4} for only 18 regenerators cascaded. The spectral study has shown a device fully compatible with WDM application over a spectral range as wide as 13 nm.

6. References

- [1] A.Shen et al., '4-channel saturable absorber module for high bit-rate regenerated WDM transmission', ECOC 2002, Tu 5.4.5.
- [2] D.Rouvillain et al., 'Optical 2R regenerator based on passive saturable absorber at 40 Gbit/s for WDM long haul transmissions' IEE Electronics Letters, vol. 38, no. 19, pp. 1113-1114.
- [3] M. Gicquel-Guezo et al., '290 fs switching time of Fe-doped quantum well saturable absorbers in a microcavity in 1.55 μm range', Applied Physics Letters, vol.85, no.24, pp. 5926-5929 (2004).
- [4] D.Massoubre et al., 'Low switching energy saturable absorber device for 40 Gbit/s networks', Integrated Photonics Research (IPR 2004), OSA, San Francisco, USA.
- [5] J.Mangeney et al., 'Ultrafast saturable absorption at 1.55 μm in heavy-ion irradiated quantum well vertical cavity', Applied Physics Letters vol. 76, no. 11 p.1371 (2000).
- [6] V. Mikhailov et al., 'All-Optical Multiwavelength Clock Recovery Using Integrated Semiconductor Amplifier Array Module', Electronics Letters, vol.37, no.4, 2001.

EXPERIMENTAL STUDY OF RESHAPING RETIMING GATES FOR 3R REGENERATION

M. Gay, L. Bramerie, G.Girault, V. Roncin, J-C. Simon
*Laboratoire d'Optronique, CNRS UMR 6082 FOTON,
Groupement d'Intérêt Scientifique FOTON,
ENSSAT/Université de Rennes1, 6 rue Kerampont, BP.447 22305 Lannion Cedex, France,
e-mail : Simon@enssat.fr*

Abstract: The linear degradation of the bit error rate as a function of the number of regenerators is experimentally observed, with an optoelectronic or with an original all-optical 3R repeater. We demonstrate that Q factor measurements are not suitable for a correct assessment of optical links incorporating 2R or 3R regenerators.

1. INTRODUCTION

Some optoelectronic and all-optical regenerators enabling Re-amplification, Reshaping (2R) and Re-timing (3R) have shown their capability to ensure high bit-rate ultra-long haul transmission systems [1]. Noise distribution and Bit Error Rate (BER) evolution through this kind of device are of great interest to understand basic features of regeneration. In this paper, we show experimentally the BER evolution through different kinds of Non Linear Gates (NLG). We finally compare Q factor and BER measurements in optical transmission links including 3R regenerators.

2. EXPERIMENTAL SET UP

Experiments were carried out with an optical or with an optoelectronic (O/E) regenerator in order to compare two types of 3R regenerators. One is ideal (the

optoelectronic one) which presents a step-like shape of the transmission versus input power characteristics, while the other one (the optical regenerator) presents a smoother S-shape. Both regenerators have the same O/E retiming device to ensure 3R regeneration.

2.1 Transmission experiment

The 10 Gbit/s transmission experiment is carried out with a 100 km recirculating loop composed of two 50 km Non-Zero Dispersion Shifted Fibre (NZDSF) spans, with chromatic dispersion of 4ps/nm/km. The fibre link dispersion is compensated (DCF). Figure (1) shows the experimental set-up of the recirculating loop.

Losses are compensated by Erbium Doped Fibre Amplifiers (EDFA) and counterpropagating Raman pumping ensuring a low noise accumulation line. The transmitter consists of a $2^{15}-1$ pseudo-random bit sequence combined with a logical gate which produces an RZ electrical signal. This signal modulates the optical 1552 nm source thanks to a LiNbO_3 modulator which produces a 50 ps full width at half maximum signal. The signal is injected into the recirculating loop thanks to Acousto-Optic Modulators (AOM).

Noise is artificially included in the loop using an Amplified Spontaneous Emission source (ASE) in order to degrade the Optical Signal to Noise Ratio (OSNR) in front of the regenerator. That is necessary to measure a BER in regenerated signal experiments [2].

A polarization scrambler (polarization modulation frequency ~ 1 MHz) is placed in front of (in the optical case) or behind (in the optoelectronic case) the regenerator in order to take polarization effects into account.

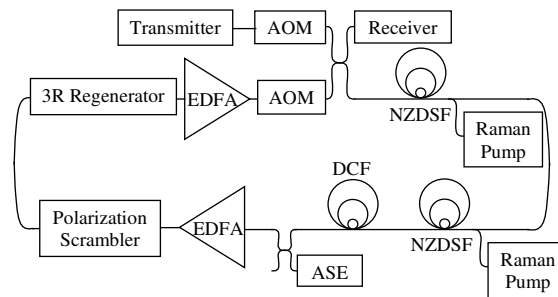


Fig.1: Recirculating loop.

2.2 Optical regenerator's architecture

The optical regenerator is made of two SOA-based wavelength converters. The first converter consists of a Non-Linear Optical Loop Mirror whose non-linear element is a SOA (SOA-NOLM) [3]. The second wavelength converter is a Dual Stage of SOA (DS-SOA) [4]. Figure (2a) represents the all-optical regenerator scheme.

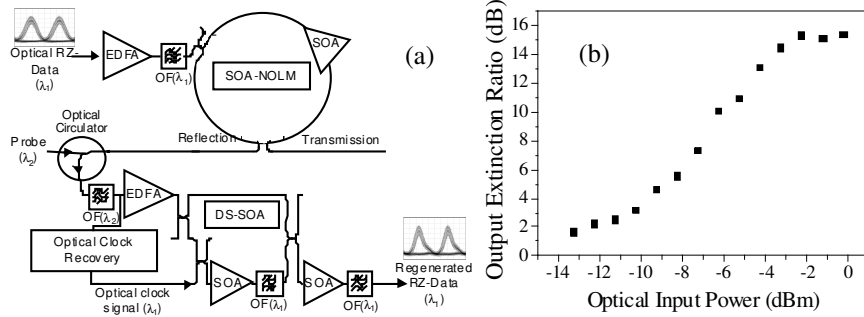
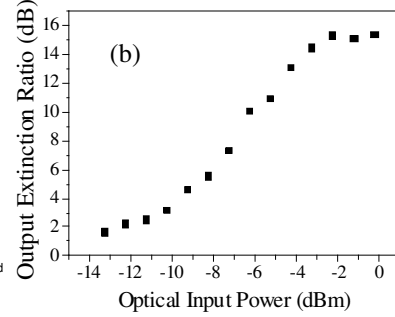


Fig. 2a: All-optical regenerator architecture.

Fig 2b: Output extinction ratio as a function of input power with an input extinction ratio of 15 dB.



The SOA-NOLM is based on a Sagnac interferometer which is intrinsically more stable than all-fibre Mach-Zehnder Interferometers (MZI) provided that fibre arms are short enough. In our case, polarization maintaining fibres are used in order to improve the stability.

Regeneration with NOLM has already been investigated [5] but never, to our knowledge, in a reflective configuration. This allows a better stability with regard to the phase effects and a data output inversion which reduces the converter's polarization dependence.

The DS-SOA as the second wavelength converter stage is an original architecture. In addition to converting the signal back to the initial signal wavelength and to creating a second data output inversion, it improves the output extinction ratio by more than 4 dB. Moreover, the DS-SOA is composed of low polarization sensitivity SOA (0.5 dB) from Alcatel. Consequently, combined with the SOA-NOLM, this results in a polarization insensitive reshaping gate.

The extinction ratio of the overall regenerator is 14 dB for a minimum input extinction ratio of 8 dB. Figure (2b) shows the output extinction ratio versus input power characteristics of the global regenerator that presents an S-shape required for reshaping [6].

2.3 Optoelectronic regenerator architecture

The optoelectronic regenerator has a classical architecture presented on figure (3). It is composed by a 10 GHz PhotoDiode (PD) feeding a Broadband Amplifier (BA) followed by a limiting amplifier. One output of the amplifier is used to recover the clock, the second one feeds the Decision Flip-Flop (DFF). After being amplified by a broadband amplifier, the reshaped and retimed electrical signal finally modulates a local DFB laser through a LiNbO₃ modulator.

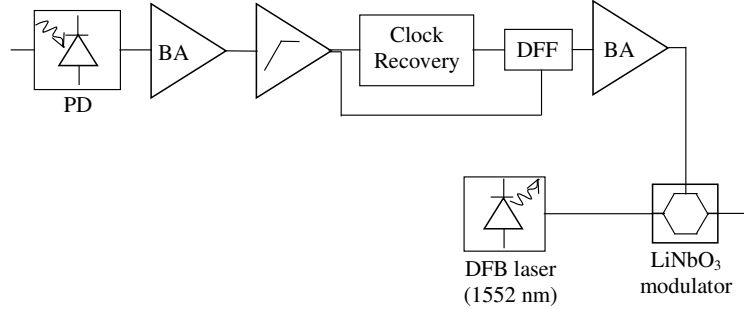


Fig. 3: Optoelectronic regenerator architecture.

3. BIT ERROR RATE EVOLUTION THROUGH A RESHAPING RETIMING GATE

We experimentally show BER evolution with the number of laps for the first time to our knowledge with the two regenerators described above. Results are presented on figure (4) with an OSNR of 17 dB (measured on 0.1 nm). Through the ideal gate (the step function), as initially theoretically reported in [7], the BER in a transmission line with regenerators, linearly increases with the number of concatenated regenerators:

$$BER \approx N \cdot \exp(-k \cdot OSNR) \quad (1)$$

with N the number of laps, k a suitable constant and OSNR the Optical Signal to Noise Ratio at first lap.

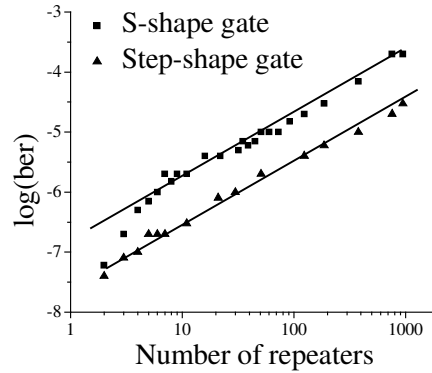


Fig. 4: Experimental BER evolution as the number of laps for an initial OSNR of 17 dB (measured on 0.1 nm).

Through the S-shape NLG, such a linear evolution is observed after about ten laps, this can be explained by the fact that when concatenating the S-shape gate ten times, it tends toward a step function as the transfer function is raised to the tenth power.

Consequently the BER is strongly dependent on the OSNR in front of the first regenerator. The key point will then be to locate the repeater at an early enough stage in order to match a targeted BER for a given link length.

4. Q FACTOR AND BER THROUGH A NON LINEAR GATE

The BER is commonly expressed as a function of the Q factor as:

$$BER = \frac{1}{2} \cdot \operatorname{erfc}\left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right) \quad (2)$$

When the BER is not directly measurable (typically $BER < 10^{-10}$), it is deduced from the Q factor measurement [8]. Pertinence of BER measurement deduced from Q factor measurement is studied in that part.

BER was studied as a function of decision threshold at different points of the transmission link. Experimental results are presented on figure (5).

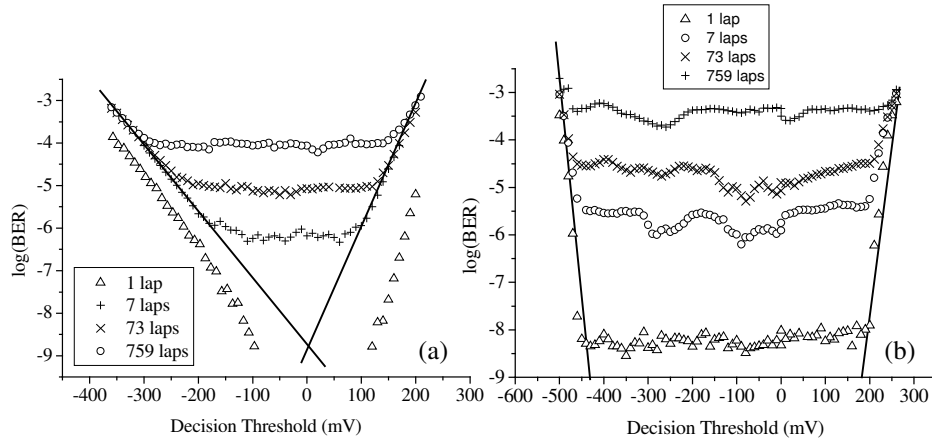


Fig. 5: BER evolution as a function of decision threshold with the all-optical (a) and the optoelectronic (b) regenerators.

The first thing to be noticed is that the BER reaches a plateau, consequently the BER is almost independent of the decision threshold, and the decision is taken by the regenerator through a NLG.

Secondly, in the S-shape case, the plateau width becomes broader as the number of laps increases, namely as the gate tends to a step-like shape. This is the reason why in the step-like shape case, the plateau width remains identical.

On figure (5), extrapolation of the sides is plotted to deduce the Q factor. This measurement would have led to the same deduced BER value, whereas the direct BER measurement leads to an increase of one decade when the lap number is multiplied by ten. As a consequence, we can conclude that Q factor measurement is inadequate to deduce BER evolution as soon as non linear gates are introduced in the transmission line.

5. CONCLUSION

Signal degradation through different non linear gates was investigated experimentally in this paper. The linear degradation of the BER as a function of the number of regenerators was observed, as predicted by the theory, with an optoelectronic or with an original all-optical 3R repeater. Then, to enhance transmission performance, repeaters must be located early enough in the line in order to reach a targeted BER at the link end-side. Also a BER versus decision threshold study leads to the conclusion that Q factor measurement is not an adequate assessment way for optical transmission links including 2R/3R regenerators.

ACKNOWLEDGMENTS

This work was supported by the “Ministère de la Recherche et des Nouvelles Technologies”, the “Conseil Régional de Bretagne”, and the European Commission (FEDER).

REFERENCES

- [1] O. Leclerc et al., “Optical regeneration at 40 Gbit/s and beyond”, *J. Lightwave Technol.*, vol. 21, no.11, pp. 2779–90, nov. 2003.
- [2] W. Kuebart et al., “40 Gbit/s transmission over 80 000 km dispersion shifted fibre using compact opto-electronic-3R regeneration”, *proc. Europ. Conf. Optical. Comm.*, MO4.3.1, 2003.
- [3] M. Eiselt et al., “SLALOM : Semiconductor Laser Amplifier in a Loop Mirror ”, *J. Lightwave Technol.*, vol. 13, pp. 2099–2112, 1995.
- [4] J-C. Simon et al., “Two stages wavelength converter with improved extinction ratio ”, in *Proc Opt. Fiber Comm San Jose*, PD15-2, 1995.
- [5] F. Segueineau et al., “Experimental demonstration of simple NOLM-based 2R regenerator for 42.66 Gbit/s WDM long-haul transmissions”, in *Proc Opt. Fiber Comm*, WN4., 2004.
- [6] J-C. Simon et al., “All-optical regeneration techniques”, *Ann. Telecommun.*, vol. 58, no. 11-12, nov. 2003.
- [7] P. Öhler et al., “Noise accumulation and BER Estimates in Concatenated Nonlinear Optoelectronic Repeaters”, *Photon. Technol. Lett.*, vol. 9, no. 7, pp. 1011, July 1997.
- [8] N.S. Bergano, “Margin measurements in Optical Amplifier Systems”, *IEEE Photon. Tech. Lett.*, vol. 5., no. 3, march 1993.

EVALUATION DU POTENTIEL DES FIBRES A TROUS A VERRE DE CHALCOGENURE POUR LA REGENERATION TOUT-OPTIQUE

Mathilde GAY*, Frédéric GINOVART*, François FAVRE**, Jean-Claude SIMON*

* Groupement d'intérêt scientifique « FOTON », Laboratoire d'Optronique CNRS- UMR 6082
ENSSAT – Université de Rennes1, BP447, 22305 LANNION Cedex, France

gay@enssat.fr

** France Telecom R&D

2 avenue Pierre Marzin, 22300 LANNION

RESUME

L'influence des paramètres de la fibre sur l'efficacité d'une porte optique non linéaire pour une régénération 2R du signal est étudiée. La régénération du signal s'effectue grâce à un élargissement spectral dû à l'effet d'automodulation de phase et à un filtrage approprié. Le but étant de minimiser la puissance à saturation de la transmission du régénérateur et de maximiser la puissance transmise, le potentiel d'une fibre à trous à verre de chalcogénure est étudié. Les simulations prévoient une transmission de 30%, une puissance incidente à saturation de la transmission de 100mW utile, à un débit de l'ordre du Térabit par seconde et ceci avec quelques mètres de fibres seulement.

MOTS CLES

Régénération tout-optique, effet Kerr, automodulation de phase, fibre à trous (Holey fiber), fibres à chalcogénure

1. INTRODUCTION

Le multiplexage en longueur d'onde (WDM Wavelength Division Multiplexing) et en temps (OTDM Optical Time Division Multiplexing) ont permis l'augmentation de la capacité des lignes de transmission sur fibre optique. Malgré l'efficacité du contrôle de la dispersion chromatique des lignes, la distance de propagation est limitée par l'accumulation de bruit et de distorsions. C'est ainsi que la régénération tout-optique est devenue un élément clé des transmissions haut débit.

L'un des principes abordés pour la régénération utilise l'automodulation de phase dans une fibre optique fortement non linéaire [1]. La réponse ultra rapide de l'effet Kerr (de l'ordre de la femtoseconde), rend ce type de régénérateur très attractif puisqu'il peut fonctionner jusqu'au térabit par seconde.

Nous nous proposons ici de déterminer les paramètres de la fibre pour un fonctionnement optimal de la porte optique non linéaire.

2. SIMULATION DE LA PORTE OPTIQUE NON LINEAIRE PAR AUTOMODULATION DE PHASE

Le principe de la porte non linéaire consiste à élargir le spectre du signal par automodulation de phase dans une fibre fortement non linéaire ; en sortie de fibre, un filtre décalé de la fréquence centrale du signal permet de transmettre le signal lorsque sa fréquence moyenne instantanée (dépendant de la puissance incidente) coïncide avec la fréquence centrale du filtre. En conséquence, les niveaux faibles (bruit ou niveau résiduel sur les bits-0) sont rejetés, tandis que les niveaux forts sont transmis et éventuellement écrêtés pourvu que la fonction de transmission de la porte optique soit suffisamment saturée à son niveau haut.

L'efficacité de ce régénérateur a été démontrée jusqu'à 80 Gb/s [1]. Cette solution peut être rendue encore plus attractive en minimisant la puissance incidente à saturation de la transmission ; or, les expériences exposées jusqu'à présent nécessitent des puissances élevées (plusieurs centaines de mW).

Le modèle utilise la résolution de l'équation non linéaire de Schrödinger par la méthode de Fourier à pas discrétisé (Split Step Fourier Method) [2]. La dispersion chromatique, les pertes ainsi que l'effet Kerr sont pris en compte lors de la propagation. Les pertes sont de 0.2 dB/km, le signal d'entrée est une impulsion gaussienne non chirpée centrée à 1550 nm de largeur à mi-hauteur de 10 ps. Le filtre en sortie de fibre a une réponse gaussienne d'ordre 2, dont on peut faire varier la largeur à mi-hauteur et le décalage par rapport à la fréquence centrale ; on se placera dans ce qui suit à 0.8 nm de la fréquence centrale.

3. INFLUENCE DE LA DISPERSION SUR L'EFFICACITE DU REGENERATEUR

On considère une fibre de coefficient non linéaire (γ) de $10 \text{ W}^{-1}\text{km}^{-1}$ (ordre de grandeur de celui d'une fibre à compensation de dispersion standard). γ est défini par
$$\mathbf{g} = \frac{n_2 \omega_0}{c A_{\text{eff}}} \quad (1)$$

où n_2 est l'indice de réfraction non linéaire, ω_0 la pulsation centrale de l'impulsion, c la célérité de la lumière et A_{eff} l'aire effective de la section de fibre.

La figure 1 montre l'évolution de la courbe de transmission pour différentes valeurs de dispersion. On remarque que plus la dispersion est forte et positive, plus la puissance à saturation est élevée, mais plus la transmission à travers la porte optique non linéaire est tolérante aux variations d'amplitudes sur les bits-1 (transmission saturée à son niveau haut). La structure pseudo-périodique du cas à dispersion normale est liée aux effets combinés de chirp linéaire et non linéaire. L'analyse approfondie de ce phénomène est en cours d'exploration.

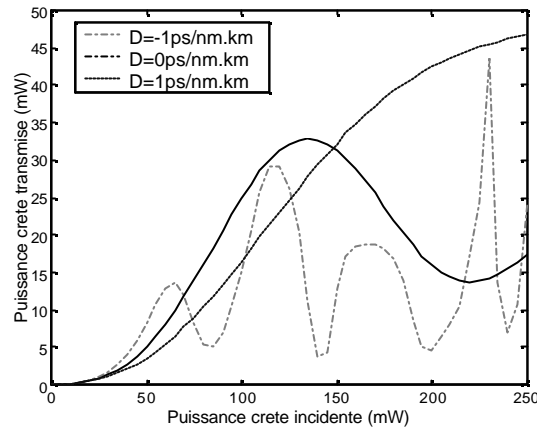


Figure 1 : Evolution de la fonction de transfert avec la valeur de dispersion, longueur de transmission 6km

Cette étude en fonction du paramètre de dispersion chromatique de la fibre montre qu'il n'y a pas de dispersion idéale pour faire fonctionner au mieux cette porte optique non linéaire, mais qu'il faut faire un compromis entre puissance incidente à saturation de la transmission et tolérance aux variations d'amplitude selon la puissance disponible. Il ne faudra en aucun cas choisir une fibre à très forte dispersion (en valeur absolue), ceci conduisant en effet à réduire dangereusement la longueur de dispersion, au risque de rendre les effets non linéaires négligeables du fait de l'affaiblissement des impulsions. Les longueurs de dispersion et non linéaire sont définies par :

$$L_d = \frac{T_0^2}{|\beta_2|} \quad (3)$$

$$L_{nl} = \frac{1}{gP_0} \quad (4)$$

où P_0 est la puissance crête de l'impulsion, T_0 est la demie largeur en $1/e$ et β_2 le paramètre de dispersion de la vitesse de groupe.

Les paramètres tels que l'aire effective ou le coefficient non linéaire vont également pouvoir être optimisés afin de maximiser la pente de la fonction de transmission du régénérateur ; ceux des nouvelles fibres fortement non linéaires sont notamment très prometteurs.

4. POTENTIEL DE NOUVELLES FIBRES FORTEMENT NON LINEAIRES

Les fibres à trous sont très attractives en ce qui concerne les applications non linéaires, elles offrent en effet la possibilité d'une aire effective très faible (de l'ordre de $1 \mu\text{m}^2$) donc d'un coefficient non linéaire très élevé (jusqu'à 10 fois celui d'une fibre standard) [3]. Les fibres à verre de chalcogénure présentent, elles, une susceptibilité de 3^{ème} ordre très élevée conduisant à un indice de réfraction non linéaire de deux ordres de grandeurs plus élevé que celui de la fibre à verre de Silice [4].

En combinant le fort indice non linéaire de la fibre à chalcogénure et le faible cœur effectif de la fibre à trous, on peut imaginer diminuer de manière conséquente la puissance incidente nécessaire à la saturation de la transmission. Un problème majeur se pose cependant quant à l'utilisation des fibres à chalcogénure : la longueur d'onde de dispersion nulle du matériau est située autour de $5 \mu\text{m}$, conduisant à une dispersion normale de l'ordre de $-400 \text{ ps}/(\text{nm.km})$ à $1.55 \mu\text{m}$ [5]. Le rapport de la longueur de dispersion sur la longueur non linéaire (cf. équations (3) et (4)) peut rester par conséquent du même ordre de grandeur que pour une fibre standard et la puissance incidente à saturation de la transmission n'est pas forcément abaissée. Par contre, le dispositif régénérateur nécessitera moins de fibre compte tenu de la diminution de la longueur non linéaire.

Ce type de fibre a été réalisé [6], mais les difficultés techniques ne permettent pas encore l'élaboration de ces fibres à faible perte et faible dispersion. Nous allons tout de même considérer une fibre à trous en verre de chalcogénure en prenant comme paramètres ceux obtenus individuellement dans une fibre à trous et dans une fibre à verre de chalcogénure. Prenons l'hypothèse d'une fibre à trous de coefficient non linéaire de $6000 \text{ W}^{-1}\text{km}^{-1}$ en considérant une aire effective de $1.3 \mu\text{m}^2$ et un indice non linéaire de $2e^{-14} \text{ cm}^2/\text{W}$ (indice typique d'une fibre à chalcogénure fortement non linéaire [5]). La dispersion est de $-400 \text{ ps}/(\text{nm.km})$. La figure 2(a) montre une nette amélioration de la fonction de transmission par rapport au cas de la fibre à dispersion nulle (puissance incidente à saturation de la transmission de 100 mW, puissance maximale transmise de 30 mW). Faisons l'hypothèse d'un contrôle possible de la dispersion dans ce type de fibre. En divisant par deux la valeur de la dispersion, on pourrait atteindre 35% de transmission (cf. figure 2(a)).

Des fibres à trous à verre de Silice ont été réalisées conduisant à une dispersion de $-30\text{ps}/(\text{nm.km})$ pour une aire effective de $1.3\mu\text{m}^2$ [6] ; Sur la figure 2(a), on voit que ce type de fibre permet également de faire fonctionner le régénérateur pour une puissance incidente de 100mW mais ceci moyennant plusieurs centaines de mètres de fibre. On peut noter aussi que quelque soit le type de fibre utilisé la forme de l'impulsion n'est pas significativement déformée en sortie du régénérateur.

Les fortes pertes (typiquement $100\text{dB}/\text{km}$) des fibres à verre de chalcogénure dues à un problème de cristallisation sur les parois du capillaire lors de l'étirage de la fibre [7] viennent également limiter le bon fonctionnement du régénérateur . La figure 2(b) montre que les pertes dégradent légèrement l'efficacité du régénérateur, cependant, à la longueur de fibre considérée, les pertes ont peu d'influence sur l'efficacité du régénérateur. La réalisation d'une fibre à trous à verre de chalcogénure pourrait permettre en outre de palier au problème des fortes pertes liées à la cristallisation du verre à chalcogénure, l'étirage de la fibre s'effectuant en une seule fois [7].

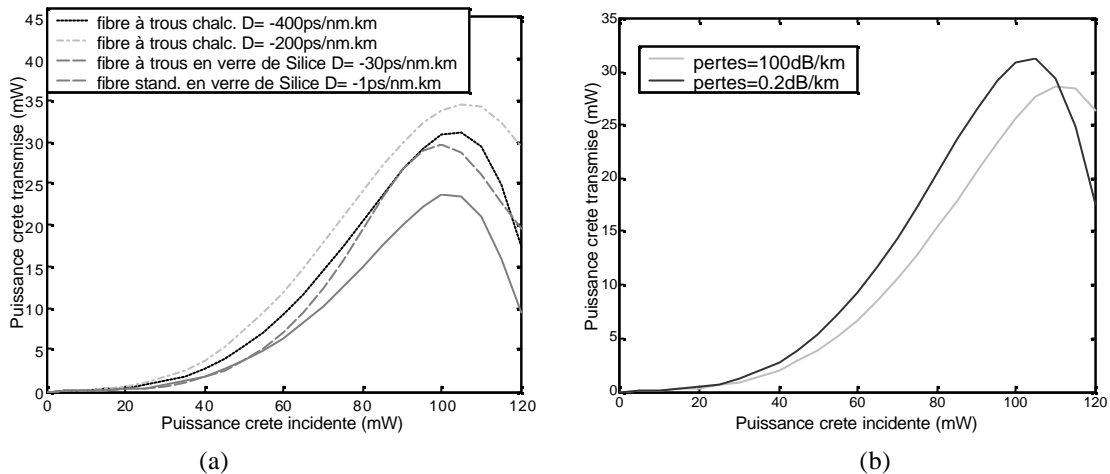


figure 2 : Comparaison de la fonction de transmission de la porte optique

(a) d'une fibre standard de 4 km d'aire effective $35\mu\text{m}^2$ et de dispersion $-1\text{ps}/(\text{nm.km})$, d'une fibre à trous à verres de chalcogénure de 7m d'aire effective $1.3\mu\text{m}^2$ et de dispersion $-400\text{ps}/(\text{nm.km})$, d'une fibre à trous à verres de chalcogénure de 8,5m et de dispersion $-200\text{ps}/(\text{nm.km})$ et d'une fibre à trous à verres de Silice de 325m d'aire effective $1.3\mu\text{m}^2$ et de dispersion $-30\text{ps}/(\text{nm.km})$,

(b) d'une fibre à trous à verre de chalcogénure de 7m, $D= -400\text{ps}/(\text{nm.km})$ pour différentes valeurs de pertes

5. CONCLUSION

On a montré qu'une fibre à trous à verre de chalcogénure avait le potentiel de réaliser un régénérateur tout-optique de puissance incidente à saturation de la transmission de 100mW utile avec une transmission de 30% à un débit pouvant atteindre le Téra-bit par seconde et ceci avec quelques mètres de fibre seulement. La difficulté à contrôler tous les paramètres d'une telle fibre limite pour l'instant la large utilisation de cette technique prometteuse.

REMERCIEMENTS : Ces travaux ont été réalisés dans le cadre du contrat de plan Etat-Région "FOTON", grâce au soutien de la Région Bretagne, du Ministère de la Recherche et des Nouvelles Technologies, et de l'Union Européenne (FEDER).

REFERENCES

- [1] : T.Her, G.Raybon, C.Headley, "Experimental demonstration of a fiber-based optical 2R regenerator in front of an 80Gb/s receiver", TuH3, OFC 2003, vol.1, p.194
- [2] : G.P.Agrawal, "Non linear fiber optics", 3rd ed. (Academic Press, Boston 2001)
- [3] : T.M.Monro, V.Finazzi, W.Belardi K.M.Kiang, J.H.Lee, D.J.Richardson., "Highly nonlinear holey optical fibres : design, manufacture and device applications", ECOC 2002, S1.5
- [4] : C.Quémard, F.Smektala, V.Couderc, A.Barthélémy, J.Lucas, "Chalcogenide glasses with high non linear optical properties for telecommunications", Journal of physics and chemistry of solids, vol. 62, p.1435-1440, 2001
- [5] : M.Asobe, "Nonlinear optical properties of chalcogenide glass fibers and their application to all-optical switching", Opt. Fib. Tech., vol.3, p.142 (1997)
- [6] : Z.Yusoff, P.Teh, P.Petropoulos, K.Furusawa, W.Belardi, T.Monro, D.Richardson, "24 channels * 10GHz spectrally sliced pulse source based on spectral broadening in a highly nonlinear Holey Fiber", OFC 2003, vol.2, p.687
- [7] : T.M.Monro, Y.D.West, D.W.Hewak, N.G.R.Broderick and D.J.Richardson., "Chalcogenide holey fibres", Elect. Lett. Vol.36, no.24, p.1998 (2000)

All optical regeneration techniques

Jean-Claude SIMON*, Laurent BRAMERIE*, Frédéric GINOVART*, Vincent RONCIN*,
Mathilde GAY*, Sylvain FEVE*, Elodie LE CREN*, Marie-Laure CHARES*

Abstract

Basic principles of all-optical signal regeneration are presented, and main state-of-art techniques are reviewed. Optical fiber and semiconductor based devices are addressed, and some recently reported 2R and 3R signal regeneration experiments are discussed.

Key words:

TECHNIQUES DE RÉGÉNÉRATION TOUT OPTIQUE

Résumé

Les principes de base de la régénération tout optique de signaux de télécommunication sont présentés, ainsi qu'une revue des principales techniques actuellement étudiées, concernant principalement les dispositifs à fibre et à semi-conducteurs. Quelques récentes expériences de régénération 2R et 3R sont également considérées.

Mots clés :

Contents

- | | |
|---|---|
| I. Introduction | V. Regenerator building blocks |
| II. Main signal degradations | VI. Some recent results on optical regeneration |
| III. Principle of 2R and 3R optical regeneration | VII. Conclusion |
| IV. Basic features of reshaping (2R) optical regeneration | References (51 ref.) |

* Laboratoire d'Optronique, CNRS UMR 6082 ; Groupement d'Intérêt Scientifique foton ; ENSSAT/Université de Rennes, 6 rue de Kerampont, F22305 Lannion, France ; Phone: 33 (0)2 96 46 66 92 ; Fax: 33 (0)2 96 37 01 99 ; e-mail: simon@enssat.fr

I. INTRODUCTION

Record terabit/s point-to-point transmission systems over more than 2000 km have been reported [1], based on dispersion managed non-linear transmission techniques, without need for any regeneration device, except for simple linear optical amplifiers. However, if terrestrial photonic networks featuring dynamic routing capability are considered, more sophisticated regeneration schemes could be necessary in order to compensate for signal quality discrepancies between high data rate WDM channels which could be routed at different times over variable distances. Although classical optoelectronic regenerators constitute an attractive solution for single channel, single data rate transmission, it is not clear whether they could be a cost effective solution in a tremendously growing data bandwidth scenario. All optical regenerators, based on components which can process low as well as high bit rates signals could be an interesting alternative. In this summary, we briefly review 2R (reshaping repeater) and 3R (retiming, reshaping repeater) optical regeneration schemes for high speed optical signal processing, based on different technologies such as fibers or semiconductors.

II. MAIN SIGNAL DEGRADATIONS

Main signal degradations in fiber systems arise from amplified spontaneous emission (ASE) due to optical amplifiers, pulse spreading due to group velocity dispersion (GVD), which can be corrected through passive dispersion compensation schemes, polarisation mode dispersion (PMD). Non-linear distortions due to Kerr non-linearity, such as cross-phase modulation which can be responsible for time jitter in WDM systems, or Raman amplification which can induce channel average power discrepancies, could impact system performance in 40 Gb/s (and of course above) WDM long haul systems.

III. PRINCIPLE OF 2R AND 3R OPTICAL REGENERATION

III.1. 2R regeneration

If time jitter is negligible, simple amplification and reshaping processes are usually sufficient to maintain signal quality over long distances by preventing from noise and distortion accumulation. A 2R regenerator mainly consists of a linear optical amplifier followed by a data-driven non-linear optical gate (NLOG). If the characteristics of gate transmission versus signal intensity yields a thresholding and limiting behaviour, then signal extinction ratio can be improved and ASE amplitude noise partly reduced. There are two different schemes for 2R regeneration (see Fig. 1):

- i) “2R self-regeneration” scheme (fig. 1-a) in which the incident signal propagates on the same optical carrier throughout the reshaping gate. In this case, incident signal is usually transferred with an improved extinction ratio but with only partial noise reduction, depending on the shape of the light transmission versus power slope. For example, if the gate is a saturable absorber, noise on symbol “0” is reduced while noise on symbol “1” is increased or at best not changed. In the case of a saturable amplifier, the opposite situation occurs. This regeneration scheme is the simplest one. The contrast ratio of the gate (ratio of transmission factor of “1” and “0”) generally need not be very high in most of applications, typically 5 dB.
- ii) “2R cross-regeneration” scheme (fig. 1-b): in this case, the data are fed to the gate together with a “clean” (low noise) cw laser light source, which intensity is nonlinearly modulated by the data. If the transmission versus power curve yields a steplike shape, output signal extinction ratio (ratio of symbol “1” power to symbol “0” power) can be improved wrt input, and normalized noise variance can be reduced on both “1” and “0” symbols. In addition, the accumulated chirp can be suppressed. However this scheme usually requires an optical filter to reject the incident wave, and also a good contrast ratio of typically 10 dB. Note that regeneration can be obtained even if the gate is inverting, e.g. with a saturable amplifier.

A common requirement for 2R regeneration schemes is the response speed of the gate : the gate transmission has to “adiabatically” follow the instantaneous signal power, which requires a gate recovery time usually much shorter than the bit time duration.

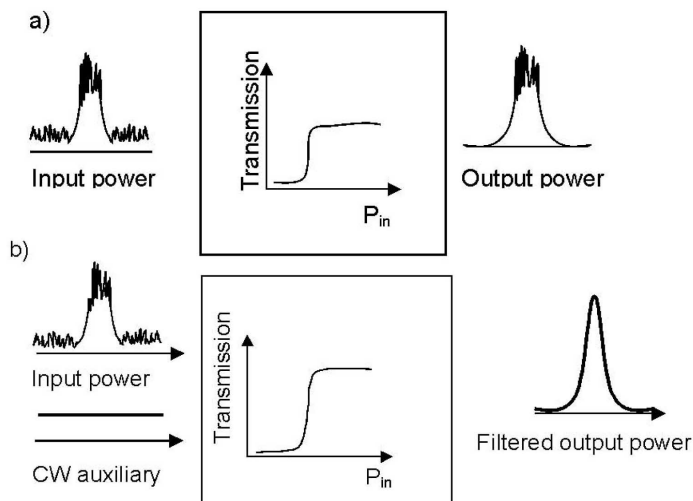


FIG. 1 – Sketch of 2R regeneration schemes with non-inverting gates:
a) self-regeneration ; b) cross-regeneration.

schémas de principe de régénération 2R à base de portes non-inverseuses :
a) auto-régénération ; b) régénération croisée.

III.2 3R Regeneration

When jitter accumulation is also a problem, e.g. owing to cross-phase modulation (XPM) in WDM systems, or pulse edge distortions due to finite response time of non-linear signal processing devices (e.g. wavelength converters), or uncompensated polarization mode dispersion, then 3R regeneration might be necessary. Here again, we can consider two different types of resynchronising regenerators.

- i) “Data driven” 3R regenerator (3R): fig. 2 shows the basic structure of a conventional optical 3R regenerator [2], in which the non-linear optical gate is “data driven”. This scheme mainly consists of an optical amplifier, a clock recovery block providing an unjittered short pulse clock stream, which is then modulated by a data driven non-linear optical gate block.

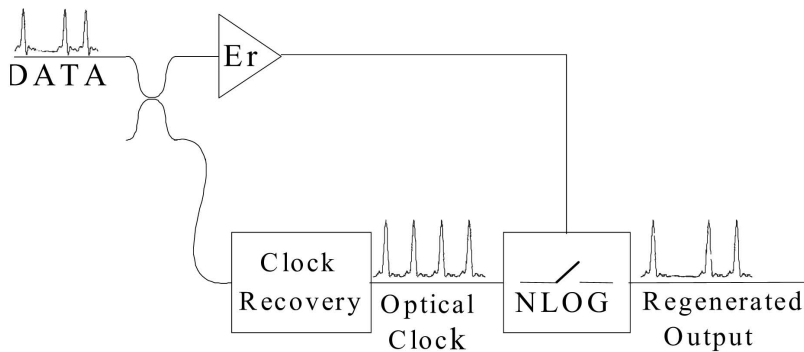


FIG. 2 – Principle of optical data driven 3R regeneration.

Principe de régénération 3R à commande par le signal d'information.

In this case the contrast ratio needs to be high (> 10 dB) but the gate recovery time can be of the same order of magnitude than the bit time slot, at least when clock pulses are short enough. Notice that this scheme is simple with an RZ format, but could also be implemented for an NRZ format, with some additional complexity.

- ii) “Synchronous Modulation” 3R regenerator (SM3R): this technique is particularly efficient with “pure” soliton pulses [3, 4]. It has recently been adapted for dispersion managed (DM) soliton transmission systems [Leclerc et al.]. It consists of combining the effects of a localized “clock driven” synchronous modulation of data, filtering, and line fiber non-linearity, which results in both timing jitter reduction and amplitude stabilization. Fig. 3 shows the principle of one of the possible SM3R schemes for DM soliton. The high dispersion fiber first converts the amplified pulse into a “pure” soliton. The filter blocks the unwanted ASE, but has also an important role in stabilizing the amplitude in the regeneration span. The data are then synchronously sinusoidally

modulated through an intensity or phase modulator, driven by the recovered clock (here an electrically recovered clock).

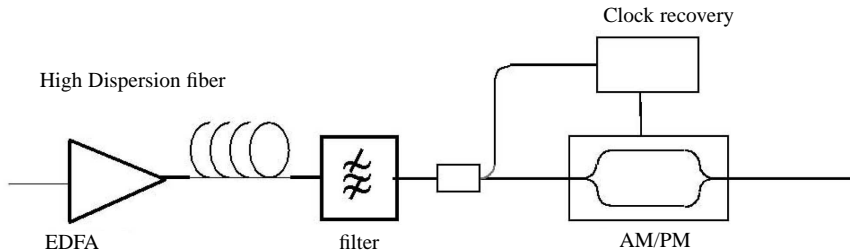


FIG. 3 – Principle of synchronous modulation (sm3R) optical regeneration.

Principe de la régénération 3R par modulation synchrone.

Let us consider for example the case of synchronous intensity modulation: the modulator imposes a sinusoidally shaped transmission, with a well suited extinction ratio. The maximum transmission is centered on the time slot center. If a pulse is “late”, the transmission vs time slope of the modulator transmission is negative (closing), and will attenuate more the trailing edge: the pulse is thus distorted, and owing to subsequent non-linear propagation, the distorted pulse will recover progressively a soliton shape (with some energy loss to continuum), but its energy centre of gravity will move closer to the time slot centre where the modulator transmission is maximum (stable point). A symmetric reasoning holds for an “ahead” pulse, for which the leading edge is more attenuated than the trailing edge, so the pulse is pulled back to the time slot center. Note also that the “out of time slot” ASE background is attenuated.

Phase modulation is also a way to correct timing jitter with the interplay between modulator induced frequency shift and chromatic dispersion effects [5]

IV. BASIC FEATURES OF RESHAPING (2R) OPTICAL REGENERATION

We would like to stress here some basic features of reshaping regenerators (we assume first no timing jitter). The main interest of 2R optical regeneration is to prevent from noise accumulation in a transmission line including a cascade of optical amplifiers. Ohlen et al. [6] have shown that the signal BER accumulation scales as:

$$BER \approx \exp\left(-k \frac{SNR}{N}\right) \text{ for linear amplifiers}$$

$$BER \approx N \exp(-kSNR) \text{ for perfect 2R reshapers}$$

where SNR is the signal to noise ratio, N is the rank of the repeater and k a suitable constant. One can obviously see the advantage of avoiding noise accumulation with a reshaping repeater, as BER accumulates only linearly. So the key point will be to locate the repeater at an early enough stage in order to start with a very low BER, depending of the targetted link.

Ohlen et al. [6] have proposed a non-linearity parameter γ which is well suited to optical or optoelectronic repeaters of the 2R “cross-regeneration” types. We propose here to use another description which also applies to 2R “self-regeneration” types, and also accounts for finite “low” input level transmission factor which can be responsible for non ideal improvement of signal extinction ratio.

A non-linear optical gate has a typical power transmission versus input power curve as shown in Fig. 4.

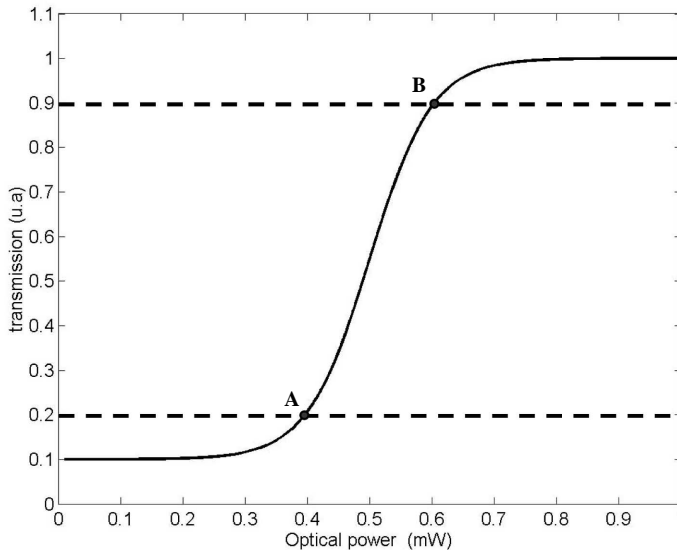


FIG. 4 – Non-linear optical gate parameters.

Paramètres d'une porte optique non-linéaire.

We propose here some parameters which allow to roughly characterize the NLOG. We consider characteristics points A and B. Point A corresponds to the input power P_{min} where the non-linear regime starts with increasing power: at this point, we consider the transmission factor is 10% higher than the zero input power transmission. Similarly, point B corresponds to an input power P_{max} where the transmission is 10% below the maximum gate transmission. Let's define:

- Contrast Ratio: $CR = T_{max}/T_{min}$
- Discrimination Factor: $DF = (P_{max} - P_{min})/(P_{max} + P_{min})$
- Threshold power: $P_{th} = (P_{max} + P_{min})/2$
- Noise transmission factor $NTF_{cross} = \frac{P_{in}}{T(P_{in})} \frac{dT}{T(P_{in})}$ for cross-regeneration
- $NTF_{self} = 1 + \frac{P_{in}}{T(P_{in})} \frac{dT}{TP_{in}}$ for self-regeneration

These parameters could as well apply to an inverting gate (such as a saturable amplifier). A good non-linear gate efficiency is thus characterized by a high CR , small DF and $NTF < 1$ figures.

IV.1. Power probability density function evolution through a reshaping gate

The aim of a reshaping gate is to improve the *signal* noise characteristics, which can generally be represented by the optical field probability density function (pdf). If we only consider intensity dependent nonlinear processes, and focus only on the power pdf, it can be easily shown that the output power pdf are given by the following expressions:

i) “Cross regeneration”

First, if we consider an input process X , a nonlinear transformation f and the resulting output process Y , we have:

$$(1) \quad \rho_Y(y) = \rho_X(f^{-1}(y)) \cdot \frac{1}{|f'(f^{-1}(y))|} \text{ with } \begin{cases} y = f(x) \\ \rho_X : \text{pdf of } X \\ \rho_Y : \text{pdf of } Y \end{cases}$$

Now we consider S , D , T and R for the optical intensity of CW laser light source, D the optical intensity of Data, T the transmission of NLOG and R the optical intensity of regenerated data. We have: $R = S \times T$ and $T = f(D)$ with f the transmission function of the NLOG. We note $\rho_X(x)$ the probability density function of x variable. We can write:

$$(2) \quad \rho_R(r) = \int_0^{+\infty} \rho_s(s) \cdot \rho_T\left(\frac{r}{s}\right) ds$$

If we combine equation 1 and 2, we obtain :

$$(3) \quad \rho_R(r) = \int_0^{+\infty} \rho_s(s) \cdot \rho_D\left(f^{-1}\left(\frac{r}{s}\right)\right) \cdot \frac{1}{\left|f'\left(f^{-1}\left(\frac{r}{s}\right)\right)\right|} ds$$

The cw laser light source has a low noise, $\rho_s(s) = \delta(s - s_m)$ with s_m the mean optical power.

We obtain:

$$(4) \quad \rho_R(r) = \rho_D\left(f^{-1}\left(\frac{r}{s_m}\right)\right) \cdot \frac{1}{\left|f'\left(f^{-1}\left(\frac{r}{s_m}\right)\right)\right|} ds$$

Let's now use these results in order to consider the signal BER evolution in different circumstances

IV.2. Signal Bit Error Rate evolution through a reshaping gate

An interesting point which has not been widely discussed is the signal BER evolution through a reshaping gate.

Let us consider a binary OOK modulated signal which has been degraded by amplified spontaneous emission (ASE) through an optical amplifier. Figure 5a shows the pdf of "1" and "0" symbol power corresponding to an optical signal to noise ratio (OSNR) of 19 dB in a bandwidth of 0.1 nm, and with an extinction ratio (ER) of 8,1 dB.

i) Now, let us first assume we use a binary "ideal" intensity receiver, for which there is no "electronic" noise (thermal noise), so that the output voltage accurately reproduces the signal optical fluctuations (which means also that shot noise can be neglected wrt excess noise). Curve 5b shows the BER versus decision threshold. We see that there is a minimum BER of 10^{-14} at the optimum threshold. Now, we transmit the optical signal through a perfect staircase shape transmission factor reshaping gate as shown on fig. 5c. The output signal power pdf is strongly modified as it can be seen in fig. 5d. The rms deviations of noise distributions are considerably narrowed, but the tails remain at a high level. This "noise redistribution" has initially been observed by [7] Now, let's use again the previously considered "ideal" receiver to detect the reshaped signal. Fig. 5e shows the result: the minimum BER is equal to the initial signal BER, which proves that the *signal* minimum BER cannot (logically) be improved.

ii) Let us now consider a theoretical experiment involving the perfect 2R nonlinear gate considered above, and a typical 10 Gbit/s commercial receiver which is degraded by thermal noise, so that the minimum required power @ BER = 10^{-9} is about - 17 dB (well above the shot noise limit). Fig. 6 shows standard receiver sensitivity curves (BER vs received power on receiver) corresponding to three situations:

- Curve 6a shows the back-to-back (BB) sensitivity curve of this receiver for an (almost) perfect 10 Gbit/s optical signal (OSNR = 40 dB in 0,1 nm) which would be equivalent to a pure laser source.
- Curve 6b corresponds to the ASE degraded signal which was just considered in fig. 5 : we see that an error rate floor appears owing to the 19 dB OSNR in 0,1 nm.
- Curve 6c corresponds to the received regenerated signal. We see somewhere (region A) a reduced penalty wrt the unregenerated case, which is not due to a reduced BER in the

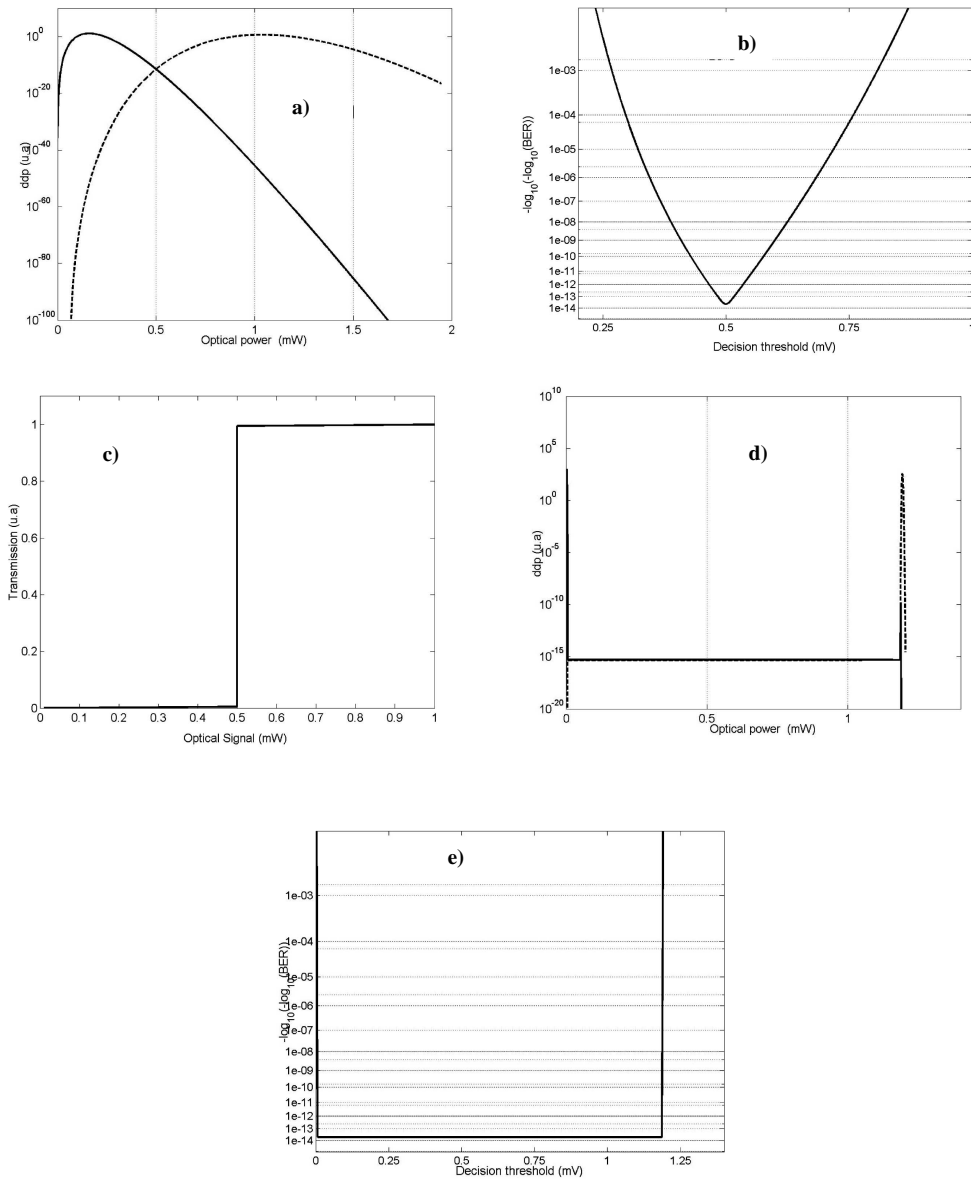


FIG. 5 – pdf and BER evolution through a non-linear optical gate for 2R cross-regeneration :
 a) input mark and space power pdf for OSNR= 19 dB and Extinction ratio= 8.1 dB ; b) BER vs decision threshold for an “ideal” detector ; c) NLOG transmission vs input power ; d) NLOG output mark and space power pdf ; e) NLOG output BER vs decision threshold for an “ideal” detector.

Évolution des ddp et du BER à travers une porte optique non-linéaire pour une régénération croisée
 a) ddp de la puissance des symboles “zéro” et “un” pour un OSNR = 19 dB et un taux d’extinction de 8.1 dB ; b) BER en fonction du seuil de décision pour un détecteur “idéal” ; c) Transmission de la porte optique non-linéaire en fonction de la puissance en entrée ; d) ddp de la puissance des symboles “zéro” et “un” en sortie de la porte optique non-linéaire ; e) BER en sortie de la porte optique non-linéaire en fonction du seuil de décision pour un détecteur “idéal”.

signal, but is rather due to the fact that the extinction ratio has been improved by the regenerator. When the incident regenerated signal power is high enough on the receiver (region B) we see that the optimum BER is exactly the same as in the unregenerated case.

From these observations, we deduce the following points regarding 2R regeneration:

- first, the regenerated signal does not have a better optimum BER (i.e. with an optimum threshold) than the original signal. “Negative” penalties which are sometimes reported arise from the improvement of the *receiver* operating conditions by the regenerator, but this does not mean there are less errors in the signal.
- second, the regenerators should always be located “early” enough in the line, at a point where the signal BER is weak enough, as it can only increase, with a linear scaling vs. the number of repeaters at best.
- third, the only way to characterize the quality impact of *signal* regeneration is by cascading many regenerators in a link, for example through a recirculation loop [8], and to operate the receiver in conditions where its own noise is not the limiting factor (i.e. at high signal power levels). However, characterizing a regenerator just in front of a receiver can give informations on the regenerator own noise only if the receiver is less “noisy” than the 2R regenerator.

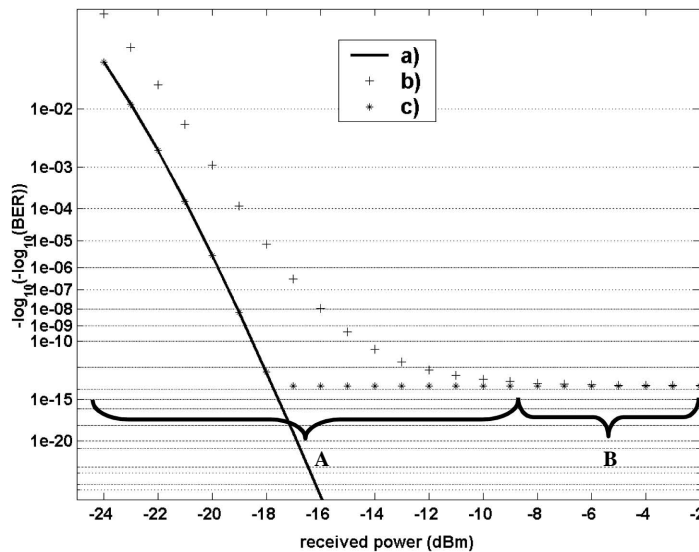


FIG. 6 – Calculated BER vs received power with a typical commercial 10 Gbit/s optical receiver: a) with a perfect optical signal ; b) with an ASE degraded optical signal (OSNR= 19 dB ; ER=8.1 dB) ; c) with regenerated optical signal.

Simulation du BER en fonction de la puissance reçue par un récepteur optique commerciale classique à 10 Gbit/s: a) avec un signal parfait ; b) avec un signal optique dégradé par l'ESA (OSNR= 19 dB ; ER = 8,1 dB), c) avec le signal optique régénéré.

V. REGENERATOR BUILDING BLOCKS

Let's now review some recent approaches for these different building blocks.

The core of an optical regenerator is a non-linear gate featuring signal extinction ratio enhancement and noise reduction. An optical clock recovery stage is required for 3R regenerators.

V.1. Fibre based gates

Kerr-shutter [9] and non-linear optical loop mirror (NOLM) [10] are probably the first studied gates for regeneration applications. The ultra fast response of Kerr non-linearity is a major advantage of these devices for high speed signal processing. Using a Kerr-shutter, a 40 Gbit/s optical regenerator has been reported [11]. But the weak silica fiber non-linearity requires typical peak power \times length products of $0.5 \text{ W} \times \text{km}$. Long fibre lengths (several km) and polarisation sensitivity to incoming signal are drawbacks for WDM field deployment. Recently, a new polarisation insensitive gate based on self phase modulation spectrum filtering was reported [12], with a good thresholding-limiting characteristics. Fig. 7a and 7b show the principle of operation: it consists of a non-linear fiber piece followed by a slightly detuned optical filter. A "1" symbol will give rise to a high frequency deviation, reaching the filter passband, so power will pass through the filter. With a "0" symbol, the residual power (e.g. due to noise) cannot yield a sufficient frequency deviation in order to reach the filter passband, and no power leaks out of the filter. Several regeneration experiments were reported at 40 and 80 Gbit/s based on this technique [13,14,15]. However, new highly nonlinear materials should replace the holey silica fiber, in order to decrease the operating power (typ. 100 mW) by one decade.

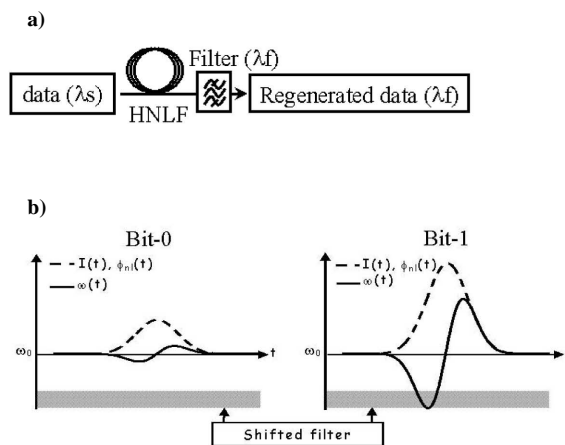


FIG. 7 – Operation principle of the fiber-based SPM + filter optical gate.

Principe d'une porte optique à base d'automodulation de phase dans une fibre associée à un filtrage optique.

V.2. Semiconductor based optical gates

Although not as fast as fibre based devices, these gates are much more compact. One can consider “active devices”, i.e. that require an electrical power supply like semiconductor optical amplifier (SOA) based devices, and “passive devices”, like saturable absorbers [16]. Considering saturable absorbers, we refer to another paper which gives a good state-of-the-art in this special issue.

V.2.1. Active semiconductor based optical gates:

An extensive review of SOA based gates can be found in ref. [17]

i) Cross gain modulation (XGM) gates.

The principle is shown in fig. 8.

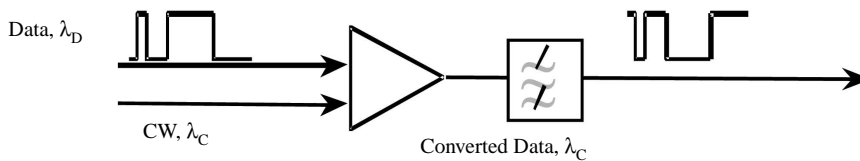


FIG. 8 – Principle of operation of an XGM based gate.

Principe d'une porte optique à base de XGM.

Both data signal and a local CW wave are fed to a SOA. The strong signal modulates the gain through saturation. If the medium gain linewidth is homogeneously broadened as it is the case with standard SOAs, the information is transferred to the CW “probe” wave, but with an inverted data pattern. An optical filter blocks the data wavelength. This wavelength converter generally allows a cleaning of data “0” symbol noise, but is less efficient for “1” symbols. Also, the extinction ratio is degraded to to band filling effects which translate the gain curve depending on the carrier density compression. The gain recovery time presently limits the operation speed to about 40 Gbit/s, in a co-propagative configuration.

ii) **Cross phase modulation (XPM) gates.** The principle is shown in fig. 9. We consider the general case of differential operation, which yields better results [18].

In order to obtain a better extinction ratio improvement, it has been proposed [Durhuus] to use the phase-amplitude coupling effect of the SOA medium. The basic principle thus consists of incorporating an SOA in the arms of an interferometer. Here we consider for sim-

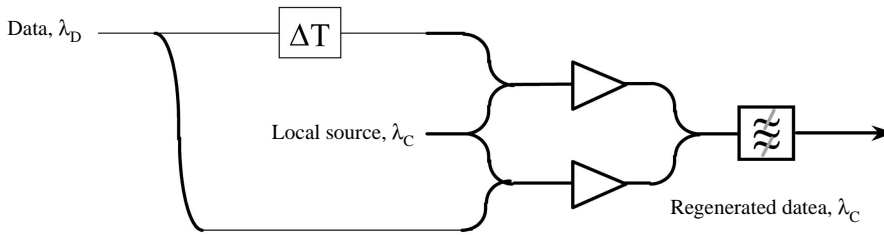


FIG. 9a – Principle of differential operation of an XPM SOA based Mach-Zehnder Interferometer.

Principe de fonctionnement en mode XPM différentiel dans un interféromètre de Mach-Zehnder à base de SOA.

plicity a Mach-Zehnder Interferometer. Two additional arms are added for allowing driving pulses to reach independently the SOAs. Let's now explain how this gate works: the wave to be switched on (probe) is fed to the interferometric path input, and if the interferometer arms phase difference is π , no power leaks out from the output side ("dark fringe"). Now, if a "control" pulse (here a data pulse) is fed to one SOA, the gain saturation effect modifies the carrier density, which gives rise to a phase shift. This phase shift opens the interferometer ("bright fringe") and the probe wave passes through the interferometer. Now, if the interferometer needs to be switched off before the gain recovery time, a second pulse (here a ΔT delayed copy of the opening data pulse) is fed to the second SOA, with the right power amount in order to obtain the same phase shift as above: in this case, the interferometer is returned to the initial π -phase shift difference, with a blocking state. This scheme allows rectangular switching windows with a time duration much shorter than the carrier recovery time (~ 100 times shorter). However, the switching power levels should be more accurately controlled than in the previous case. Other interferometer types have been addressed: Sagnac, also called NOLM, Michelson [19], DISC (delayed interferometric semiconductor gate [20]).

iii) Ultrafast Nonlinear Interferometer gate:

Another very interesting gate is the UNI [21]. The principle is shown in fig. 9b.

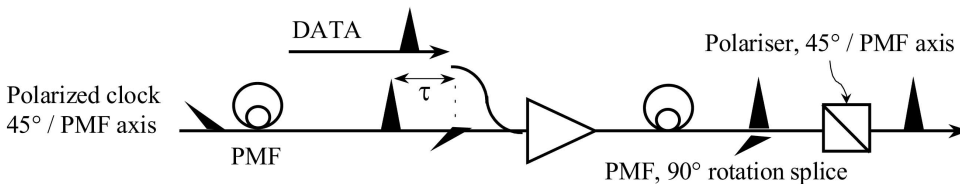


Fig. 9b – Sketch of the Ultrafast Nonlinear Interferometer

Principe d'un interféromètre non-linéaire ultra rapide.

This gate is based on a polarisation interferometer including a single SOA. It consists of two equal length polarisation maintaining fiber (PMF) pieces coupled on each side of an SOA chip, but with their neutral axes crossed by 90° . The probe pulse is polarized, with its axis oriented at 45° wrt the input fiber fast axis. In this way, the pulse is splitted in equal amplitude “fast” an “slow” pulses, due to polarisation group delay differences, and cross the SOA with a respective time delay τ . At the SOA output, because the output PMF has its axes crossed wrt the input PMF, the “fast” pulse propagates now on the slow axis, and reciprocally, so that at the PMF output, the two pulses overlap. Finally, a polarizer with its axis at 45° of the pulses polarization axes forces the remaining transmitted pulses to interfere. If the pulses phase difference is π , no light is transmitted (dark fringe) resulting in a “lo” gate state. Now, if a saturating control pulse (here a strong data pulse) is fed to the amplifier during the time slot τ , then the “late” probe pulse will experience a lower gain and also an increased phase shift wrt the “fast” probe pulse: then both pulse will interfere constructively (bright fringe), and the gate state is “hi”. This UNI has first demonstrated a capability of 100 Gbit/s signal processing. Its only drawback is some bulkiness.

Notice that a key point in achieving very high data rate operation of any opto-optic gate is the need for co-propagative configuration for data and clock. In fact, despite very short carrier recovery times, a contrapropagative configuration operation speed is limited by the chip length: this is due to the fact that a “probe” pulse has to “wait” until the previous active control pulse has gone out of the chip before a new operation can be set-up. For a 1 mm long InP based device, this time is typically 15 ps.

Let’s now briefly review some works on active nonlinear optical gates.

Among active semiconductor gates, work has been focused on bistable lasers [22] and mostly on SOA based devices. First reported SOA based optical gates was a Sagnac interferometer incorporating one SOA as the non-linear element [23,24]. However these gates are much better suited for high speed OTDM demultiplexing [25]. Other high speed and well shaped optical gates are SOA-based Mach-Zehnder or Michelson interferometers [26,27], which can be data driven with polarisation independence up to 40 Gbit/s, with excellent performances [28]. Main features of interferometric non-linear gates are signal extinction ratio enhancement and noise variance reduction. 100 Gbit/s optical logic gate based on an ultrafast nonlinear interferometer (UNI) using an SOA in a birefringent interferometer was reported [29], while feasibility of data regeneration at 40 Gbit/s with this gate was demonstrated [30].

V.2.2. Passive semiconductor nonlinear optical gates

Multi-quantum well based saturable absorbers have been known for long. However, the contrast ratio of a transmitting saturable absorber is usually weak, because the thickness of the MQW stack cannot be too high. This is not a problem for Laser mode-locking applications. However, for applications under consideration here, a contrast ratio of at least 5 dB is required. This has been achieved by placing the MQW absorber inside a reflective microcavity [16]. Now, the absorption recovery lifetime is typically in the range of nanoseconds, without some special processing. In order to reduce this lifetime, different techniques are presently investigated in the InGaAsP/InP system: low temperature epitaxial growth [16], high energy ion bombardment [31], and more recently iron doping [32].

V.3. Clock Recovery

For optical 3R regeneration, a synchronous unjittered short pulse stream clock has to be recovered from incident signal. Many solutions meeting these requirements have been reported, which cannot all be reviewed here. We only focus on polarisation independent and potentially ultrahigh speed schemes for RZ formats. All-optical clock recovery through optical injection of mode-locked lasers, either in semiconductor [33] or Erbium doped fibre [34] could yield low jitter, short pulse clocks. Phase locked loop techniques using a high speed non-linear optical element as phase comparator [35], could also yield good performance above 100 GHz. Recently, a self-pulsating laser clock recovery was demonstrated at 40 GHz [36, 37, 38].

VI. SOME RECENT RESULTS ON OPTICAL REGENERATION

We briefly review here some recent results on polarisation independent regeneration schemes for data rates above 10 Gbit/s.

VI.1. 2R regeneration

Although 2R regeneration looks very attractive because of its simplicity and bit rate flexibility [39, 40], it is not clear whether it could be used above 10 Gbit/s with a high degree of cascability, because it would require devices with a very short transition time response. However, self-regeneration in a microcavity saturable absorbers has recently been used in order to increase by 30 % the transmission length of a 20 Gbit/s system laboratory experiment, enabling a 7 800 km transmission [41].

VI.2. 3R regeneration

“All-electronic” signal processing is rapidly progressing, with recent demonstration of a 40 Gbit/s optoelectronic repeater using InP-HEMT technology [42]. Several 3R optical regenerator architectures have also been demonstrated. All optical fibre devices were first reported, and have shown now 20 [43], and 40 Gbit/s [44] operation capability over 1 million km. On the semiconductor technology side, hybrid regenerator structures using optoelectronic clock recovery stage and all optical SOA based non-linear interferometric gates have been demonstrated (with BER assessment) at 10 [45], 20 [46,47] and 40 Gbit/s [48]. Cascadability of up to 100 regenerators in recirculation loop at 40 Gbit/s has been reported [49] with multistage interferometric gates, as we have shown that cascaded non-linear gates significantly improve signal regeneration [50].

Finally, InP electro-optic modulators have successfully been used for polarisation insensitive in-line amplitude and phase synchronous modulation of soliton signals up to 40 Gb/s, enabling error-free transmission over more than 20 000 km [51].

VII. CONCLUSION

High speed WDM photonic networks will probably require signal regenerators. Although significant progress has been achieved these last years, it is not yet clear to-day whether all building blocks of a 3R all optical regenerator will be as easily integrated as for an electronic device, with cost effective targets, particularly in a dense WDM context. This means that optical signal processing solutions should yield superior or not otherwise available functionalities, such as bit rate flexibility, or better: simultaneous regeneration of several WDM channels in a single chip. In this latter case, new materials have to be developed, such as quantum box (or at least dot) materials with controlled dot sizes.

Acknowledgements

This work has been partly sponsored by France Telecom R&D, Conseil Régional de Bretagne, Ministère de la Recherche, and the European funding program "FEDER".

The author is grateful to L.Billes, A.Dupas, for helpful discussions.

REFERENCES

-
- [1] GYANESHWAR (C.G.) *et al.*, *Optical Fiber Communication (OFC'2000)*, Baltimore, USA, TuJ7-2. See also *Proceedings of 27th European Conference on Optical Communication (ECOC'01)*, Amsterdam, September 30-October 4, 2001.
 - [2] JINNO (M.), *JOURN. Lightwave Technol.*, 1994, 12, n° 9., pp.1648-1659.
 - [3] KUBOTA (H.) *et al.*, *Electron. Lett.*, 29, n° 20, pp. 1780-1782 (1993).
 - [4] AUBIN (G.) *et al.*, *Electron. Lett.*, 32, n° 24, pp. 188-189, 1996.
 - [5] LECLERC (O.), *27th European Conference on Optical Communication (ECOC'01)*, Amsterdam, September 30-October 4, Tutorial TuM.1.1
 - [6] OHLEN (P.) *et al.*, *IEEE Photonics Technol. Lett.*, 9, n° 7, july 1997, pp. 1011-1013.
 - [7] MIKKELSEN (B.) *et al.*, *Electron. Lett.*, 32, pp. 566-567.
 - [8] GUERBER (P.), *Thèse de l'ENST Paris*, Etude d'un régénérateur 3R optique fondé sur des dispositifs convertisseurs de longueur d'onde à base d'amplificateurs optiques à semi-conducteurs à 40 Gbit/s , 28 jan. 2002.
 - [9] PENDER (W.A.) *et al.*, *Electron. Lett.*, 1996, 32, n° 6, pp. 567-569.
 - [10] LUCEK (J.K.) *et al.*, *Optics Letters*, 1993, 18, n° 15, 1993, pp. 1226-1228.
 - [11] PENDER (W.A.) *et al.*, *Electron. Lett.*, 1996, 32, n° 6, pp. 567-569.
 - [12] MAMYSHEV (P.V.), *Proceedings of 24th European Conference on Optical Communication (ECOC'98)*, 20-24 September 1998, Madrid, Spain, pp. 475-476.
 - [13] RAYBON (G.) *et al.*, *Optical Fiber Communication (OFC'2003)*, TuH1.
 - [14] WANG (W.) *et al.*, *Optical Fiber Communication (OFC'2003)*, TuH2.

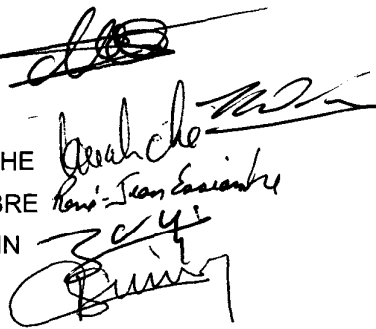
- [15] HER (T.) *et al.*, *Optical Fiber Communication (OFC'2003)*, TuH3.
- [16] OTANI (T.) *et al.*, *Optical Fiber Communication (OFC'2000)*, Baltimore, USA, ThP3.
- [17] STUBKJAER (K.), *IEEE J. Quantum Electron.* 2000 Millenium issue.
- [18] TAJIMA (K.), *Jpn. J. Appl. Phys.*, **32**, (1993), pp. L1746-L1749.
- [19] JEPSEN (K.) *et al.*, *Electron. Lett.*, **34**, n° 5 (1998), pp. 472-474.
- [20] UENO (Y.) *et al.*, *IEEE Photonics Technol. Lett.*, **10** (1998), n° 3, pp. 346-348.
- [21] PATEL (N.S.) *et al.*, *IEEE Photonics Technol. Lett.*, **8** (1996), n° 12, pp. 1695-1697.
- [22] PIEPER (W.) *et al.*, *Optical Fiber Communication (OFC'96)*, San Jose, 25-29 Feb. 1996, PD35 ; K. Nonaka *et al.*: *Photonics Technol. Lett.*, **7**, n° 11995, pp. 29-31.
- [23] EISELT (M.) *et al.*, *Electron. Lett.*, **29** (1993), n° 1.
- [24] SOKOLOFF (J.P.) *et al.*, *IEEE Photonics Technol. Lett.*, **7** (1993), n° 5, pp. 787-790.
- [25] GLESK (I.) *et al.*, *Electron. Lett.*, **30** (1994), n° 4.
- [26] JOERGENSEN (C.) *et al.*, *IEEE Journ. Sel. Topics in QE*, **3**, (1997), n° 5, pp. 1168-1179.
- [27] JANZ (C.), *Optical Fiber Communication (OFC'2000)*, Baltimore, USA, ThF6.
- [28] TAJIMA (K.) *et al.*, *Electron. Lett.*, **35** (1999), n° 23.
- [29] HALL (K.L.) *et al.*, *Optical Fiber Communication (OFC'98)*, San Jose, PD5.
- [30] PHILLIPS (I.D.) *et al.*, *Electron. Lett.*, **34** (1998), n° 24.
- [31] MANGENEY (J.) *et al.*, and STELMAKH (N.) *et al.*, *Appl. Phys. Lett.* **76**, (2000), pp. 1971-1973.
- [32] MARCEAUX (A.) *et al.*, *Appl. Phys. Lett.*, **78**, (2001), n° 26, pp. 4065-4067.
- [33] LACH (E.) *et al.*, *22nd European Conference on Optical Communication (ECOC'96)*, Oslo, ThB1.6.
- [34] ADAMS (L.E.) *et al.*, *Electron. Lett.*, **31** (1995), n° 20.
- [35] KAMATANI (O.) *et al.*, *Electron. Lett.*, **30** (1994), n° 10.
- [36] BORNHOLDT (A.C.) *et al.*, *25th European Conference on Optical Communication (ECOC'99)*, Nice, France, PD3-5.
- [37] MAHO (W.) *et al.*, *Optical Fiber Communication (OFC'2000)*, Baltimore, USA, ThF2.
- [38] SARTORIUS (B.) *et al.*, *27th European Conference on Optical Communication (ECOC'01)*, Amsterdam, September 30-October 4 , Tutorial on 3R all optical regeneration.
- [39] DUPAS (A.) *et al.*, *23rd European Conference on Optical Communication (ECOC'97)*, Edimburgh, UK, 22-25 September 1997, post-deadline paper session.
- [40] CHIARONI (D.) *et al.*, *Optical Fiber Communication (OFC'98)*, San Jose, Paper PD15.
- [41] LECLERC (O.) *et al.*, *26th European Conference on Optical Communication (ECOC'01)*, Munich, September 3-7.
- [42] YONEYAMA (M.) *et al.*, *Electron. Lett.*, **33** (1997), n° 23.
- [43] BIGO (S.) *et al.*, *Optical Fiber Communication (OFC'97)*, Dallas, Texas, USA, PD22.
- [44] same as 7.
- [45] CHIARONI (D.) *et al.*, *Optical Fiber Communication (OFC'98)*, San Jose, Paper PD15.
- [46] BILLES (L.) *et al.*, *23th European Conference on Optical Communication (ECOC'97)*, Edimburgh, UK, **2**.
- [47] LAVIGNE (B.) *et al.*, *Optical Fiber Communication (OFC'2000)*, Baltimore, TuF7.
- [48] FISCHER (S.) *et al.*, *Electron. Lett.*, **35** (1999), n° 23.
- [49] LAVIGNE (B.) *et al.*, *27th European Conference on Optical Communication (ECOC'01)*, Amsterdam, September 30-October 4 , paper We.F.2.6.
- [50] BILLES (L.) *et al.*: *Topical Meeting on Optical Amplifiers and their applications (OAA'95)*, Davos, 1995, pp. 59-62.
- [51] LECLERC (O.) *et al.*, *Electron. Lett.*, **35**, n° 9 (1999).

AVIS DU JURY SUR LA REPRODUCTION DE LA THESE SOUTENUE

Titre de la thèse : Etude théorique et expérimentale de l'impact de la régénération 2R dans un système de transmission optique haut débit.

Nom Prénom de l'auteur : GAY Mathilde

Membres du jury : Monsieur MILLOT
Monsieur OUDAR
Monsieur LOUALICHE
Monsieur ESSIAMBRE
Monsieur GOSSELIN
Monsieur SIMON



Président du jury : Jean Louis Oudar

Date de la soutenance : 10 Février 2006

Reproduction de la thèse soutenue :

- Thèse pouvant être reproduite en l'état
- Thèse ne pouvant être reproduite
- Thèse pouvant être reproduite après corrections suggérées

Le Directeur,



A. JIGOREL

Rennes, le 10/02/2006

Signature du Président du jury



Abstract

The work carried out during this PhD deals with the impact of 2R optical regeneration in an optical transmission system. Simple and low cost 2R devices could indeed replace some of the present day optoelectronic repeaters to enhance the performance and reduce the cost of long haul and metropolitan optical links. For new devices of this type to be relevant, they have to be compatible with present day WDM links. As a consequence, most of the work of this PhD consisted of the study of a device based on a vertical microcavity saturable absorber, which indeed presented all of the requirements for the targeted application. Our work here relates phenomenon understanding and a transmission performance study. The PhD was realised within the framework of the national research program ASTERIX which deals with saturable absorption for terabit WDM optical regeneration.

After a presentation of some generalities of transmission systems and of the main sources of system degradations, we describe the principles of regeneration and give an overview of the main regeneration techniques found in the literature. Following this, we show the difficulty of characterising regenerator efficiency. We show, in particular, that a regenerator should be characterised in a transmission link to prove its ability to regenerate the signal.

In the fourth part of the work, the impact of a cascade of 3R regenerators in a transmission link is studied, both numerically and experimentally. This helps the reader to better understand, in the case where amplitude noise limits the transmission, how the power probability density functions evolve and how the bit error rate (BER) degrades.

The efficiency of an original 2R regenerator, composed of a vertical microcavity saturable absorber and a semiconductor optical amplifier, is then demonstrated in a recirculating loop experiment at 10 Gbit/s. A distance improvement ratio better than 9,5 is obtained at a BER of 10^{-8} , allowing a propagation over 20 000 km for this level of signal degradation. An original study of the efficiency of this device over a spectral band as wide as 13 nm allows us to demonstrate the potential of this device for WDM applications.

This device finally allows us to carry out a more general study of the impact of a cascade of 2R regenerators. A numerical study clarifies the timing jitter accumulation in a 2R regenerated link. It should also be noted that a novel study of the impact of regenerator spacing is carried out with the aid of a two path recirculating loop. There is an optimal regenerator spacing, leading in the best performance, corresponding to the best compromise between timing jitter accumulation and amplitude noise accumulation. In addition, this study shows the distance gain when a long spacing is used : the distance is doubled compared to the non regenerated case after 6 regenerators cascaded and spaced by 600 km, for a BER of 10^{-8} . Finally, the timing jitter limitation of the transmission is shown experimentally.

Résumé

Ce mémoire est consacré à l'étude de l'impact de la régénération 2R dans un système de transmission optique. La régénération optique 2R devrait permettre d'améliorer les performances et limiter le coût des liaisons longue distance et métropolitaines. Des dispositifs simples et peu coûteux pourraient en effet remplacer certains transpondeurs des liaisons optiques. Seules les techniques compatibles avec le réseau multiplexé en longueur d'onde (WDM) seront susceptibles de voir le jour. Ces travaux se sont par conséquent plus particulièrement tournés vers un dispositif 2R à base d'un absorbant saturable en microcavité verticale, dispositif qui présente les qualités requises pour l'application visée. Ces travaux ont donné lieu à des considérations tant d'un point de vue compréhension des phénomènes que d'un point de vue performances. Ils ont été réalisés dans le cadre du projet RNRT (Réseau National de Recherche en Télécommunications) ASTERIX (Absorbant Saturable pour la régénération TERabits multiPlexée en longueurs d'onde).

Après une présentation des généralités sur les systèmes de transmission optique et des principales dégradations subies par le signal, nous abordons la régénération optique. Nous mettons ensuite en évidence la difficulté de démontrer l'efficacité d'un régénérateur. Nous montrons notamment que pour démontrer son efficacité, un régénérateur optique doit être caractérisé dans une liaison.

L'étude numérique et expérimentale d'une liaison comportant une cascade de régénérateurs optiques 3R, nous permet ensuite, dans le cas où l'accumulation de bruit d'amplitude limite la transmission, de connaître l'évolution des densités de probabilité de puissance des symboles et donc du taux d'erreur binaire (TEB).

Le cas d'une régénération 2R est ensuite abordé. Un dispositif original constitué d'un absorbant saturable suivi d'un amplificateur optique à semiconducteur (SOA) est caractérisé avant d'être cascadié dans une ligne de transmission à 10 Gbit/s. L'efficacité du dispositif est démontrée puisqu'un facteur d'amélioration de la distance de propagation supérieur à 9,5 est obtenu pour un TEB de 10^{-8} permettant une propagation sur 20 000 km. L'accordabilité du dispositif est également démontrée sur une bande spectrale de 13 nm, ce qui est prometteur pour une transmission WDM.

Ce dispositif 2R nous permet finalement d'aborder de manière plus générale, l'effet d'une cascade de régénérateurs 2R dans une liaison. Une étude numérique clarifie le phénomène d'accumulation de gigue temporelle en présence de régénérateurs 2R. Une boucle à recirculation à pas de régénération variable permet d'étudier expérimentalement l'impact du pas entre régénérateurs. Il existe un pas de régénération optimal correspondant au meilleur compromis entre accumulation de gigue temporelle et de bruit d'amplitude. L'étude met également en évidence l'intérêt d'espacer largement les régénérateurs (distance doublée pour 6 régénérateurs cascadiés à un TEB de 10^{-8} dans le cas considéré). Enfin la limitation de la transmission par la gigue temporelle est mise en évidence expérimentalement.