

Généralités sur les systèmes de télécommunications optiques monocanales à très haut débit

Introduction

Dans ce chapitre nous allons présenter les généralités concernant les techniques utilisées pour réaliser des réseaux tout-optiques transparents au débit et au format de modulation, compatibles avec toutes les fonctions optiques utiles à l'aiguillage (routage) de l'information et au traitement du signal optique.

Nous nous sommes intéressés dans ce travail de thèse aux transmissions dites « linéaires ». Les transmissions « non-linéaires » mieux connues sous le terme de transmissions « soliton » ne sont pas étudiées au laboratoire et nécessitent des techniques de régénération adaptées à la nature périodique du soliton. Ces techniques de régénération par modulation synchrone⁶ et par filtrage non-linéaire⁷ ne seront que brièvement introduites dans ce chapitre.

Le traitement tout-optique du signal est la solution permettant d'une part de simplifier les réseaux en réalisant des fonctions optiques pour le traitement du signal sans conversion optique / électrique. Cette solution n'est viable économiquement que si l'on peut à terme la combiner avec une production de masse en intégrant ces fonctions sur des supports adaptés (on pense aux circuits photoniques intégrés⁸).

D'autre part, il pourrait s'adapter aux transmissions de très grandes capacités telles que celles développées par le multiplexage temporel, à condition de pouvoir traiter l'information au rythme des données (on a besoin des fonctions ultra rapides).

Le format de modulation standard sur les liaisons optiques à 10 Gbit/s est le format NRZ (pour « Non Retour à Zéro »). Il s'agit d'une modulation directe de l'intensité optique. Tous les composants électriques à ce débit sont arrivés à maturité ce qui permet une optimisation des coûts. Ce type de format est très bien adapté à la technique WDM et permet une efficacité spectrale importante (rapport débit, bande passante optique de modulation).

En ce qui concerne les débits plus élevés (à partir de 40 Gbit/s), aucun format n'est réellement préconisé. La modulation NRZ nécessite des techniques de modulation électrique temporelle (ETDM pour « Electrical Time Division Multiplexing ») et des composants opto-électroniques (modulateurs, détecteurs, etc...) mal adaptés (en terme de fiabilité et de coût) au contexte « télécom » actuel.

Le format RZ (pour « Retour à Zero ») permet, lorsqu'il est associé aux techniques OTDM et de multiplexage bit à bit en polarisation, d'accéder à des débits de transmission supérieurs (20, 40 Gbit/s et plus).

Dans ces conditions, les fonctions de régénération du signal, de commutation et de démultiplexage seraient tout-optiques, permettant de s'affranchir des limitations imposées par l'électronique.

Nous allons donc présenter les différentes techniques de multiplexage et démultiplexage optique temporels. Nous verrons ensuite les performances réalisées mais aussi les contraintes de propagation associées à ce format.

Ensuite, nous introduirons les concepts généraux de la régénération optique du signal, les différents degrés de régénération, la régénération à base d'amplificateurs à semi-conducteurs et la fonction optique la plus utilisée pour la régénération : la porte optique non-linéaire constituée d'un interféromètre non-linéaire (NLOG pour « Non Linear Optical Gate »).

Enfin, nous essaierons d'explorer le champ d'application de la régénération, les différentes techniques utilisées (passives ou actives) et les performances relevées dans la littérature pour faire un état de l'art exhaustif du sujet.

Nous insisterons dans ce chapitre sur la régénération active à base d'amplificateurs à semi-conducteurs, ces composants opto-électroniques faisant l'objet de nombreuses études au laboratoire.

1 Le choix du format RZ pour les réseaux tout-optiques transparents

1.1 Généralités

Le format RZ est un format de modulation impulsionnel utilisé classiquement dans les réseaux optiques pour les transmissions à très longue distance de type Soliton⁹. Dans chaque temps bit (référence temporelle pendant laquelle on code un bit d'information), l'information est codée sur une impulsion. Un « 1 » correspond à la présence d'une impulsion dans le temps bit et un « 0 », à l'absence d'impulsion. Différents formats « exotiques » pour toutes sortes d'applications spécifiques dérivent du format RZ mais nous allons nous restreindre aux concepts de bases.

Il peut être réalisé avec toute impulsion de largeur à mi-hauteur inférieure au temps bit. C'est-à-dire que pour un temps bit de 100 ps (correspond à une fréquence de modulation de 10 GHz, ou bien un débit numérique de 10 Gbit/s), l'impulsion ne peut être plus large que 100 ps, mais peut-être beaucoup plus courte. Dans ces conditions, il reste dans le temps bit une fenêtre temporelle permettant d'intercaler un second canal au même débit que le canal initial. Cette technique de multiplexage temporel est connue sous le terme OTDM (pour Optical Time Division Multiplexing).

La Figure 2 présente le principe du multiplexage temporel conjugué au multiplexage en longueur d'onde WDM (pour Wavelength Division Multiplexing).

Les deux techniques de multiplexage permettent d'accroître la capacité d'une liaison optique¹⁰, la technique WDM est la plus utilisée dans les réseaux installés et la technique OTDM permet d'augmenter considérablement le débit par canal WDM puisqu'elle n'est pas limitée par la vitesse de modulation électrique. On peut rappeler que le format NRZ est obtenu par modulation directe de la lumière via un modulateur (classiquement de type électro-optique / Niobate de Lithium) au rythme des données binaires électriques.

La technique WDM va pouvoir remplir la bande passante de la fibre (La bande télécom « Classique » des amplificateurs optiques à fibre dopée) alors que la technique OTDM va pouvoir remplir le temps bit du débit initial.

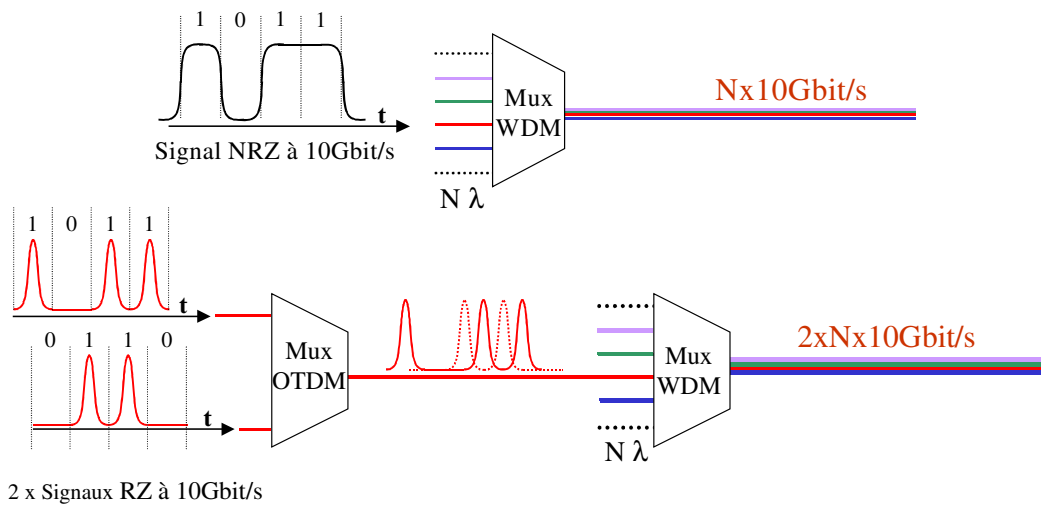


Figure 2 : Principe des multiplexages optiques en temps et en longueur d'onde

1.2 Les techniques du multiplexage optique à division dans le temps (OTDM)

A partir d'un débit initial de codage de la lumière par modulation d'amplitude, obtenu électriquement (typiquement 10 Gbit/s), l'OTDM permet, en fonction de la durée des impulsions du format RZ, d'augmenter le débit.

Si le temps bit est de 100 ps et que l'on veut multiplier le débit par quatre sur une longueur d'onde, le temps bit final sera de 25 ps (40 Gbit/s). Selon ce principe, il suffit d'utiliser les impulsions les plus courtes pour augmenter considérablement le débit par canal.

Cette technique devient intéressante dès lors que l'on ne peut plus moduler directement la lumière.

On pourra réaliser des transmissions à 160 Gbit/s à partir de sources impulsionnelles à 10 GHz. Les impulsions générées ne doivent pas excéder 1,5 ps de largeur temporelle (soit $\frac{1}{4}$ du temps bit de la transmission), posséder une gigue temporelle de l'ordre de 100 fs et un taux d'extinction de 30 dB¹¹.

Les transmissions à ce débit deviennent beaucoup plus contraignantes puisque l'intensité crête des impulsions tend à favoriser les effets non-linéaires dans la fibre (qui comme on le verra plus tard, vont perturber fortement le signal). Nous ne pouvons plus négliger l'effet de la dispersion modale de polarisation (PMD) dont l'influence est d'autant plus importante que la durée de l'impulsion est courte et que la distance de propagation est longue¹², les effets non-linéaires intra et inter-canaux sont amplifiés et la tolérance à la dispersion chromatique diminuée.

L'autre difficulté inhérente à ces transmissions à très haut débit est la visualisation du signal puisque les détecteurs opto-électroniques ne dépassent pas 50 GHz de bande passante. Ce dernier point va considérablement compliquer tous les réglages optiques.

Dans ces conditions, cette solution technologique pour les transmissions à très haut débit semble très compliquée à mettre en œuvre. Les investigations sur le sujet sont néanmoins nombreuses puisque l'OTDM ne nécessite pas de composant électriques à très haut débit, les puissances crêtes mises en jeu favorisent les effets non-linéaires permettant la remise en forme d'impulsions (mélange à quatre ondes et auto-modulation de la phase dans les fibres) et la propagation non-linéaire (soliton).

1.2.1 Le multiplexage temporel

Nous avons vu le principe de l'OTDM, il est basé sur le multiplexage de deux signaux à la même longueur d'onde décalés temporellement. La Figure 3 présente le principe général du multiplexage temporel réalisé en séparant une horloge optique à N GHz, en décorrélant les deux trains séparés pour éviter les interférences lors de la recombinaison.

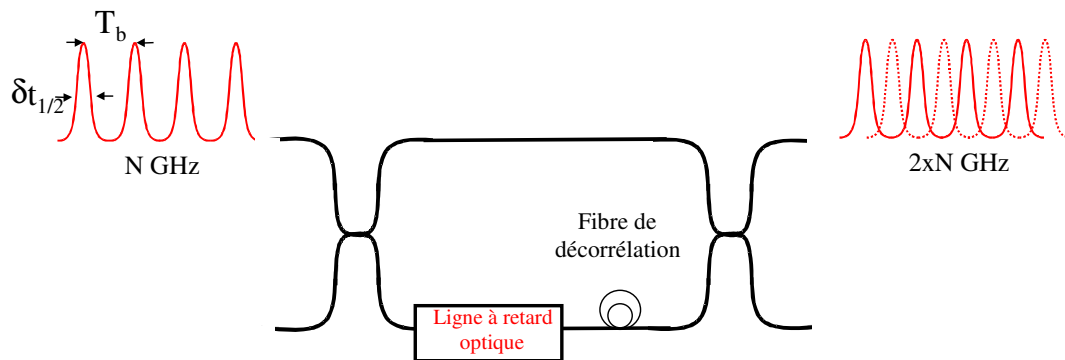


Figure 3 : Technique de multiplexage optique en temps

Nous utilisons des coupleurs 50/50, une fibre de longueur suffisante et une ligne à retard optique variable pour séparer les deux trains d'horloge de la quantité $T_b/2$. Nous obtenons une horloge à $2 \times N$ GHz. L'opération pourra être réalisée avec des trains à N Gbit/s.

Le problème de cette technique est le recouvrement partiel des impulsions qui va générer un bruit d'interférence lors de la détection du signal plus ou moins important selon le type de source utilisée et selon le type de configuration. Nous définissons le rapport cyclique du train d'impulsions comme le rapport entre la durée de l'impulsion à mi-hauteur ($\delta t_{1/2}$) et la durée du temps bit (T_b). Nous allons minimiser l'interférence entre symboles en minimisant le rapport cyclique.

Le gabarit des impulsions pour le multiplexage temporel est fondamental et semble, comme nous l'avons déjà souligné, se porter vers des impulsions de largeur temporelle correspondant à $1/4$ du temps bit avec un taux d'extinction supérieur ou égal à 30 dB pour espérer obtenir un signal stable dans un environnement système.

La technique la plus utilisée pour éviter l'interférence entre symboles est de polariser à 90° deux impulsions successives lors du multiplexage. Cette technique nécessite bien entendu une faible dépendance du système à la polarisation (PDL).

Pour minimiser les interactions entre les porteuses adjacentes (diaphotie inter-canal), il est proposé de décaler temporellement le train d'impulsion d'un canal sur deux.

Nous pouvons citer la technique de remise en forme des impulsions, que nous avons étudiée pendant la thèse (Cf. chapitre 2), qui permet de réduire le piédestal des impulsions via le mélange à quatre ondes dans les amplificateurs à semi-conducteurs¹³, et de minimiser par conséquent l'interférence entre symboles.

1.2.2 Le démultiplexage temporel tout-optique

L'objectif est d'extraire les trains d'impulsions intercalés. Cette opération est réalisée canal par canal. Le principe de base va être d'utiliser une fenêtre de transmission optique sélective en temps et très rapide. Si l'on souhaite démultiplexer un canal à 10 Gbit/s dans une transmission à 40 Gbit/s, il faut ouvrir une fenêtre d'une durée de 25 ps. Le schéma de principe du démultiplexeur optique est présenté sur la Figure 4. La récupération de rythme peut se faire de manière électrique ou tout-optique (cette dernière solution étant la plus prometteuse pour les réseaux tout-optiques).

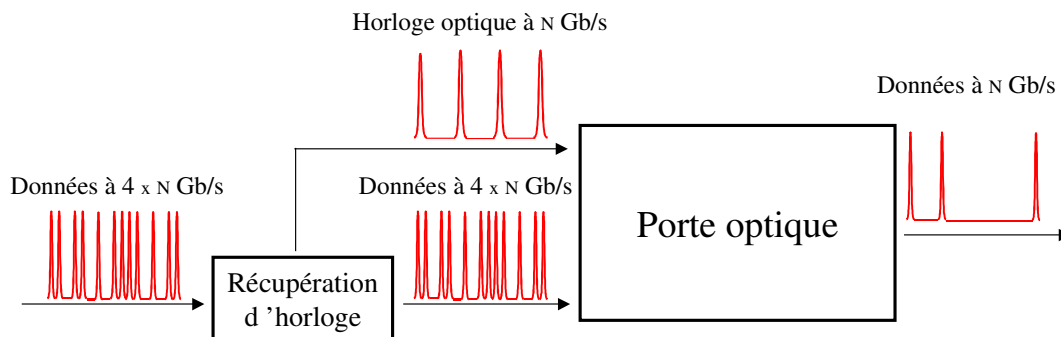


Figure 4 : Principe du démultiplexage optique des canaux multiplexés en temps

Le démultiplexage optique nécessite une fonction optique permettant de réaliser une opération plus complexe que le multiplexage passif. Il s'agit d'un traitement tout-optique du signal¹⁴ utilisant une porte optique capable de produire des fenêtres temporelles très courtes avec un fort taux d'extinction (supérieur à 10 dB pour ne pas trop pénaliser la transmission), et avec une cadence de répétition correspondant au débit du canal OTDM à démultiplexer.

Cette porte optique est classiquement constituée d'un interféromètre non-linéaire fonctionnant en mode différentiel. Ce fonctionnement est le plus couramment utilisé puisqu'il permet de réaliser des portes temporelles variables, à la différence du fonctionnement direct qui n'utilise qu'une entrée de commande, et permet de réaliser des portes temporelles de transmission de largeur correspondant à l'impulsion de commande¹⁵.

Les deux principaux interféromètres utilisés sont de type Sagnac ou Mach-Zehnder¹⁶ :

Le premier est présenté dans la littérature comme le miroir optique à boucle non-linéaire (NOLM pour « Nonlinear Optical Loop Mirror ») et demeure le démultiplexeur historique¹⁷. Nous avons principalement étudié cette fonction optique lors de la thèse comme régénérateur. Les principes de son fonctionnement sont relativement complexes et seront largement étudiés dans le chapitre 3.

Le second permet de comprendre simplement le fonctionnement en mode différentiel qui va permettre de réaliser des portes temporelles très courtes (durée du temps bit du signal à démultiplexer) avec le taux de répétition du signal démultiplexé.

Le principe du mode différentiel est présenté sur la Figure 5, nous reconnaissons un interféromètre de Mach-Zehnder dont les bras contiennent chacun un amplificateur optique à semi-conducteurs (SOA). On distingue trois entrées (à gauche) et une sortie (à droite).

La sonde en entrée est continue, si les deux autres entrées sont fermées, l'interféromètre doit être réglé en extinction (opposition de phase entre les deux bras).

Lorsqu'une première impulsion entre dans l'interféromètre (t_1), elle passe dans un seul SOA qui va moduler son gain et, par couplage phase / amplitude dans les dispositifs à semi-conducteurs, déphaser le signal permettant l'ouverture de l'interféromètre (le couplage phase / amplitude sera largement explicité dans la suite de la thèse).

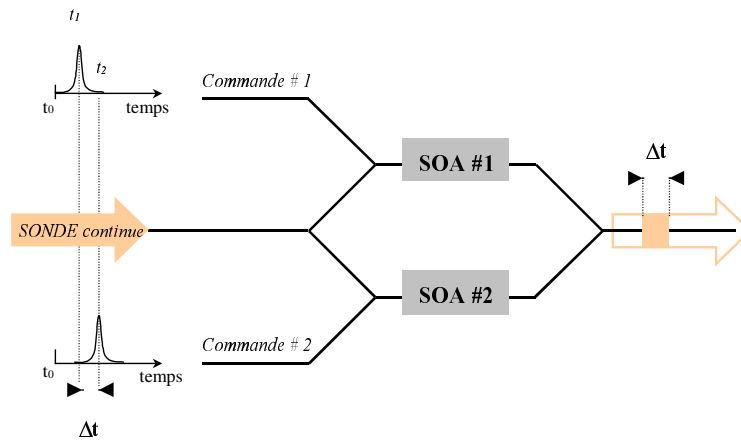


Figure 5 : Principe de l'interféromètre non-linéaire à base de SOA en mode différentiel

Lorsque la seconde impulsion arrive dans l'interféromètre (t_2), elle module le gain du second SOA entraînant un déphasage nul (modulo π) entre les composantes de la sonde dans les bras du Mach-zehnder. Cette condition va permettre de refermer l'interféromètre. Le chronogramme présenté sur la Figure 6 met en évidence la possibilité de réaliser des portes très courtes permettant un démultiplexage tout-optique. La modulation du gain différentiel des SOA (et de la phase de la sonde) permet d'ouvrir des fenêtres de transmissions de largeur Δt .

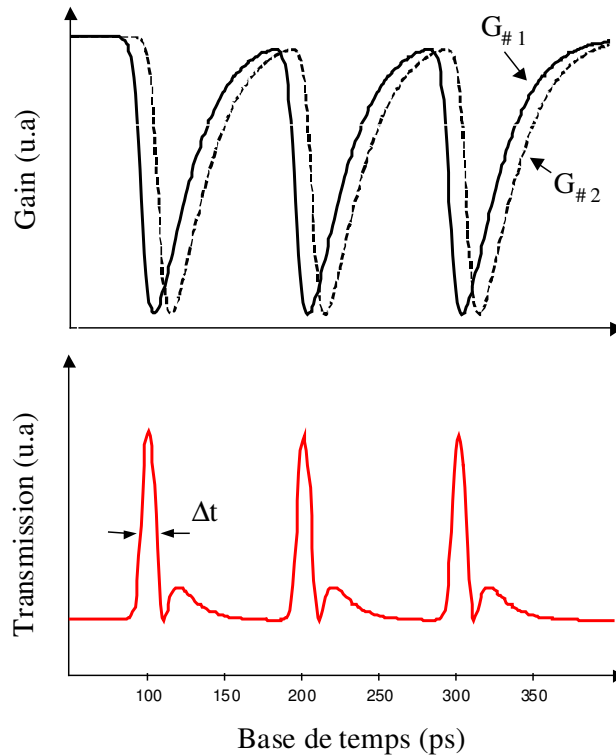


Figure 6 : Principe du mode différentiel

En ce qui concerne le démultiplexage tout-optique, la sonde correspondra au canal à démultiplexer (débit supérieur) et la commande correspondra à l'horloge optique (bas débit). Un autre interféromètre non-linéaire utilisé pour le démultiplexage optique en mode différentiel est l'Interféromètre Non-linéaire Ultra-rapide (UNI pour « Ultrafast Nonlinear Interferometer »)¹⁸.

Les autres techniques sont basées sur les non-linéarités dans la fibre^{19,20}, ou bien l'utilisation de dispositifs à semi-conducteurs : SOA²¹, Modulateur à Electro-Absorption (MEA)²².

Nous reviendrons sur toutes ces portes optiques (leurs principes de fonctionnement et leurs limitations) dans la partie consacrée à l'état de l'art des dispositifs permettant de réaliser des opérations de régénération, puisque les mêmes fonctions optiques peuvent être utilisées, mais dans des configurations différentes.

Les performances couramment relevées dans la littérature concernent le démultiplexage de 160 vers 10 Gbit/s avec des dispositifs interférométriques à base de SOA qui permettent d'ouvrir des fenêtres temporelles très courtes mais avec un taux de répétition difficilement supérieur à 40 GHz²³.

1.2.3 Source d'impulsions courtes pour les applications à 40 Gbit/s

a) Sources à commutation de gain

Il s'agit de lasers à semi-conducteurs que l'on module directement en courant. Le gain du laser suit la modulation et permet d'obtenir un régime d'émission de lumière périodique. Ce type de sources permet de générer des impulsions stables et de durée variable. Le taux de répétition des impulsions est limité par la fréquence d'oscillation de relaxation du laser (rarement supérieure à 10 GHz). La réalisation de sources à des débits supérieurs passe par la compression des impulsions associées aux techniques de multiplexage temporel que nous avons déjà abordées.

La compression des impulsions dans ce type de sources est relativement intéressante puisque les lasers à semi-conducteurs possèdent un coefficient de couplage phase / amplitude (via le coefficient de Henry²⁴) important qui va générer un déphasage instantané de la lumière émise proportionnel au gain du laser. Les composantes spectrales des impulsions générées par ce type de sources possèdent alors un déphasage instantané important (communément appelé « chirp »). La technique de compression d'impulsions consiste à remettre en phase les composantes spectrales pour revenir en limite de Fourier (i.e. la largeur à mi-hauteur des impulsions et la largeur de l'enveloppe du spectre à mi-hauteur sont reliées par transformation de Fourier : plus une impulsion est courte et plus son spectre est large). Les détails de cette technique sont développés dans le second chapitre de la thèse dédié à la compression et à la caractérisation d'impulsions. Les caractéristiques d'une telle source sont présentées dans l'annexe 1.

b) Autres sources

Nous n'avons pas étudié ces autres sources dans la thèse. Nous les présentons néanmoins pour avoir une vue globale des sources utilisées en OTDM.

i- Les sources lasers à synchronisation de modes, actifs et passifs

Nous n'avons pas étudié ce type de sources mais elles sont largement utilisées dans les applications OTDM. Le régime impulsionnel est obtenu via la mise en phase active ou passive de tous les modes du laser.

Dans le cas d'un blocage de modes passif, le taux de répétition de la source sera fixé par l'intervalle spectral libre du laser (longueur de la cavité pour les lasers en anneau). Cette technique passive va privilégier les faibles taux de répétition et les impulsions très courtes.

Pour les sources à très haut débit, le blocage temporel des modes peut-être obtenu avec un modulateur d'intensité (blocage de mode actif). Ces sources doivent posséder une grande stabilité ainsi qu'une faible gigue^{25,26} pour être compatibles avec les techniques OTDM.

Les impulsions générées par ce type de sources sont non chirpées (en limite de Fourier), elles sont potentiellement mieux adaptées à l'OTDM puisqu'elles ne nécessitent pas de compression préalable (une source d'instabilité supplémentaire si on utilise de la fibre à compensation de dispersion chromatique). Nous reviendrons sur ces techniques de compression d'impulsions dans le second chapitre.

- ii- Les sources modulées en externe, directement à partir d'un modulateur piloté par une source de tension

Nous venons moduler directement une lumière laser continue. Le modulateur Electro-optique ou bien à électro-absorption²⁷ travaille dans des régimes particuliers qui vont permettre de mettre en forme des impulsions courtes. Ces dispositifs de modulation optique à commande électrique sont appelés « Shaper » et pourront être pilotés par des impulsions électriques afin de générer des impulsions optiques pouvant être prédites théoriquement²⁸. Cette technique permet d'obtenir des impulsions « sur mesure » et extrêmement stables, possédant un chirp résiduel déterminé par le couplage phase / amplitude intrinsèque au type de modulateur utilisé.

- iii- D'autres techniques basées sur les non-linéarités dans les fibres par mélange à quatre ondes^{29,30} (effet Kerr) ont été utilisées avec succès pour réaliser des sources à très haut débit. Des sources multi-longueur d'onde à taux de répétition variable peuvent être obtenues par auto-modulation de la phase dans les fibres (génération de supercontinuum³¹).

1.2.4 Les performances des techniques de multiplexage optique temporel

Cette technique reste très attractive puisque comme nous l'avons vu, elle ne nécessite pas un matériel électrique ultra rapide et par conséquent coûteux, pour réaliser des transmissions à très haut débit (40 Gbit/s). Nous allons considérer dans cette partie les performances en transmission qui ont été réalisées sans régénération du signal. Le problème principal de ce type de transmission est le recouvrement des impulsions adjacentes dans un même canal, qui va générer de l'interférence entre symboles et du mélange d'ondes³².

Outre la limitation en débit des sources à taux de répétition élevé pour les applications OTDM, il convient de prendre en compte l'encombrement spectral des sources à impulsions courtes. Si nous reprenons les valeurs de référence à 160 Gbit/s, à savoir des impulsions de largeur correspondant à 1/4 du temps bit (correspond à une impulsion de 1,5 ps), on sait par transformée de Fourier que le spectre correspondant à ce type d'impulsion possède une largeur à 3dB d'environ 300 GHz (soit 2,4 nm).

Plus le débit est grand et plus l'encombrement spectral est important.

Pour la bande C (allant de 1530 nm à 1562 nm), il est possible d'installer 150 canaux à 10 Gbit/s (25 GHz de bande passante par canal) et 10 canaux à 160 Gbit/s (400 GHz de bande passante par canal) pour une efficacité spectrale équivalente (0,4 bit/Hz). Les deux techniques OTDM et WDM sont complémentaires. Le choix de l'une ou l'autre technique, ou encore d'une combinaison des deux³³, va principalement dépendre du type d'application, du débit visé par canal et du degré de complexité de mise en œuvre de la transmission.

La Figure 7 présente les récents résultats expérimentaux des transmissions optiques de grande capacité. Le tableau est extrait du papier de Nakazawa³⁴.

Dans les réseaux plus complexes que les liaisons point à point, nous pouvons penser que l'approche tout-optique sera privilégiée lorsque les fonctions optiques fonctionnant à très haut débit auront atteint un degré de maturité suffisant. Les opérations de routage devraient alors être transparentes au débit et au format.

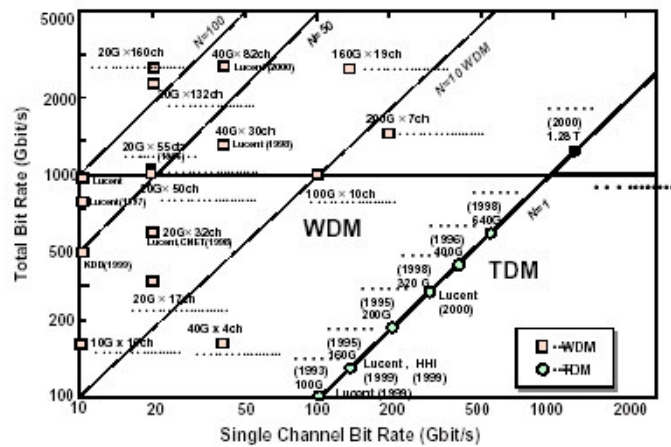


Figure 7 : Performances des transmissions de grande capacité

Pratiquement, les transmissions les plus récentes à 160 Gbit/s par canal passent généralement par une étape de multiplexage des données électriques jusqu'à 40 Gbit/s, puis un multiplexage optique jusqu'à 160 Gbit/s. Dans ces conditions, les pénalités introduites par la transmission sont accrues lors du démultiplexage des canaux OTDM.

En ce qui concerne les performances déjà réalisées, le « Tera bit/s » a été atteint sur une transmission point à point de 2000 km en minimisant les effets non-linéaires entre les canaux WDM (XPM)³⁵.

Pour des transmissions sur de plus courtes distances, la capacité pourra être encore plus importante (10 Tbit/s)³⁶, avec un débit par canal pouvant atteindre 640 Gbit/s³⁷.

Nous pouvons aussi citer, en ce qui concerne les performances les plus récentes, une transmission de type transatlantique à 6 Tbit/s³⁸.

La mise en œuvre de tels dispositifs devient très compliquée aussi bien en terme d'optimisation du multiplexage / démultiplexage optique et électrique, qu'en terme de « monitoring » (visualisation temporelle des impulsions, gestion et réglages des paramètres de la transmission).

Nous ne pouvons pas non plus négliger les problèmes liés à la transmission sur fibre de tels débits. Les effets non-linéaires deviennent très limitant dès 40 Gbit/s³⁹ et vont être accentués sur les transmissions à des débits supérieurs. La gestion rigoureuse de la dispersion chromatique (ordres supérieurs) est elle aussi d'autant plus complexe que le débit est élevé, du fait de l'élargissement spectral du signal.

De plus il devient très intéressant d'utiliser l'amplification Raman qui va permettre de distribuer le gain sur des longues distances et limiter par conséquent les fortes puissances optiques localisée (qui est à l'origine des effets non-linéaires).

L'étude des dégradations du signal à très haut débit n'est pas l'objet de la thèse, mais nous allons néanmoins rappeler, plus loin dans ce chapitre, quelques fondamentaux concernant la gestion de la dispersion chromatique, l'influence de la dispersion modale de polarisation et les effets non-linéaires dans les transmissions sur fibre optique.

2 Le contexte de la régénération tout-optique des signaux

Dans les systèmes de télécommunications par fibre optique, les avancées technologiques et la connaissance des phénomènes physiques permettent d'envisager des capacités de transmission considérables. La volonté des opérateurs de « faire communiquer » les gens entre eux passe par l'augmentation régulière de la demande. La logique économique va tendre à favoriser le développement de solutions technologiques moins coûteuses (production de masse ou architecture différente des réseaux optiques).

La régénération du signal est une composante fondamentale du traitement du signal dans les systèmes de télécommunications optiques puisqu'elle a pour vocation à transformer un signal dégradé en un signal de bonne qualité répondant aux exigences des systèmes.

Dans cette partie nous allons rappeler l'origine physique des dégradations subies par un signal optique lors de sa propagation et introduire les outils permettant de quantifier ces dégradations.

Ensuite, nous allons replacer le principe de la régénération tout-optique dans le contexte actuel des télécommunications en rappelant ses principes généraux, son potentiel et sa pertinence dans les futurs systèmes de transmission à très haut débit.

Nous pourrons alors introduire les concepts de la régénération optique ainsi que les principes de caractérisation de la régénération du signal.

Nous passerons ensuite à la présentation des fonctions optiques que nous avons étudiées dans le cadre de ce travail de thèse. Nous présenterons les différentes fonctions réalisant des opérations de régénération, puis nous terminerons par une synthèse des performances préconisées pour les régénérateurs tout-optiques dans les réseaux de télécommunications optiques.

2.1 Les dégradations du signal dans les lignes de transmission optique à très haut débit

Cette partie va permettre de recenser les différentes dégradations optiques subies par le signal lors de sa propagation dans la fibre. Elle a pour vocation d'introduire les principales causes de

dégradation dans les systèmes de transmission à très haut débit. Nous avons principalement utilisé comme référence les ouvrages de Agrawal⁴⁰ et de Kaminow & Koch⁴¹.

Nous souhaitons insister sur le fait que : plus le débit d'information est élevé et plus les dégradations non-linéaires deviennent importantes ; plus les impulsions sont courtes et plus le signal devient sensible aux dégradations (négligées à des débits inférieurs).

Dans la suite de la thèse, nous n'allons pas approfondir l'étude de ces phénomènes dans les lignes de transmission sur fibre optique.

2.1.1 Le bruit d'émission spontanée des amplificateurs optiques

La dégradation principale subies dans les systèmes de télécommunications sur fibre optique est l'accumulation du bruit d'émission spontanée amplifiée (ASE) des amplificateurs optiques. A chaque passage dans un amplificateur à fibre dopée ou à semi-conducteurs, on dégrade le rapport signal sur bruit. Nous savons qu'un amplificateur placé en $i^{\text{ème}}$ position dans la ligne de transmission génère une quantité d'émission spontanée amplifiée P_{ASE} qui va s'ajouter (en champ) au signal amplifié suivant l'expression du facteur de bruit F_i :

$$F_i = \frac{\left(\frac{P_{\text{signal}}}{P_{ASE}} \right)_{\text{entrée}}}{\left(\frac{P_{\text{signal}}}{P_{ASE}} \right)_{\text{sortie}}} \quad (1.1)$$

Cette grandeur va exprimer la dégradation du signal due à l'émission spontanée amplifiée générée par l'amplificateur optique (battement signal / spontané).

$$P_{ASE} = 2n_{SP}(G-1).h\nu.B_{opt} \quad (1.2)$$

n_{SP} est le facteur de bruit de l'amplificateur, G son gain et B_{opt} la bande optique efficace.

Nous pouvons généraliser cette dégradation à une cascade de N amplificateurs. Nous simulons ainsi une liaison optique de télécommunications comme le présente la Figure 8.

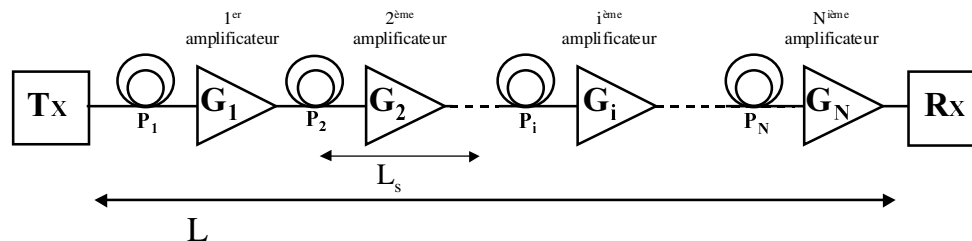


Figure 8 : Evolution du facteur de bruit dans une liaison optique

Soit le $i^{\text{ème}}$ amplificateur optique de gain G_i (on peut supposer pour simplifier l'étude que tous les amplificateurs sont identiques). Les pertes (de propagation) entre deux amplificateurs sont notées P_i .

Le facteur de bruit équivalent peut être calculé pour une liaison optique, il est déterminé comme le rapport signal sur bruit en entrée du premier amplificateur sur le rapport signal sur bruit en sortie du dernier amplificateur.

L'expression du facteur de bruit équivalent de la liaison F_{eq} est déterminée à partir de la formule de Friis :

$$F_{eq} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \dots + \frac{F_i - 1}{G_1 \times \dots \times G_{i-1}} + \dots + \frac{F_N - 1}{G_1 \times \dots \times G_{N-1}} \quad (1.3)$$

Dans le cas favorable où le gain de l'amplificateur va compenser les pertes, on obtient le facteur de bruit minimal de la liaison. Sa valeur dépend du gain de l'amplificateur puisque plus le gain est faible et moins l'amplificateur génère de bruit d'émission spontanée amplifiée.

Nous présentons sur la Figure 9 (a) la caractéristique statique de l'amplificateur optique que nous avons simulé, qui possède un facteur de bruit de 5 dB et un gain petit signal de 30 dB. Nous présentons ses caractéristiques en gain et en puissance d'émission spontanée. Plus le gain est important et plus la puissance d'émission spontanée est importante. Dans ces conditions, pour une distance donnée entre deux amplificateurs optiques d'une liaison, la puissance d'émission spontanée amplifiée générée par l'amplificateur optique va dépendre de son gain et de sa puissance optique en entrée (ces grandeurs sont liées pour un pompage optique donné).

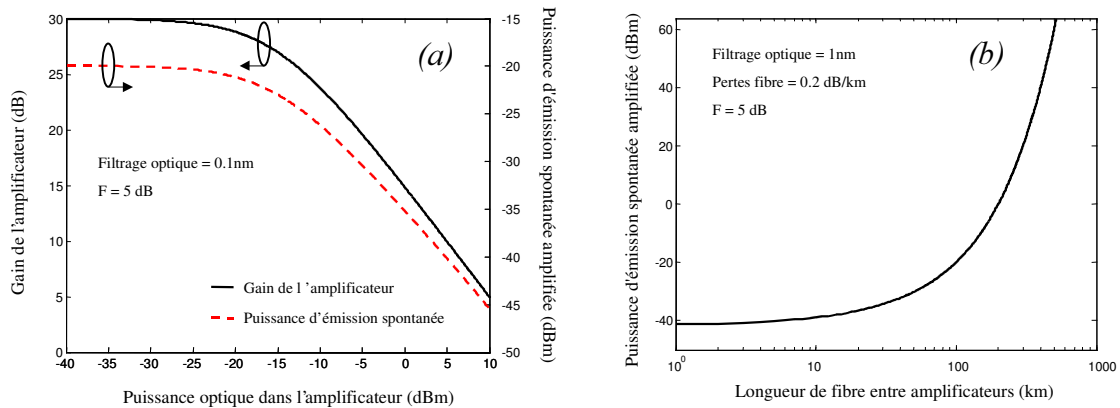


Figure 9 : Caractérisation d'un amplificateur optique (a). Evolution du bruit d'émission spontanée amplifiée généré par un amplificateur sur une liaison optique en fonction de la distance entre amplificateurs (b).

Ainsi, sur la Figure 9 (b), nous avons simulé pour une longueur de fibre variable entre deux amplificateurs, la variation de la puissance d'émission spontanée amplifiée. Plus la distance est importante et plus l'amplificateur est bruité. Il sera donc préférable dans une liaison optique, d'avoir un grand nombre d'amplificateurs optiques pour limiter la distance entre chaque et ne pas trop dégrader le rapport signal sur bruit optique.

Nous pouvons donc considérer alors que toute transmission optique sera limitée dans un premier temps par l'émission spontanée amplifiée des amplificateurs optiques. Ce type de dégradation est dit « linéaire » par opposition aux dégradations « non-linéaires » que nous allons introduire plus loin dans ce chapitre. Ainsi, dans un régime de transmission « linéaire », l'origine des dégradations subies par le signal est principalement l'accumulation du bruit optique.

La détection du bruit sera étudiée avec plus de soin dans la suite du document, mais nous pouvons d'ores et déjà présenter la manifestation la plus significative de l'accumulation du bruit sur un signal de télécommunications optiques.

Sur la Figure 10, nous présentons le diagramme de l'œil de la transmission qui va être mesuré via un photo-détecteur rapide suivi d'un oscilloscope numérique à échantillonnage. Sur la Figure 10, nous avons la superposition synchrone des données numériques (« 1 » et « 0 » équiprobables). La fonction « histogramme » de ces appareils de mesure permet de mesurer dans une fenêtre temporelle la distribution de probabilité des niveaux (de tension) autour de leur valeur moyenne. La mesure de I_0 et I_1 permet de déterminer le taux d'extinction du signal :

$$TE = \frac{I_1}{I_0} \quad (1.4)$$

La mesure de l'écart type des distributions autour des valeurs moyennes (σ_1 et σ_0) permet de mesurer le facteur Q du signal :

$$Q = \frac{I_1 - I_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad (1.5)$$

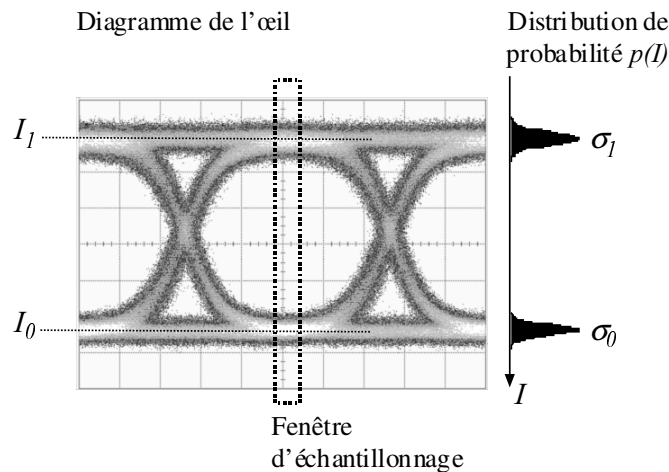


Figure 10 : Diagramme de l'œil et mesure des densités de probabilité du bruit

Cette grandeur va globalement permettre de quantifier la qualité du signal mesuré (discrimination des niveaux bruités). Elle a été introduite dans le cadre de l'approximation gaussienne du bruit (optique et électrique) pour permettre de déduire de la mesure du diagramme de l'œil la probabilité d'erreurs de la transmission⁴² :

$$Pe = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\frac{Q}{\sqrt{2}} \right] \quad (1.6)$$

Nous rappelons que le bruit électrique détecté est généré par le battement des composantes de signal et de bruit optique dans le photo-détecteur rapide. En considérant que la puissance du signal optique (P_{signal}) est très supérieure à celle du bruit (P_{ASE}), nous ne prenons en compte que le battement signal / spontané. Nous considérons aussi que le signal n'est pas limité par le bruit thermique du détecteur (puissance optique importante sur le détecteur), alors le rapport

signal sur bruit optique ($OSNR$) et le rapport signal sur bruit électrique (SNR) mesuré avec le détecteur, sont proportionnels :

$$SNR = \frac{\langle I_{photo-courant} \rangle^2}{\sigma_{bruit\ électrique}^2} = \frac{B_{opt}}{2 \cdot \Delta f} \times OSNR \quad \text{pour} \quad OSNR = \frac{P_{signal}}{P_{ASE}} \quad (1.7)$$

B_{opt} est la bande passante optique du signal et du bruit, Δf est la bande passante du détecteur.

La probabilité d'erreurs permet de déterminer le taux d'erreurs binaires (qui correspond au nombre d'erreurs détectées sur un nombre d'éléments binaires analysés) et la variance (le carré de l'écart type) avec les relations suivantes

$$TEB = \langle Pe \rangle = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{Q}{\sqrt{2}} \right) \quad (1.8)$$

Nous reprenons notre simulation de ligne de transmission en régime linéaire d'amplification. Sur la Figure 11 (a), nous pouvons observer que plus la puissance d'émission spontanée augmente dans la liaison et plus la puissance du signal diminue. Sur la Figure 11 (b), nous avons une représentation de l'évolution de la qualité de la liaison en fonction de la distance parcourue. Nous avons choisi une distance de 80 km entre amplificateurs optiques (en anglais « Span ») ce qui correspond typiquement aux distances préconisées dans les transmissions sous-marines. La valeur de 40 km correspond plutôt à des transmissions terrestres du type « Long Haul » et « Ultra-Long Haul ». Nous pouvons constater que les dégradations du signal par le bruit seront plus importantes dans les systèmes sous-marins et qu'il est donc préférable de réduire les écarts entre amplificateurs optiques pour se propager plus loin.

Les dégradations vont avoir tendance à « fermer » le diagramme de l'œil, ce qui correspond à une dégradation du facteur de bruit et une diminution du taux d'erreurs binaires (un Facteur Q de 6 correspond à un TEB de 1.10^{-9}).

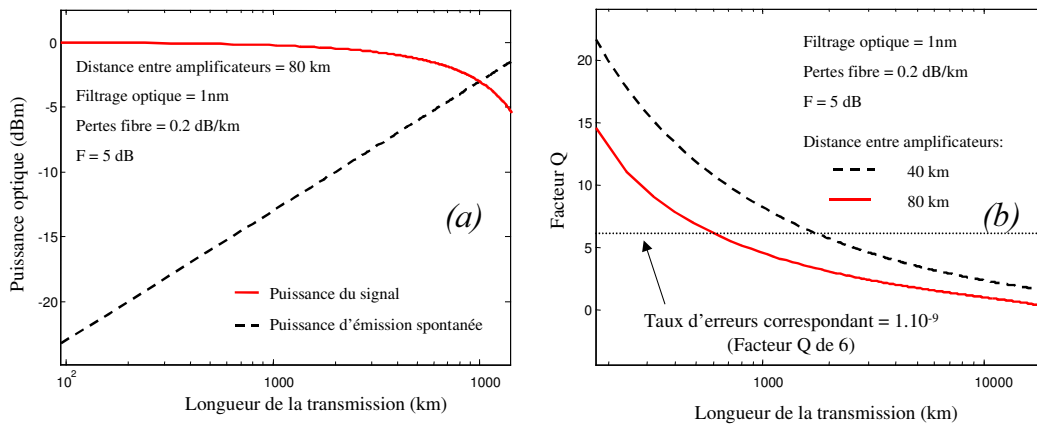


Figure 11 : Evolution du bruit d'émission spontanée le long de la liaison optique. En fonction de la puissance de signal et de bruit (a) et en fonction du facteur Q (b).

Il est important de noter que ces grandeurs (taux d'erreurs et facteur Q) sont à priori étroitement liées mais qu'expérimentalement, elles ne sont pas mesurées de la même manière. Le taux d'erreurs ne peut être mesuré que lorsque la transmission est suffisamment dégradée (taux d'erreurs inférieur à 1.10^{-12}) alors que la mesure du facteur Q peut se faire sur des signaux très peu dégradés. Ces deux mesures sont donc complémentaires, toujours dans le cadre de l'approximation gaussienne du bruit optique et électrique.

2.1.2 La dispersion chromatique

Tout d'abord, la propagation de la lumière dans un milieu dispersif (l'indice dépend de la longueur d'onde) possédant une géométrie donnée provoque une dispersion des composantes spectrales du signal. La dispersion chromatique totale (D) dépend de la dispersion « matériau » (DM) et de la dispersion « modale » du guide (DG) : $D = DM + DG$

Dans le cas des fibres en silice, la dispersion matériau va dépendre de la longueur d'onde :

$$DM \approx 1.22 \times \left(1 - \frac{\lambda_{DN}}{\lambda} \right) \quad (1.9)$$

λ_{DN} correspond à la longueur d'onde pour laquelle la dispersion matériau est nulle (1,276 μm pour la silice pure) et λ correspond à la longueur d'onde dans la fibre (formule empirique valable dans la gamme 1,25-1,66 μm).

La dispersion modale (DG) va dépendre de l'aire effective du cœur de la fibre et de la différence d'indice cœur / gaine.

Globalement, on définit la dispersion chromatique ainsi :

$$D = \frac{d}{d\lambda} (v_g) = \frac{d}{d\lambda} \left(\frac{d\beta}{d\omega} \right) \text{ avec } \beta(\omega) = \beta(\omega_0) + (\omega - \omega_0) \frac{d\beta}{d\omega} + (\omega - \omega_0)^2 \frac{d^2\beta}{d\omega^2} + \dots \quad (1.10)$$

Avec β la constante de propagation :

$$\beta(\omega) = n(\omega) \frac{\omega}{c} \quad (1.11)$$

tel que n est l'indice de réfraction, ω la pulsation de l'onde et c la vitesse de la lumière. v_g représente la vitesse de groupe centrée en ω_0 .

Nous pouvons développer β en série de Fourier autour de ω_0 avec :

$$\beta_2 = \frac{d}{d\omega} (\beta(\omega)) \text{ et } \beta_3 = \frac{d^2}{d\omega^2} (\beta(\omega))$$

Au premier ordre, on parle du paramètre de dispersion chromatique exprimé en ps/nm/km :

$$D \approx -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 \quad (1.12)$$

Et au second ordre, la pente de la dispersion chromatique :

$$S = \frac{dD}{d\lambda} = \frac{2\pi c}{\lambda^3} \left[2\beta_2 - \frac{2\pi c}{\lambda} \beta_3 \right] \quad (1.13)$$

Plus le signal est large spectralement (initialement non chirpé) et plus l'effet de la dispersion chromatique va avoir tendance à accentuer le retard entre les composantes spectrales, et modifier par conséquent le long de la propagation l'enveloppe temporelle des données, entraînant une distorsion du signal.

Plus le débit est important et plus l'influence de la dispersion chromatique sera pénalisante. On définit L_D la longueur de dispersion telle que l'élargissement temporel des impulsions va devenir pénalisant pour une transmission à un débit numérique N :

$$L_D = \frac{1}{N \cdot D \cdot \Delta\lambda} \quad (1.14)$$

Avec $\Delta\lambda$ la largeur spectrale (à 3 dB) du signal, D le paramètre de dispersion et N le débit numérique.

Plus le débit est élevé et plus la longueur de dispersion sera courte. Dans les systèmes de transmission sur fibre, l'influence de la dispersion chromatique se traduit par un élargissement temporel des données. La Figure 12 présente les caractéristiques des principales fibres utilisées par les opérateurs de télécommunications (A_{eff} = Aire effective du cœur).

| Type de fibre (nom commercial) | A_{eff} (μm^2) | λ_{DN} (nm) | D [dans la bande C] (ps/nm/km) | S [pente de dispersion] (ps/nm ² /km) |
|-----------------------------------|-------------------------------|---------------------|-----------------------------------|---|
| Corning SMF-28 | 80 | 1300-1322 | 16 / 19 | 0.090 |
| Lucent AllWave | 80 | 1300-1322 | 17 / 20 | 0.088 |
| Alcatel ColorLock | 80 | 1300-1320 | 16 / 19 | 0.090 |
| Corning Vascade | 101 | 1300-1310 | 18 / 20 | 0.060 |
| Lucent True-Wave-RS | 50 | 1470-1490 | 2.6 / 6 | 0.050 |
| Corning LEAF | 72 | 1490-1500 | 2 / 6 | 0.060 |
| Lucent True-Wave-XL | 72 | 1570-1580 | -1.4 / -4.6 | 0.112 |
| Alcatel TeraLight | 65 | 1440-1450 | 5.5 / 10 | 0.058 |

Figure 12 : Caractéristiques des fibres commerciales

2.1.3 Les effets non-linéaires intracanaux

Le principe des non-linéarités de propagation est la génération de nouvelles fréquences apparues lors de la modulation d'intensité optique dans la fibre.

- L'effet non-linéaire le plus courant est l'automodulation de la phase, due à l'effet Kerr optique dans la silice. Cet effet a pour conséquence un déphasage instantané des composantes du spectre du signal. Le déphasage pourra être compensé par la dispersion chromatique de la fibre (on aura une compression de l'enveloppe temporelle des impulsions) ou bien accentué par la dispersion chromatique (élargissement temporel des impulsions).

Le déphasage non-linéaire est introduit par une variation locale de l'indice du matériau Δn :

$$\phi_{NL}(t) = \frac{2\pi}{\lambda} n(t).L \quad \text{avec} \quad n(t) = n_2 \frac{P_{opt}(t)}{A_{eff}} \quad (1.15)$$

n_2 est coefficient d'indice non-linéaire ($2,6.10^{-20}$ m²/W dans les fibres de silice), $P_{opt}(t)$ est la puissance optique instantanée et A_{eff} est l'aire effective du guide. Cet effet est très rapide et permet une modulation instantanée (à l'échelle de la modulation optique) de la phase.

L'automodulation de la phase va introduire un déphasage des composantes spectrales d'un signal optique en présence d'une forte puissance optique.

En considérant la propagation d'une impulsion dans une fibre, le pic de l'impulsion va se propager « moins rapidement » (i.e. accumule plus rapidement de la phase) que les ailes de l'impulsion. Ce phénomène est connu sous le terme de « chirp » et correspond à une variation instantanée de la fréquence optique dans une impulsion :

$$\delta\nu(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{\partial\phi_{NL}(t)}{\partial t} = \gamma.L \frac{\partial P_{opt}(t)}{\partial t} \quad \text{avec} \quad \gamma = \frac{2\pi.n_2}{\lambda.A_{eff}} \quad (1.16)$$

Ce décalage en fréquence correspond à un décalage vers les grandes longueurs d'onde « red shift » pour l'avant de l'impulsion et vers les faibles longueur d'onde « blue shift » pour

l'arrière de l'impulsion. L'élargissement spectral va alors dépendre de la longueur de la fibre et du coefficient non-linéaire γ , pour une impulsion donnée. Cet effet lorsqu'il est conjugué à la dispersion chromatique va provoquer une distorsion temporelle des impulsions le long de la propagation dans la fibre. Nous pouvons aussi noter que les effets non-linéaires seront favorisés dans les fibres possédant des cœurs petits (à fort confinement du champ) comme les fibres à dispersion chromatique décalée et à compensation de dispersion.

Dans ces conditions, la gestion de la dispersion chromatique dans les réseaux et l'utilisation d'amplificateurs optiques à gain distribué (Raman) permettent de minimiser ses effets non-linéaires. Au contraire, certaines applications que nous allons présenter plus loin utilisent les effets non-linéaires dans les fibres.

- Le mélange à quatre ondes doit aussi être pris en compte lorsqu'on a un recouvrement des impulsions successives⁴³. En ce qui concerne les transmissions à très haut débit en format impulsif (RZ), l'élargissement des impulsions dans les systèmes à gestion de dispersion chromatique va se traduire par la génération d'impulsions qualifiées de « fantômes ».

Ces processus non-linéaires à caractère aléatoire sont à l'origine de la gigue de Gordon-Haus⁴⁴ décrite pour les transmissions longues distances de type soliton.

Ce phénomène est décrit en détail dans le chapitre 2.

2.1.4 La dispersion modale de polarisation

Les fibres de silice possèdent une légère biréfringence résultant des imperfections de fabrication et des contraintes physiques liées à leur environnement. Les divers mécanismes de contraintes appliquées à la fibre provoquant la biréfringence intrinsèque de la fibre sont présentés sur la Figure 13.

On note Δn_{eff} cette biréfringence dont la valeur est comprise entre 10^{-5} et 10^{-7} . Si la lumière injectée dans la fibre excite tous les modes de polarisation, il existe une différence de la vitesse de groupe (DGD pour « Differential Group Delay ») correspondant après une distance

L , à un retard de propagation noté : $\Delta\tau = L \cdot \frac{\Delta n_{eff}}{c}$

Pour une impulsion courte injectée dans la fibre, l'effet de la dispersion modale de polarisation (PMD pour « Polarization Mode Dispersion ») se traduit par un dédoublement de l'impulsion en sortie comme le présente la Figure 14.

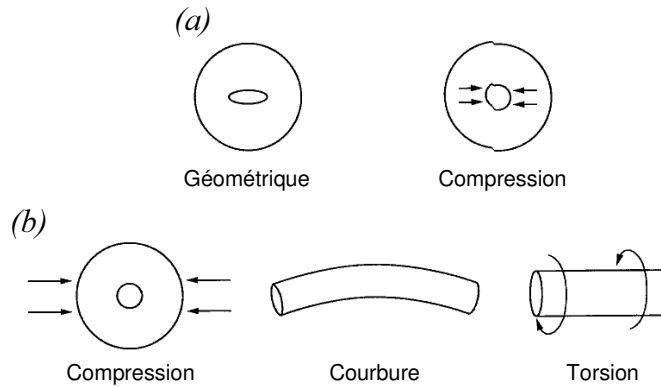


Figure 13 : Mécanismes intrinsèques (a) et extrinsèques (b) de biréfringence dans les fibres optiques

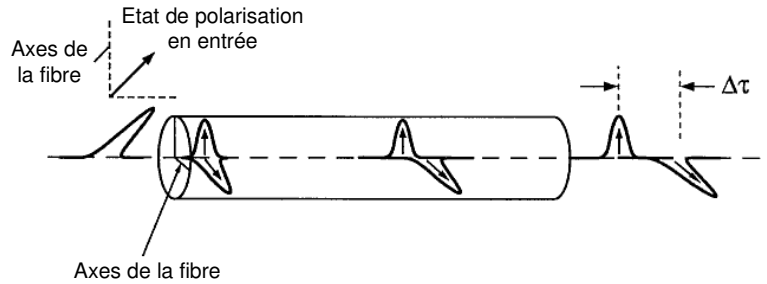


Figure 14 : Effet de la PMD sur les impulsions courtes

Le problème que pose la PMD dans les systèmes longue distance à très haut débit, est son caractère aléatoire (déterministe pour des petites distances). L'hypothèse prise pour quantifier les effets de la PMD sur les lignes de transmission est une distribution aléatoire de la biréfringence (distribution de Maxwell en première approximation). Cette approche permet de dire que la valeur du DGD va croître proportionnellement avec la racine carrée de la longueur de fibre ($L^{1/2}$).

Le coefficient de PMD traduit cette évolution :

$$PMD_{coeff} = \frac{\langle \Delta\tau \rangle}{L^{1/2}}$$

Ainsi, la PMD se traduit par une gigue temporelle (interférence inter-symbole) dont les effets sur le récepteur vont être d'autant plus pénalisants que le débit est élevé⁴⁵. Nous pouvons penser que le format RZ sera plus résistant à la PMD puisque les symboles peuvent être plus courts que le temps bit.

En prenant comme hypothèse que l'impulsion possède une forme gaussienne, l'expression empirique suivante traduit la relation entre coefficient de PMD et débit numérique du signal (N) :

$$N^2 \cdot L \approx \frac{0.020}{PMD_{coeff}^2}$$

Il ressort de cette présentation des effets physiques intervenant dans les systèmes optiques longue distance, que les dégradations (en terme de pénalité dans le système par exemple) vont croître avec le débit du signal et la longueur de la transmission.

De plus, ces effets sont étroitement liés (couplage des paramètres mis en jeu) ce qui a pour conséquence de rendre encore plus difficile leur étude et la mise en œuvre de solutions technologiques capables de les réduire.

2.2 Traitement du signal tout-optique dans les réseaux de télécommunications

Depuis l'avènement des amplificateurs optiques en ligne, les longueurs de transmission sur fibre optique ont considérablement augmenté et les réseaux se sont simplifiés. Nous allons voir dans cette partie que les recherches en amont menées sur ce sujet portent essentiellement sur la réalisation de fonctions tout-optiques permettant d'effectuer les opérations de traitement du signal nécessaires à tous les réseaux de télécommunications.

Nous allons nous concentrer sur les fonctions optiques de régénération qui historiquement, étaient réalisées par conversion optique / électrique / optique (O/E/O) du signal. Ce type de régénérateur peut être considéré comme idéal en terme d'efficacité de régénération puisqu'il ne transmet qu'un minimum d'erreurs (fonction optimisée). Nous pourrions comparer régénérateurs opto-électroniques et régénérateurs tout-optiques.

Nous allons aussi présenter les différentes opérations de régénération et les outils nécessaires à l'évaluation des qualités régénératives d'une fonction optique.

2.2.1 Les réseaux tout-optiques

Dans le contexte de ces futurs réseaux, les fonctions tout-optiques de traitement du signal pourront être utilisées à différents endroits stratégiques. Elles vont devoir réaliser des opérations complexes jusqu'ici réservées à l'électronique.

Nous nous intéressons dans cette partie aux différentes applications pressenties pour de telles fonctions.

La première application est historiquement la réalisation de transmissions terrestres et sous-marines très longue distance. L'introduction de régénérateurs optiques parfaits le long de la transmission doit théoriquement permettre des transmissions « quasi-infinies », puisque le signal est remis en forme après chaque répéteur^{46,47} éliminant les dégradations dues à la propagation.

La seconde application est l'installation, dans les réseaux plus complexes que les liaisons point à point, de régénérateurs au niveau des nœuds de commutation (brassage) pour réaliser les opérations nécessaires sans dégradation du signal⁴⁸. On peut aussi imaginer des fonctions

optiques réalisant des opérations de traitement du signal « bit à bit » comme la reconnaissance de trame⁴⁹, la réalisation de portes logiques⁵⁰ ou de registres à décalage⁵¹. De telles fonctions optiques devront être transparentes au débit et au format pour harmoniser les réseaux possédant chacun des caractéristiques propres.

La dernière application consiste à améliorer un récepteur en fin de transmission en utilisant une fonction optique non-linéaire⁵². Cette opération permet d'améliorer la sensibilité du récepteur opto-électronique qui, à des débits élevés, nécessite un signal de très bonne qualité pour pouvoir fonctionner. On peut aussi réaliser des opérations de démultiplexage temporel optique devant le récepteur, qui auront pour effet de revenir à un débit plus bas mais aussi « d'améliorer » la réception.

La notion « d'amélioration » de la qualité du récepteur est liée au fait que si l'on modifie certaines caractéristiques physiques du signal devant le récepteur, on va améliorer (ou au contraire) dégrader la sensibilité de ce dernier.

2.2.2 Les principes de la régénération tout-optique

Dans cette partie, nous allons nous intéresser aux principes de régénération du signal optique en rappelant dans un premier temps les principes de fonctionnement des régénérateurs opto-électroniques pour ensuite essayer de les comparer avec les régénérateurs tout-optiques.

Pour ce faire, nous allons rappeler le fonctionnement des différentes fonctions optiques pour la régénération rencontrées dans la littérature, puis nous présenterons les caractéristiques fondamentales de régénération d'un signal au travers de telles fonctions.

a) Analogie avec les régénérateurs opto-électroniques

Nous pouvons rappeler les étapes de fonctionnement d'un répéteur opto-électronique. Tout d'abord, il transforme le signal optique en signal électrique. Cette opération, dans le contexte des télécommunications, nécessite une discrimination des « 1 » et des « 0 » via un circuit électronique réalisant une prise de décision (le signal électrique en sortie est supposé parfait). Ensuite, le signal électrique est codé sur la porteuse optique à l'aide d'un modulateur électro-optique (généralement en intensité).

Ainsi, le signal en sortie possède les mêmes caractéristiques physiques que le signal à l'origine de la transmission (taux d'extinction, rapport signal sur bruit optique, gigue). Par contre, en terme d'information, le dispositif de prise de décision non idéal a inévitablement commis des erreurs, dues d'une part à la dégradation des données lors de la propagation et d'autre part à la nature de la prise de décision électrique⁵³.

En ce qui concerne les répéteurs tout-optiques, les principes restent valables. On distingue :

- Un seuil de décision « optique » qui va séparer l'intensité des « 1 » des « 0 » via une fonction de transfert non-linéaire ». A la différence du traitement électrique, le signal de sortie n'est pas parfait. Le bruit optique n'est pas enlevé mais simplement transformé. Nous allons voir un peu plus tard que le passage dans une fonction de transfert non-linéaire va modifier les densités de probabilité du bruit.
- Une amélioration du rapport signal sur bruit optique via la transmission non-linéaire du bruit et / ou la conversion de porteuse optique.

- Un taux d'extinction de sortie déterminé par l'amplitude de modulation de la fonction de transfert non-linéaire.
- Une réduction de la gigue temporelle en configuration 3R.

b) La régénération 1R (Ré-amplification)

Nous avons vu que l'amplification dégradait le rapport signal sur bruit. Néanmoins, cette opération permet au signal de se propager plus loin, ce qui correspond bien à une première étape de régénération tout-optique du signal. On peut donc qualifier cette opération d'étape préliminaire à une régénération du signal.

c) La régénération 2R (Ré-amplification et Remise en forme)

La seconde étape de régénération est la régénération 2R qui va ré-amplifier le signal mais aussi le remettre en forme. Elle doit permettre de compenser l'accumulation du bruit des amplificateurs optiques soit en convertissant les données sur une porteuse non bruitée, soit en améliorant le taux d'extinction du signal.

La Figure 15 présente le schéma de principe du régénérateur 2R (pour le cas particulier d'une inversion de polarité des données).

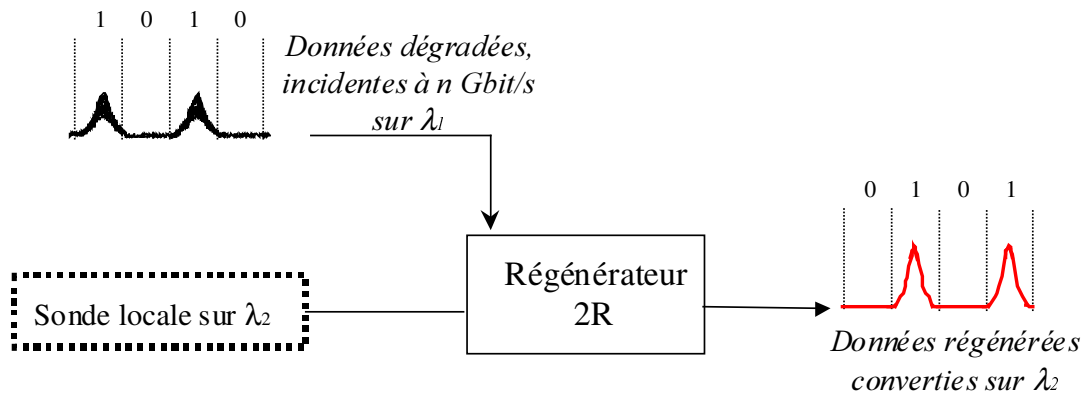


Figure 15 : Principe de la régénération 2R avec conversion de longueur d'onde

Si λ_1 et λ_2 sont différentes, on est en régime de conversion de longueur d'onde réalisée dans le régénérateur par saturation croisée du gain (pour les dispositifs à base de SOA) ou par absorption (dispositif à base de modulateur à électro-absorption) ou bien par mélange d'onde (basé sur le mélange à quatre ondes). La nature de la fonction optique (régénérateur) va conditionner la forme de fonction de transfert. Nous verrons plus tard l'importance de la non-linéarité de cette fonction de transfert pour la qualité de la régénération. Pour cette configuration, le fait de convertir les données sur une sonde locale « propre » puisque n'ayant pas subi de dégradation par accumulation de bruit, est une étape très importante de régénération du signal.

La forme des données en sortie du régénérateur (format de modulation) sera directement liée au régime de fonctionnement du régénérateur (déterminé par la forme de la fonction de transfert).

Si λ_1 et λ_2 sont égales, ce qui correspond au fait qu'il n'y a plus de sonde locale, on est en régime d'auto-saturation. Ce régime de fonctionnement ne permet pas de conversion de porteuse ce qui induit que la régénération du signal ne va être réalisée que par amélioration du taux d'extinction (cas notamment des absorbants saturables).

d) La régénération 3R (Ré-amplification, Remise en forme et Re-synchronisation)

La différence fondamentale avec la régénération 2R, est que dans le cas de la régénération 3R la sonde locale est une horloge optique synchrone avec les données en entrée du régénérateur. Nous pouvons rappeler que l'augmentation des débits par canal, conjuguée à l'augmentation du nombre de canaux, tend à favoriser l'efficacité des effets non-linéaires sur le signal. L'effet le plus pénalisant qui en résulte est la présence de gigue temporelle sur le signal, non compensable avec une régénération 2R.

La récupération d'horloge optique n'ont pas été étudiées pendant la thèse mais nous pouvons simplement dire qu'elle peut se faire de manière électrique (par détection puis filtrage) ou bien de manière tout-optique (lasers à modes bloqués stables temporellement ou lasers semi-conducteurs auto-pulsants⁵⁴).

Le schéma de principe de la régénération 3R est présenté sur la Figure 16 (toujours pour le cas particulier d'une inversion de polarité des données).

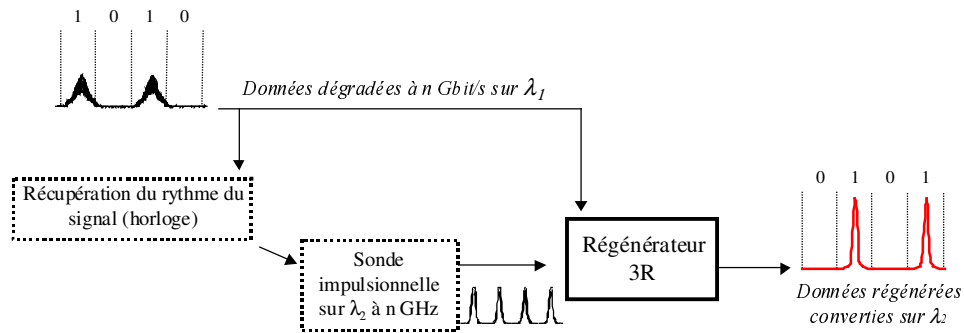


Figure 16 : Principe de la régénération 3R avec conversion en longueur d'onde

Dans le cas général, on aura le même type de fonction optique que dans le régénérateur 2R. Si nous sommes en régime de saturation croisée (λ_1 et λ_2 différentes), la régénération consiste en la réduction du bruit par changement de porteuse optique. La forme de la fonction de transfert et la position du point de fonctionnement permettent aussi d'améliorer le taux d'extinction et de modifier les distributions de probabilité du bruit optique.

Si λ_1 et λ_2 sont égales, nous nous trouvons dans le cas correspondant à la technique de modulation synchrone utilisée sur les lignes de transmissions de type RZ et soliton⁵⁵. Pour ce type de régénération bien spécifique, le régénérateur n'est autre qu'un modulateur d'intensité piloté par le signal électrique de l'horloge récupérée. Les données désynchronisées dans leur temps bit du fait des dégradations subies lors de la transmission non-linéaire vont passer dans le modulateur associé à un filtre optique pour y être resynchronisées (création d'un puit de potentiel dans le temps bit qui va tendre à recentrer l'impulsion dans son temps bit). La

régénération par modulation synchrone va principalement réduire les effets de gigue temporelle.

2.2.3 Les améliorations du signal dans les régénérateurs

Dans cette partie, nous allons nous intéresser aux transformations du signal lors de son passage dans un régénérateur tout-optique.

Tout d'abord, il est important de rappeler l'intérêt d'avoir une fonction de transfert non-linéaire pour réaliser des opérations de régénération. Nous verrons ensuite comment la transmission non-linéaire modifie le signal et comment cette amélioration se traduit en terme de taux d'erreurs binaires et de rapport signal sur bruit optique.

a) La fonction de transfert non-linéaire dans les régénérateurs

La fonction de transfert est obtenue en faisant varier la puissance optique en entrée de la fonction optique et en mesurant la puissance de sortie.

Nous avons représenté temporellement sur la Figure 17 la transmission non-linéaire des signaux optiques de type NRZ au travers d'une fonction du type sécante hyperbolique. Pour un point de fonctionnement donné (de la puissance optique moyenne en entrée), on pourra atténuer les fluctuations du bruit optique sur les « 1 » et les « 0 » si la fonction de transfert possède une double non-linéarité (dispositif possédant un seuil et une saturation).

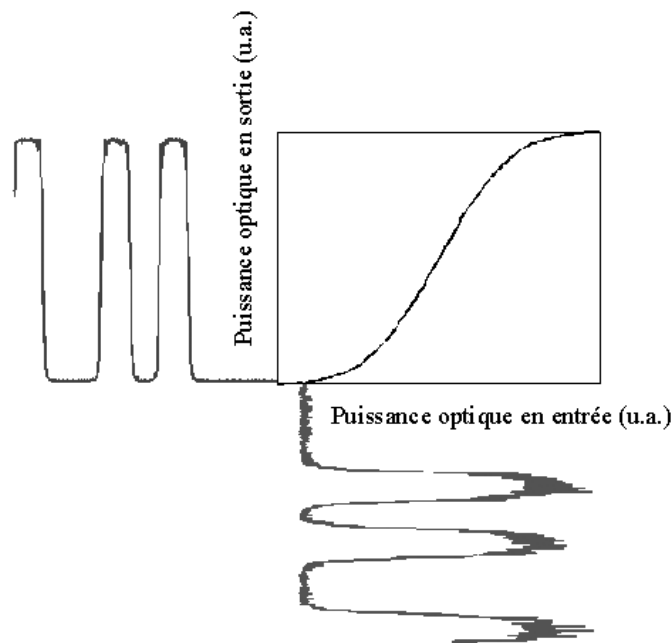


Figure 17 : Transmission non-linéaire (représentation temporelle)

Dans le cas des fonctions de transfert ne possédant qu'une seule non-linéarité (un seuil ou bien une saturation), on aura une réduction du bruit uniquement sur les « 0 » ou les « 1 ».

C'est sur ce principe de transmission non-linéaire du signal que nous allons pouvoir réaliser une opération de régénération tout-optique en auto-saturation (sans conversion de longueur d'onde) ou en saturation croisée (avec conversion de longueur d'onde).

b) Les densités de probabilité du bruit

Cet aspect statistique du comportement du bruit dans les dispositifs de régénération optique est étudié en externe⁵⁶ mais aussi en interne par Laurent Bramerie qui effectue une thèse au sein du laboratoire sur la régénération optique⁵⁷.

En reprenant la Figure 10, nous avons défini les densités de probabilité du bruit sur le signal. Nous pouvons simuler en nous basant sur une fonction de transfert non-linéaire du type sécante hyperbolique, la transformation des densités de probabilité initialement gaussiennes (hypothèse sur le bruit optique en régime linéaire).

Cette hypothèse n'est plus valable si le signal et le bruit ont déjà subit une transmission non-linéaire au préalable (cas de passages multiples dans un régénérateur).

Sur la Figure 18, nous présentons la densité de probabilité (DDP) de bruit optique gaussien en entrée d'une fonction optique non-linéaire. Sur la Figure 18 (a), nous avons une représentation en échelle linéaire des densités de probabilité en fonction de l'intensité électrique détectée, permettant de lire la valeur moyenne du signal sur les « 1 » et les « 0 » notée respectivement $I_{\langle 1 \rangle}$ et $I_{\langle 0 \rangle}$. Le taux d'extinction est de 8 dB.

Nous pouvons aussi déterminer l'écart type par rapport aux valeurs moyennes $\sigma_{\langle 1 \rangle}$ et $\sigma_{\langle 0 \rangle}$.

Sur la Figure 18 (b), nous avons une représentation en échelle logarithmique permettant de visualiser les queues des distributions et de déterminer le point de croisement des distributions sur les « 1 » et sur les « 0 », que nous notons I_{SEUIL} .

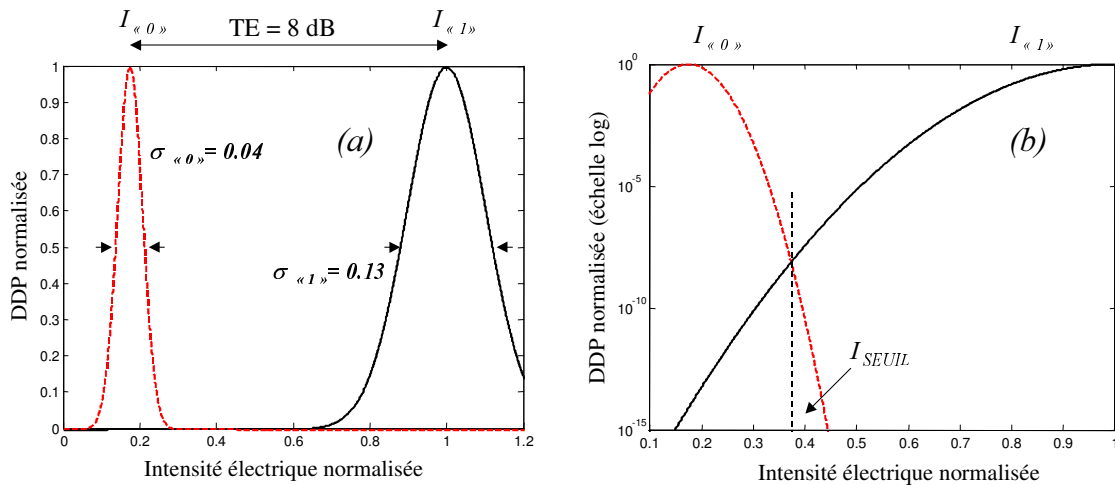


Figure 18 : Densités de probabilité gaussiennes du bruit sur le signal

Sur la Figure 19, nous présentons une fonction de transfert typique (modèle Arctangente pouvant représenter une fonction de transfert d'un interféromètre non-linéaire). Pour un signal en entrée possédant un taux d'extinction de 8 dB, le contraste en sortie sera de 10 dB (le point de fonctionnement est déterminé par I_{SEUIL}). Cette courbe correspond à la fonction de transfert non-linéaire utilisée dans cette simulation.

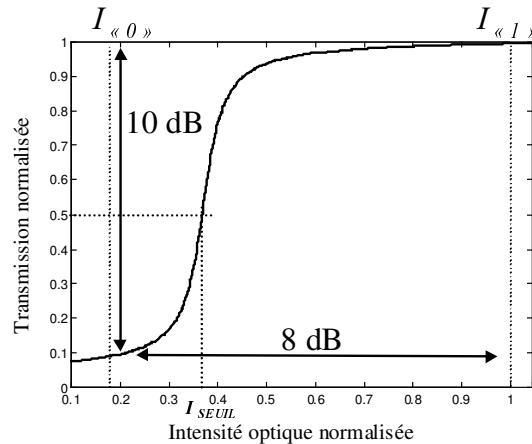


Figure 19 : Transmission non-linéaire d'une porte optique pour la régénération

Les paramètres que nous utilisons sont :

- le seuil optique (dans un soucis de simplification du problème, nous supposons un détecteur idéal, à savoir que seuil électrique et seuil optique coïncident) que nous allons placer au niveau du seuil électrique I_{SEUIL} .
- le taux d'extinction de sortie de 10 dB pour un taux d'extinction d'entrée de 8 dB.
- La forme de la courbe qui va modifier la forme des densités de probabilité du bruit optique.

Les densités de probabilité du bruit transmis sont présentées sur les Figure 20 (a) et (b). Nous pouvons observer sur la représentation linéaire (a) que cette transmission a modifié notablement l'écart type des distributions correspondant à une amélioration du facteur Q. Nous remarquons que l'intensité de seuil après transmission correspondant au croisement des distributions, va aussi être modifiée ($I_{t SEUIL} \neq I_{SEUIL}$).

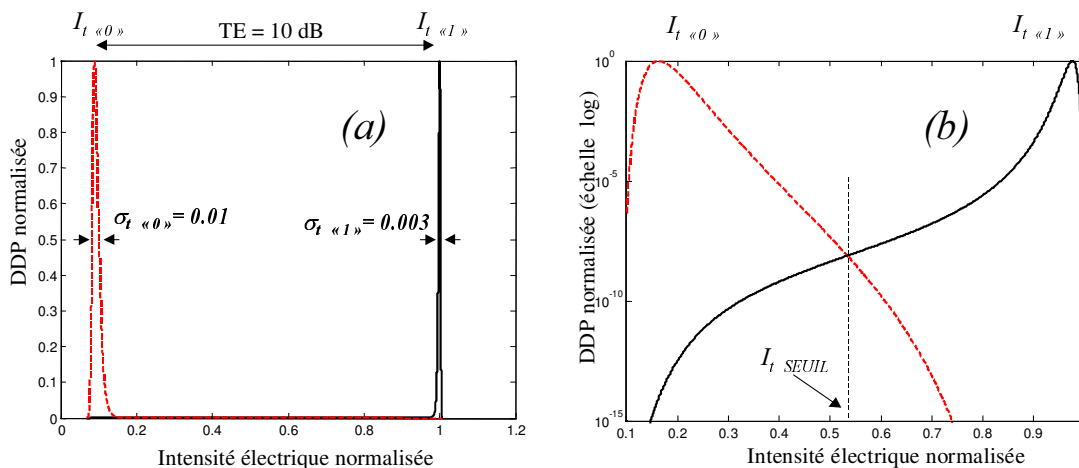


Figure 20 : Densités de probabilité du bruit sur le signal en sortie de la fonction optique non-linéaire

Ces modifications se traduisent directement par une transformation du bruit lors du passage dans une fonction optique non-linéaire. A partir des densités de probabilité du bruit, on peut exprimer la probabilité de faire une erreur en mesurant un « 1 » à la place d'un « 0 ». Cette probabilité d'erreurs va permettre de calculer le taux d'erreurs binaires défini comme le

rapport entre le nombre d'erreurs commises sur le nombre total d'événements (nombre total de bit détectés). Les erreurs sur le signal d'information sont provoquées par la présence de bruit et les transformations du signal, mais elles sont « figées » par le récepteur.

L'expression analytique du taux d'erreurs en fonction de l'intensité seuil, est donnée par l'équation (1.17).

$$TEB = \frac{\int_{-\infty}^{I_{SEUIL}} Pe^"1"(I).dI}{\int_{-\infty}^{+\infty} Pe^"1"(I).dI} = \frac{\int_{I_{SEUIL}}^{+\infty} Pe^"0"(I).dI}{\int_{-\infty}^{+\infty} Pe^"0"(I).dI} \quad (1.17)$$

Dans ces conditions, on peut calculer à partir des densités de probabilité, le taux d'erreurs en fonction du seuil de décision électrique après détection du signal optique.

Sur la Figure 21, nous présentons la transformation du taux d'erreurs provoquée par la transmission du signal dans une fonction optique non-linéaire du type régénérateur. Nous avons simulé un régénérateur présentant une double non-linéarité en transmission. Le calcul du taux d'erreurs se fait en fonction de I_{SEUIL} supposé être le seuil électrique proportionnel à l'intensité optique. Nous n'avons pas ajouté du bruit électrique et considéré une prise de décision électrique idéale.

Les résultats donnent plusieurs informations :

- Les distributions du bruit optique perdent leur forme gaussienne ce qui implique que l'on ne peut plus calculer le taux d'erreurs binaires à partir du facteur Q.
- La position du seuil pour avoir le minimum d'erreur après la transmission non-linéaire, va dépendre du point de fonctionnement.
- L'amélioration du facteur Q (réduction de l'écart type des distributions de bruit) devient indépendante du taux d'erreurs.
- L'amélioration du taux d'extinction est indépendante du taux d'erreurs et ne dépend que du contraste de la fonction de transfert.
- La transmission non-linéaire ne va jamais améliorer le taux d'erreurs (dans la réalité, il sera inévitablement dégradé).
- La présence d'un « plancher d'erreurs » est reliée à la transformation des densités de probabilité au travers de la fonction non-linéaire. Le « plancher d'erreurs » correspond au cas de figure où les « queues » des distributions des densités de probabilité forment un plancher. Le taux d'erreurs binaires y est constant en fonction de I_{SEUIL} .

Nous pouvons facilement envisager que plusieurs passages dans un régénérateur vont accentuer la réduction du bruit sur le signal. Cette opération peut-être observée expérimentalement en boucle à recirculation. Elle correspond à une concaténation⁵⁸ de la fonction de transfert non-linéaire (chaque passage supplémentaire correspond à une élévation au carré), qui tend à réaliser une prise de décision optique idéale (fonction de transfert en « marche d'escalier »).

La caractérisation complète d'une opération de régénération ne pourra donc se faire qu'en boucle à recirculation.

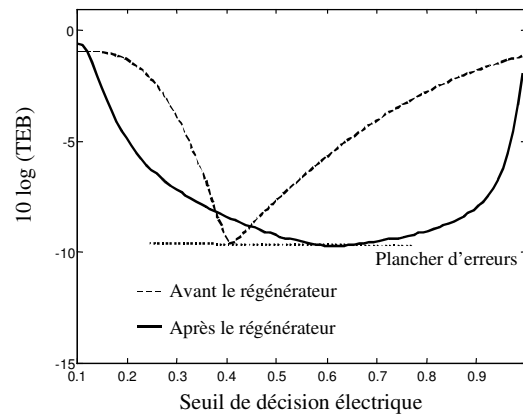


Figure 21 : Transformation du taux d'erreurs binaires dû à la transmission non-linéaire d'un régénérateur optique

c) Le rapport signal sur bruit optique

Nous venons de voir que la transmission non-linéaire dans les fonctions optiques pour la régénération avait pour effet une redistribution du bruit optique. La conséquence de ce processus est la retranscription des erreurs au travers des régénérateurs (tout-optiques ou opto-électroniques).

Indépendamment des erreurs, nous avons vu aussi que la transmission non-linéaire pouvait améliorer le facteur Q (amélioration du taux d'extinction combinée à la réduction de l'écart type des densités de probabilité du bruit).

L'amélioration du rapport signal sur bruit optique est encore plus importante dans les dispositifs convertisseurs en longueur d'onde, puisque les données sont copiées sur porteuse propre qui n'a pas subi de transmission et par conséquent l'accumulation du bruit des amplificateurs optiques.

Ainsi, nous pouvons simplement dire que les régénérateurs optiques peuvent globalement améliorer les qualités physiques du signal.

2.3 Les fonctions optiques à base d'amplificateurs à semi-conducteurs

Les fonctions optiques que nous avons étudiées pendant la thèse possèdent un composant optique commun : l'amplificateur à semi-conducteurs.

Avant de passer aux architectures des régénérateurs complets, il est important d'introduire les caractéristiques fondamentales des amplificateurs à semi-conducteurs (SOA) pour le

traitement du signal optique. Historiquement, ils ont été réalisés pour amplifier les signaux optiques dans les systèmes de télécommunications⁵⁹. Cependant, du fait des non-linéarités de gain importantes jusqu'à 10 Gbit/s, cette application a été mise entre parenthèse. Néanmoins, nous pouvons citer les récentes études pour réduire ces non-linéarités (amplificateur à semi-conducteurs à gain « clampé »⁶⁰).

Du fait des distorsions apportées au signal, les non-linéarités ont été exploitées avec succès depuis les années 1990 pour le traitement tout-optique du signal et particulièrement grâce à des dispositifs interférométriques appelés « portes optiques non-linéaires »⁶¹.

2.3.1 Caractéristiques statique et dynamique des SOA

Tout d'abord, les amplificateurs optiques à semi-conducteurs sont des lasers à semi-conducteurs dont les faces clivées ont été traitées « anti-reflet » afin d'obtenir un élargissement homogène de la raie laser. En régime « petit signal », l'amplificateur, qui peut être modélisé comme un réservoir de photons susceptibles d'être stimulés, va générer en moyenne pour un photon en entrée, G_0 photons en sortie (gain petit signal).

A partir d'un certain nombre de photons en entrée P_{in} , le « réservoir » ne peut plus fournir assez de photons et l'amplificateur fonctionne en régime de saturation. A la puissance P_{sat} en entrée, pour un photon en entrée, on a $G_0/2$ photons en sortie. On peut écrire en première approximation, la loi de saturation du gain des amplificateurs optiques :

$$G(P_{in}) = \frac{G_0}{1 + \frac{P_{in}}{P_{sat}}} \quad (1.18)$$

Dans les amplificateurs optiques à semi-conducteurs, lorsque l'on coupe le flux optique en entrée, le gain saturé retrouve sa valeur « petit signal » rapidement : ≈ 100 ps ; ce temps de recombinaison peut être raccourci si une onde « auxiliaire » intense est présente dans l'amplificateur⁶².

Nous avons représenté sur la Figure 22 le processus de compression dynamique du gain au passage dans la zone active de l'amplificateur à semi-conducteurs d'une impulsion saturante. Le gain chute pour revenir à sa valeur initiale, en un temps qui devra être inférieur à la centaine de picosecondes nécessaires pour réaliser des modulations à 10 Gbit/s.

La profondeur de modulation est fonction de la puissance crête de l'impulsion saturante (G_{max} et G_{min} sont fonction de P_{in}). Elle est caractérisée par le taux de compression T_c (statique et dynamique sont confondus si la modulation n'est pas trop rapide).

$$T_c = \frac{G_{max} - G_{min}}{G_{max}} \quad (1.19)$$

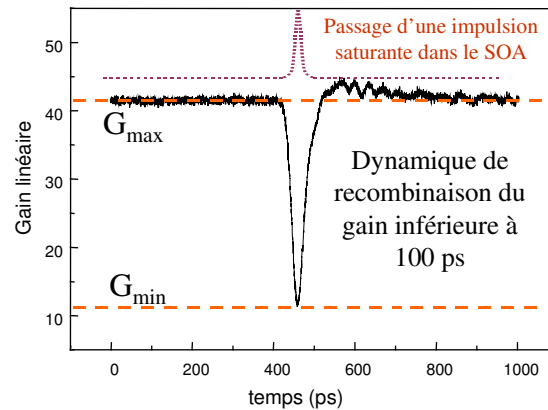


Figure 22 : Compression dynamique du gain dans les SOA

2.3.2 La conversion de longueur d'onde

Le gain des amplificateurs optiques à semi-conducteurs étant homogène, tous les champs amplifiés subissent le même gain ainsi que ses éventuelles modulations (dans la bande d'amplification). Sur ce principe, si on injecte un signal modulé suffisamment puissant (pompe), le gain du SOA est lui aussi modulé. Si on injecte un autre signal continu à une longueur d'onde différente (sonde), ce signal va subir le gain modulé par la pompe. Ce phénomène est appelé « modulation croisée du gain » (Cross Gain Modulation ou bien XGM).

Si la pompe porte des données (modulation d'amplitude dans la transmission), ces données vont être copiées sur la sonde.

Cette configuration pompe / sonde est une première fonction optique de traitement du signal qui réalise une conversion de porteuse optique.

Si les données sont très rapides et que le gain n'a pas le temps nécessaire pour revenir dans son état initial, la profondeur de modulation des données baisse.

2.3.3 La modulation de la phase

Dans les structures semi-conductrices existe un couplage entre l'amplitude et la phase du champ lors de sa propagation.

Plus la puissance optique est grande et plus la densité de porteurs de charge dans la zone active est faible. Ainsi, plus la puissance optique est faible et plus le milieu est dense⁶³.

Le couplage phase / amplitude est exprimé comme la variation de l'indice matériau (n') par rapport à la variation du gain ou de l'absorption (n''). Ces grandeurs sont reliées entre elles par les relations de Kramers-Kronig. Nous utilisons donc la définition suivante :

$$\alpha_H = \frac{\partial n' / \partial N}{\partial n'' / \partial N} \quad (1.20)$$

α_H est le coefficient phase / amplitude dans les structures semi-conductrices (coefficient de Henry) et N la densité de porteurs dans la zone active du SOA.

En configuration pompe / sonde, le gain modulé par la pompe induit un déphasage de la sonde. Ce phénomène est appelé « modulation croisée de la phase » (Cross Phase Modulation - XPM).

L'expression du déphasage est donnée par la relation suivante :

$$\Delta\phi = -\frac{\alpha_H}{2} \frac{\Delta G}{G} \quad (1.21)$$

Ce principe est à la base du fonctionnement des interféromètres non-linéaires, dont le fonctionnement a déjà été présenté, et qui sont largement utilisés pour la régénération active à base d'amplificateurs à semi-conducteurs.

2.3.4 Les interféromètres non-linéaires à base de SOA

Tout d'abord, la caractéristique transmission / phase d'un interféromètre permet d'obtenir une fonction de transfert possédant deux non-linéarités. Nous avons vu qu'avec ce type de fonctions, il devient possible de régénérer les « 1 » et les « 0 » si l'on choisit le bon point de fonctionnement.

Ensuite, avec l'accroissement des débits de transmission (>10 Gbit/s), le temps de recombinaison des porteurs dans le SOA est devenu un facteur limitant⁶⁴. L'introduction d'amplificateurs à semi-conducteurs dans les bras d'un interféromètre va permettre, par modulation croisée de la phase, de produire un déphasage de π correspondant à un taux de compression du gain du SOA de l'ordre de 3 dB.

Il devient possible d'avoir des bons contrastes de sortie sans avoir recours à des modulations importantes du gain. Les temps de recombinaisons sont ainsi diminués et des opérations de traitement du signal supérieures à 10 Gbit/s⁶⁵ sont réalisables.

Le principe de fonctionnement est basé sur le mode différentiel décrit dans la première partie. Nous pouvons alors obtenir des fenêtres de transmission temporelles de largeurs variables. Si la sonde est continue comme sur la Figure 5, nous sommes en fonctionnement 2R. Si par contre nous utilisons une horloge optique comme sonde impulsionnelle, nous sommes en fonctionnement 3R ce qui permet d'avoir un signal non déformé si la fenêtre temporelle est suffisamment large par rapport aux impulsions d'horloge.

L'inconvénient principal de ce type de structure est sa grande sensibilité aux conditions extérieures (les petites variations de longueur de trajet optique vont se traduire par une variation de phase importante).

3 Etat de l'art de la régénération

Nous avons présenté dans ce chapitre la vocation et les grands principes de la régénération du signal dans les systèmes de transmission optique linéaire.

Il existe aussi de nombreuses techniques qui permettent de réaliser de la régénération du signal à différents degrés.

Dans cette partie, nous allons tenter de réaliser un état de l'art des performances des fonctions optiques pour la régénération, en séparant les différents types de régénérateurs et de régénérations.

Pour chaque fonction, nous allons essayer de présenter les performances en système, mais aussi les performances de fonctionnement en terme de taux d'extinction, d'amélioration du rapport signal sur bruit et de pénalité sur le récepteur, et ce pour les travaux les plus récents (les travaux originels ayant déjà été cités).

Ainsi, nous pourrons garder ces valeurs en tête pour les comparer à celles obtenues théoriquement et expérimentalement dans la thèse.

Nous rappelons les deux types de régénérateurs étudiés :

- Les dispositifs actifs consommateurs d'énergie pouvant réaliser différentes opérations de traitement du signal dans les réseaux complexes comme la conversion de longueur d'onde, la conversion de format et bien entendu la régénération du signal.
- Les dispositifs passifs basés sur un principe physique permettant une transmission non-linéaire des données se traduisant par l'amélioration du taux d'extinction.

Nous rappelons aussi les deux types de régénération étudiés :

- Le 2R qui va effectuer une remise en forme des données dans le cadre des transmissions limitées principalement par les dégradations linéaires (accumulation du bruit des amplificateurs optiques).
- Le 3R qui va remettre en forme les données et les resynchroniser dans leur temps bit dans le cadre des transmissions limitées par des dégradations non-linéaires (XPM, FWM) permettant de réduire les effets de gigue temporelle.

3.1 Les dispositifs passifs pour la régénération 2R

L'objectif des études menées sur le sujet est d'obtenir des composants réalisant des opérations d'auto-régénération du signal, transparents au débit des données et surtout de faible coût de production et de fonctionnement (pour une application industrielle).

Nous retiendrons les composants fonctionnant en auto-déclenchement, c'est à dire que la transmission non-linéaire est provoquée par la puissance crête des données (auto-saturation) mais aussi des dispositifs fonctionnant en déclenchement croisé (pompe / sonde) comme le NOLM. Cette configuration sera largement étudiée dans le reste de la thèse puisque c'est sur ce principe que fonctionnent les régénérateurs que nous avons utilisés.

3.1.1 Les absorbants saturables passifs à semi-conducteurs

Le principe de l'absorption excitonique dans les structures semi-conductrices à multi-puits quantiques permet aujourd'hui grâce à différentes techniques d'obtenir des temps de réponse très rapides⁶⁶, et de réaliser ainsi des fonctions optiques pour la régénération du signal à très haut débit⁶⁷.

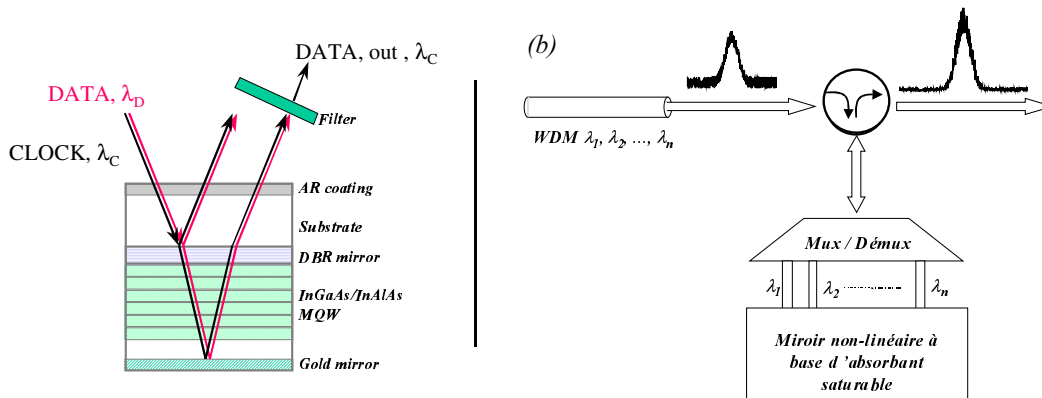


Figure 23 : Principe du miroir non-linéaire à base d'absorbant saturable (a) - Application à la régénération des systèmes WDM (b)

Sur la Figure 23 (a), on présente le miroir non-linéaire constitué par une superposition de puits quantiques dans une cavité verticale⁶⁸. En dessous de P_{sat} , l'absorbant saturable est « bloqué » et le miroir ne transmet pas. Au-dessus, la puissance optique est transmise proportionnellement à la puissance incidente. Cette configuration permet une régénération des « 0 » uniquement puisque ces derniers ne sont pas transmis (réduction du bruit sur les « 0 »⁶⁹). Nous observons aussi une amélioration du taux d'extinction, due au fait que les « 1 » sont mieux transmis que les « 0 ». La performance la plus significative présentent une amélioration de 3 dB du taux d'extinction et une amélioration de 30% de la distance de transmission (à 40 Gbit/s)⁷⁰.

Ce type de fonction optique pour la régénération présente deux intérêts majeurs pour les futurs systèmes de télécommunications à très haut débit. D'une part, la réalisation du miroir non-linéaire maîtrisée, il semble possible de régénérer simultanément plusieurs longueurs d'onde dans les systèmes WDM (on pourra se reporter à la Figure 23 (b)). D'autre part, le composant est complètement intégré et à priori très peu sensible aux variations extérieures.

3.1.2 L'automodulation de la phase dans les fibres

Cette technique est dérivée du principe du filtrage étroit dans le cadre de la modulation synchrone (présenté par Mamyshev⁷¹). Elle est basée sur le décalage en fréquence des « 1 » par rapport aux « 0 » par auto-modulation de la phase dans les fibres non-linéaires possédant une aire effective plus petite que dans les fibres standards (on peut citer les fibres à dispersion décalée réunies sous la norme ITU G653 ou bien les fibres à cristaux photoniques).

Un filtrage sélectif des « 1 » permet une amélioration du taux d'extinction (les « 0 » n'étant que partiellement transmis).

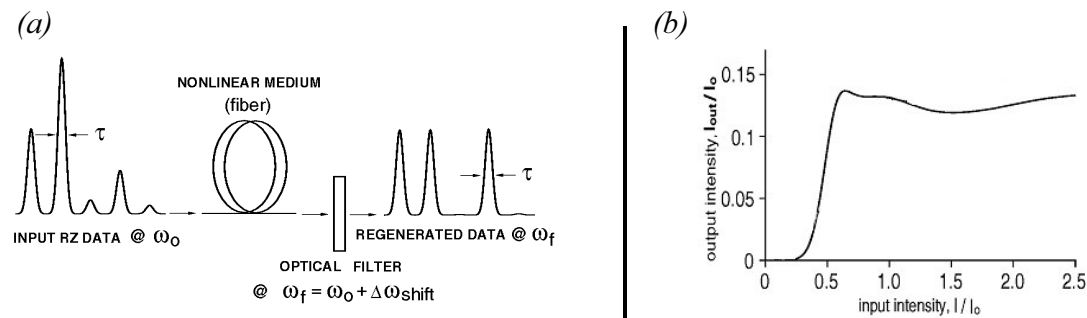


Figure 24 : Principe de fonctionnement du dispositif (a) et fonction de transfert correspondante (b)

Sur la Figure 24 (a), nous avons une représentation temporelle de l'effet de régénération 2R par automodulation de phase. En entrée, les données de forte puissance vont être décalées spectralement de la quantité $\Delta\omega_{shift}$ et vont être transmises au travers du filtre passe bande décalé en fréquence. Ainsi nous pouvons observer la fonction de transfert du dispositif non-linéaire en intensité sur la Figure 24 (b). Plus la puissance crête est importante et meilleure est la transmission dans le filtre. La saturation de la courbe correspond aux puissances crêtes qui vont entraîner un décalage en fréquence trop important (au-delà du filtre) qui ne seront pas transmises.

L'automodulation de la phase est un phénomène très rapide (lié à l'effet Kerr et de l'ordre de 10^{-15} s) ce qui en fait un dispositif très intéressant pour les systèmes de régénération à très haut débit (liaisons point à point terrestres ou sous-marines). Ce type de régénération est insensible à la polarisation. L'inconvénient est qu'une telle technique n'est valable qu'en monocanal.

Une amélioration du taux d'extinction de 3 dB pour une transmission à 40 Gbit/s a été récemment rapportée⁷² avec un tel dispositif. La faiblesse de cette technique est de ne fonctionner qu'avec de très bons taux d'extinction en entrée (pour avoir une discrimination suffisante des données en fréquence) et de nécessiter de très fortes puissances optiques.

3.1.3 La Boucle optique non-linéaire (NOLM)

Le NOLM est un interféromètre non-linéaire⁷³ basé sur l'interféromètre de Sagnac, largement étudié dans la littérature. Dans cette partie, nous nous intéresserons uniquement au NOLM tout fibré possédant une non-linéarité en transmission basée sur l'automodulation de la phase dans les fibres non-linéaires. Le principe de base est présenté sur la Figure 25. Le NOLM est une boucle fibrée réglée par construction sur l'extinction (interférences destructives en sortie). Le signal en entrée (clock pulse) est alors complètement réfléchi.

Si nous injectons un signal intense portant les données dans la boucle (« input signal »), si les impulsions d'horloge et les impulsions de signal coïncident temporellement, il se produit une modulation croisée de la phase sur les « 1 ». Si le déphasage instantané entre les composantes co et contra-propagatives dans le coupleur d'entrée / sortie du NOLM vaut π , tout le signal est transmis en sortie. En filtrant l'horloge en sortie, nous retrouvons les données copiées sur l'horloge (3R) (une conversion de longueur d'onde).

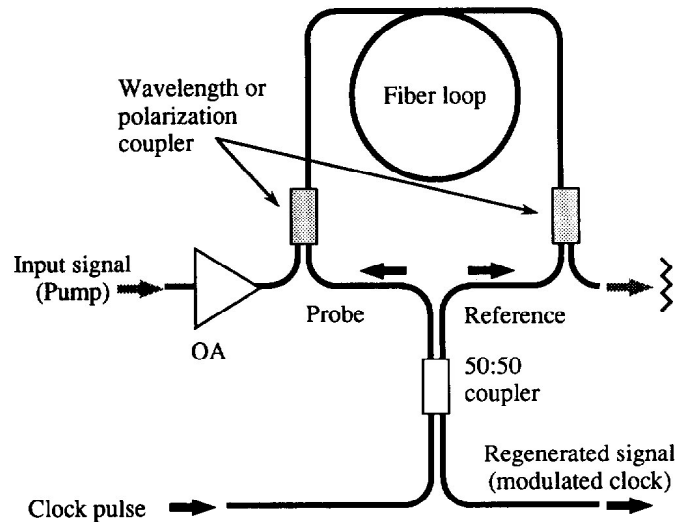


Figure 25 : Architecture du NOLM à fibre pour la régénération

Les applications du NOLM dans le domaine du traitement tout-optique du signal sont diverses : démultiplexage OTDM⁷⁴, régénération à très haut débit (40 Gbit/s)⁷⁵, resynchronisation des données pour les applications de type soliton⁷⁶ ou bien en cascade avec une autre fonction optique régénérative⁷⁷, pour revenir à la longueur d'onde initiale⁷⁸. Dans cette dernière référence, l'amélioration du taux d'extinction après le NOLM est de 10 dB. Tous ces résultats sont donnés pour des NOLM en configuration « transmission ». Le NOLM que nous avons étudié et utilisé, fonctionne lui en configuration « réflexion ». Cette remarque est très importante et sera largement discutée dans le chapitre 3.

3.2 Les dispositifs actifs pour la régénération 2R et 3R

Ces fonctions optiques pour la régénération sont réalisées à partir de composants actifs à semi-conducteurs. Nous avons déjà présenté les caractéristiques dynamiques des amplificateurs à semi-conducteurs qui restent les plus utilisés dans la littérature pour les applications de régénération active. Nous citerons aussi les résultats obtenus avec des modulateurs à électro-absorption (MEA), mais nous allons principalement nous intéresser aux différentes architectures de régénérateur en configuration 2 et 3R.

Nous avons déjà présenté succinctement le principe de l'interféromètre non-linéaire. Dans la littérature, plusieurs types d'interféromètres sont utilisés pour réaliser les fonctions régénératives actives. Nous ne retiendrons que ceux qui ont été étudiés dans un environnement système afin de pouvoir comparer leurs performances.

3.2.1 Les performances des SOA et des MEA

a) Le SOA comme convertisseur de longueur d'onde régénérateur

Nous avons présenté le SOA comme l'élément de base des fonctions optiques pour la régénération que nous allons étudier dans cette thèse. Nous avons déjà présenté les caractéristiques statiques et dynamiques permettant de réaliser un traitement tout-optique du signal.

L'opération de base dans les réseaux dits transparents (à débit d'information par canal variable) est la conversion de longueur d'onde.

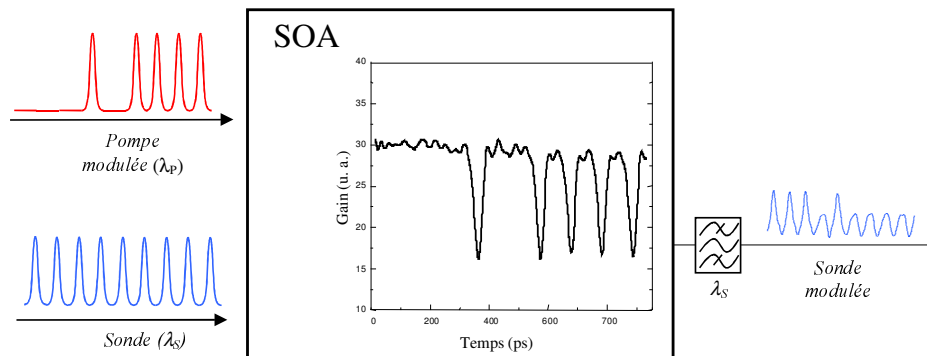


Figure 26 : Principe de la modulation croisée du gain dans les amplificateurs optiques à semi-conducteurs

La Figure 26 présente le principe de la conversion de longueur d'onde par modulation croisée du gain (XGM) dans les SOA. Les données sur la pompe vont moduler le gain du SOA si leur puissance crête est suffisante. La sonde possède une faible puissance optique qui ne va pas moduler le gain du SOA. Nous observons en sortie du SOA la sonde modulée dont le taux

d'extinction va correspondre globalement au taux de compression du gain. On note que l'on peut réaliser cette opération aussi bien avec une sonde impulsionnelle (horloge optique) qu'avec une sonde continue.

Nous ne parlons de régénération que lorsque le signal de sortie (sonde modulée) va présenter une amélioration de certaines caractéristique physiques par rapport à la pompe modulée (en terme de bruit, de taux d'extinction ou de gigue).

La limitation principale du régénérateur à base de SOA est le temps de retour à l'équilibre du gain. L'utilisation de sondes de maintien à la longueur d'onde de la transparence va accélérer la dynamique du gain⁷⁹, mais au détriment de la compression du gain du SOA.

Nous avons typiquement un taux d'extinction de sortie de 6 dB pour une puissance de signal à 10 Gbit/s de 0 dBm dans le SOA (correspond à une compression du gain de 6 dB).

Pour réaliser des opérations de régénération, le taux d'extinction de sortie préconisé est de l'ordre de 9 dB. Pour ce faire, nous pouvons d'ores et déjà présenter la configuration originale que nous avons étudiée pendant la thèse constituée d'un double-étage de SOA (DE-SOA)⁸⁰, qui permet de s'affranchir des faibles modulations du gain du SOA utilisé seul. Aucune étude expérimentale n'a jusqu'ici été réalisée avec cette configuration. Néanmoins, les simulations que nous avons réalisées et présentées dans le chapitre 3 nous donnent une amélioration d'environ 10 dB du taux de compression du double étage par rapport au SOA seul, pour un signal en entrée de 0 dBm.

Un autre technique, plus marginale dans la littérature consiste à utiliser le mélange à quatre ondes hautement dégénéré dans les fibres optiques⁸¹.

b) Le modulateur à électro-absorption (MEA)

Il s'agit de guides optiques constitués de multi-puits quantiques. Le principe de base est l'effet Stark confiné quantiquement (QCSE) qui va atténuer le pic d'absorption excitonique par injection d'un courant électrique transversal aux couches.

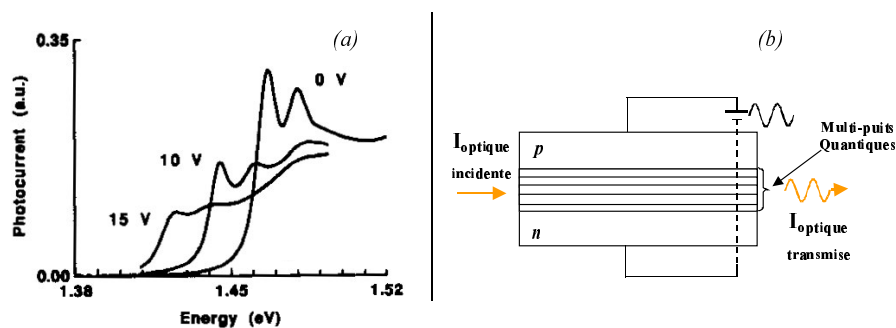


Figure 27 : Principe de modulation en courant de l'absorption (a) – Schéma de principe des modulateurs à électro-absorption (b)

La Figure 27 (a) présente l'atténuation de l'absorption pour trois courants de polarisation. On remarque que plus le courant est important et plus le pic de transmission à 1,465 ev (1,5 μ m) diminue.

La Figure 27 (b) présente la structure de guide d'onde à base de multi-puits quantiques utilisé pour la réalisation de MEA.

Ainsi, une modulation du courant électrique ou de l'intensité optique dans le guide⁸² va permettre de moduler l'absorption et donc entraîner une modulation de la lumière incidente. L'intérêt de ces modulateurs est la dynamique de l'absorption (inférieure à 10 ps) beaucoup plus rapide que celle de la recombinaison des porteurs de charge dans les SOA. On peut dans ces conditions, réaliser des modulations directes à 40 Gbit/s sans pénalité excessive (1,5 dB) et avec un taux d'extinction de sortie supérieur à 15 dB⁸³.

Une transmission à 40 Gbit/s a été réalisée sur 1000 km avec une régénération 3R placée à 500 km. Le régénérateur est constitué de deux MEAs en conversion de longueur d'onde (modulation croisée de l'absorption XAM en configuration pompe / sonde)⁸⁴. Le résultat montre une amélioration de 1,5 dB du facteur Q avec le régénérateur, pour une puissance optique importante (20 dBm en entrée).

3.2.2 Les interféromètres non-linéaires à base de SOA

Comme nous l'avons précédemment décrit, le fonctionnement des interféromètres non-linéaires à deux ondes repose sur la modulation croisée de la phase dans les amplificateurs à semi-conducteurs. Le passage d'une impulsion dans le SOA va ouvrir ou fermer l'interféromètre selon le mode de fonctionnement choisi, pour laisser passer ou non un signal « propre » appelé sonde locale puisqu'elle est générée localement dans la fonction optique non-linéaire.

L'intérêt d'utiliser ces interféromètres non-linéaires est de créer des fenêtres temporelles courtes (de quelques picosecondes) indépendantes de la recombinaison du gain / phase des SOA. Ce mode de fonctionnement est basé sur la différence de phase instantanée entre les bras de l'interféromètre : on a un fonctionnement en mode différentiel.

a) L'interféromètre non-linéaire de Mach-Zehnder

Les deux bras de l'interféromètre sont séparés (structure en parallèle comme dans l'interféromètre de Michelson) ce qui impose l'utilisation de deux SOAs (un sur chaque bras). Nous ne reviendrons pas sur le principe de fonctionnement déjà abordé précédemment mais plutôt sur les performances réalisées.

Appliqué à la régénération tout-optique du signal, ces performances sont très intéressantes puisque l'on rapporte une amélioration de 24 dB de l'OSNR pour une amélioration du taux d'extinction de 10 dB dans une structure intégrée (tout-active) en fonctionnement à 40 Gbit/s⁸⁵.

Un dispositif Mach-Zehnder insensible à la polarisation a été proposé pour des signaux à 84 Gbit/s sur des séquences de $2^{31}-1$ ⁸⁶.

En terme de performances système pour des applications de traitement tout-optique des transmissions terrestres ou très longues distances, une transmission de 4 canaux WDM à 40 Gbit/s a été réalisée sur 10 000 km sans dégradation du signal (du facteur Q), sans conversion de longueur d'onde (modulation synchrone)⁸⁷.

b) L'interféromètre non-linéaire ultra-rapide (UNI)

Il s'agit de l'interféromètre non-linéaire largement étudié dans la littérature. Les deux bras de l'interféromètre sont les deux axes de propagation d'une fibre à maintien de polarisation (PMF). Un seul SOA est nécessaire et la largeur de la fenêtre de transmission est déterminée par le DGD entre les bras. L'interférence est réalisée dans un polariseur polarisé à 45° des axes de propagation de la PMF.

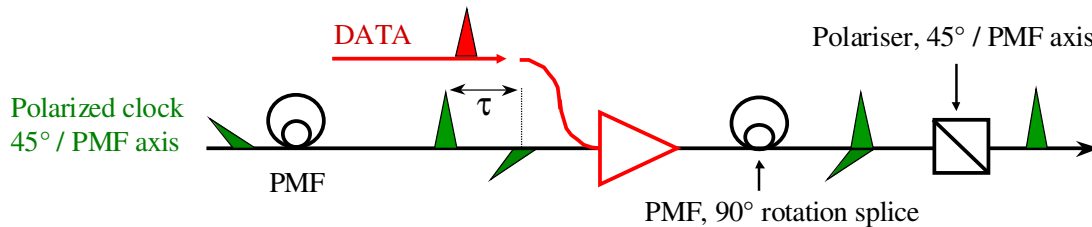


Figure 28 : Principe de fonctionnement de l'UNI

La Figure 28 présente le schéma de principe de l'« Ultrafast Nonlinear Interferometer ». Les impulsions sont séparées en polarisation et elles sont décalées temporellement via une fibre biréfringente (PMF). Une des composantes va voir sa phase modifiée dans le SOA au passage d'une impulsion de donnée (DATA). On resynchronise les impulsions par le même procédé (fibre PMF tournée de 90° pour avoir le retard correspondant). Les interférences sont localisées dans un polariseur d'axe de polarisation à 45° des axes de la fibre PMF.

Ce dispositif peut fonctionner en mode différentiel en utilisant un seul SOA.

Ce type d'interféromètre non-linéaire permet une amélioration du rapport signal sur bruit optique de 15 dB et un taux d'extinction de 8 dB pour un signal à 40 Gbit/s⁸⁸.

La première régénération à 40 Gbit/s a permis une transmission sur 2000 km correspondant à 20 passages dans le régénérateur⁸⁹.

Les résultats montrent bien une stabilisation de la transmission des erreurs à partir d'un certain nombre de passages dans le régénérateur (0,1 dB de pénalité par passage).

c) Le NOLM

Il s'agit de la configuration du NOLM présentée précédemment dans sa version passive, avec comme élément non-linéaire un amplificateur à semi-conducteurs.

La structure reste basée sur le principe du miroir de Sagnac. Un SOA est introduit dans le bras du NOLM⁹⁰. La modulation croisée du gain et de la phase va permettre de commander l'ouverture et la fermeture de l'interféromètre au rythme d'un signal de pompe saturante (qui va compresser le gain), sur le principe du mode différentiel.

La Figure 29 présente le NOLM avec SOA. La pompe qui porte les données va ouvrir et fermer l'interféromètre non-linéaire pour transmettre ou réfléchir la sonde au rythme des données. La fonction de transfert du NOLM, comme le Mach-Zehnder, possède une double non-linéarité permettant une régénération des « 0 » et des « 1 ».

Ce dispositif est assez peu étudié pour la régénération du signal, on notera tout de même des résultats obtenus à 10 Gbit/s en conversion de longueur d'onde pour le NOLM en transmission⁹¹, et à 10 Gbit/s en auto saturation du gain du SOA pour le NOLM en réflexion⁹².

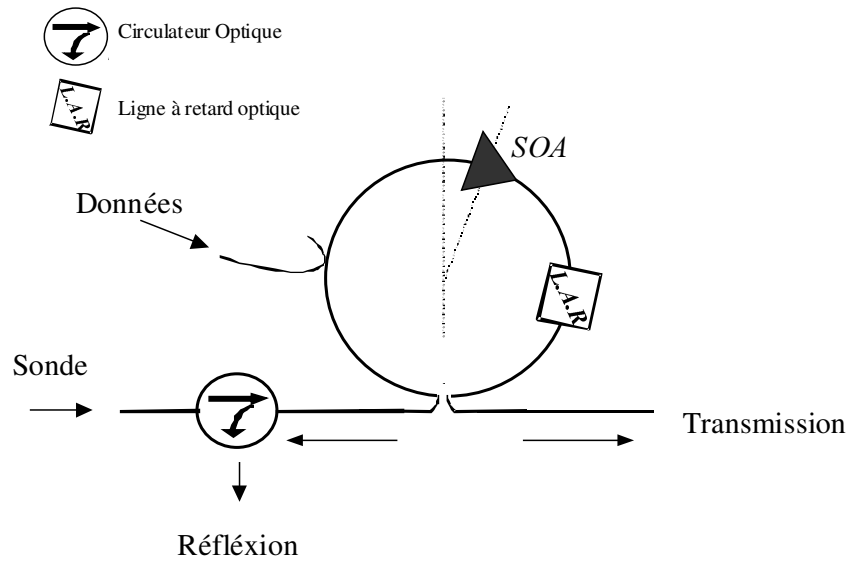


Figure 29 : NOLM avec SOA pour la régénération

d) Les autres interféromètres non-linéaires

A deux ondes, on peut relever une structure intégrée basée sur le principe du NOLM (SIPAS⁹³) permettant d'éviter le filtrage de la pompe en sortie et de travailler sans conversion de longueur d'onde. Cette configuration a été testée en back to back sans erreur à 40 Gbit/s, et semble posséder un grand potentiel en terme d'intégration de fonction de traitement du signal tout-optique. Sur la Figure 30 (a) nous présentons l'architecture du SIPAS pour la régénération 3R.

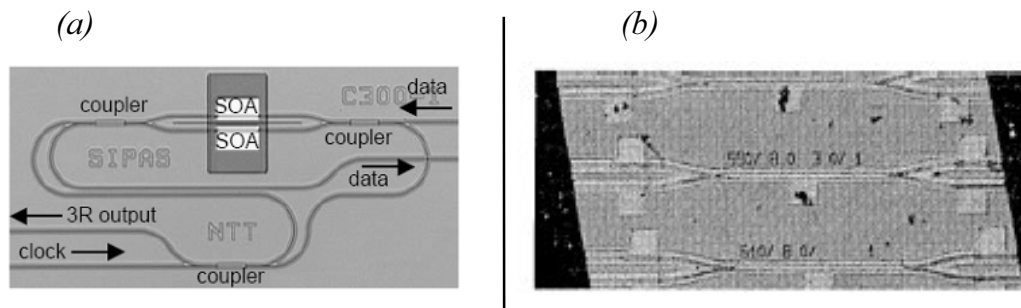


Figure 30 : Autres interféromètres non-linéaires : Le SIPAS (a) et le MMI-SOA (b)

L'originalité du dispositif réside dans l'introduction dans le NOLM d'un interféromètre de Mach-Zehnder intégré réglé en extinction sur les « 1 » des données. Au passage d'un « 0 » de donnée, l'interféromètre devient passant et le NOLM peut fonctionner. En fonction du décalage du MZI par rapport au milieu du bras du NOLM, on va ouvrir une porte de transmission, de durée correspondante (principe de base du NOLM qui sera décrit précisément dans le troisième chapitre). Ce dispositif est complètement intégré et ne nécessite pas de filtrage des données puisque seuls les « 0 » des données sont transmis en sortie du NOLM.

Nous présentons une configuration d'interféromètre non-linéaire à ondes multiples. Il s'agit d'une structure intégrée d'interféromètres multimodes avec un SOA (MMI-SOA). La Figure 30 (b) présente la fonction tout-optique, intégrée, constituée de MMI en entrée et sortie de d'un SOA.

L'ouverture de la fonction est réalisée par modulation croisée de la phase dans le SOA. La phase de la sonde va déterminer la puissance optique en sortie du MMI-SOA. Le dispositif mesure 1,5 μm de long et pourra être facilement intégré pour réaliser une régénération simultanée de plusieurs canaux WDM.

L'autre point fort du MMI-SOA est que les longueurs d'onde de pompe et de sonde sont séparées dans le MMI de sortie ce qui permet de ne pas utiliser de filtre (difficile à intégrer).

La fonction réalise une amélioration du taux d'extinction de 15 dB en sortie⁹⁴ en configuration statique (fonction de transfert). Ce dispositif est très original mais n'a été testé qu'à 10 Gbit/s en format RZ et en back to back. Le résultat donne une amélioration de 1,5 dB du taux d'extinction (avec un taux d'extinction en entrée de 13 dB) en fonctionnement 2R (sonde continue).

Conclusion

Nous avons essayé, dans ce chapitre, de présenter les différents types de régénérateurs, leurs modes de fonctionnement et les atouts qu'ils pouvaient avoir dans les différents contextes d'utilisation.

Nous avons précisé les dégradations subies par le signal dans les transmissions de télécommunications sur fibre optique (uniquement monocanaux).

Nous avons aussi présenté les grands principes de la régénération et fait l'analogie entre le régénérateur « idéal » que peut être le répéteur opto-électronique, et le régénérateur tout-optique qui ne pourra devenir idéal (élimination complète du bruit) que s'il est cascadié.

Dans ce contexte, deux caractéristiques sont importantes pour avoir un régénérateur efficace :

- Une minimisation de la transmission des erreurs présentes sur le signal portant l'information en optimisant la prise de décision optique.
- Une amélioration significative de la qualité physique du signal en améliorant le taux d'extinction et en réduisant le bruit optique.

Ce dernier point est fondamental puisque le signal régénéré doit être au moins d'aussi bonne qualité que le signal en entrée (par exemple, le taux d'extinction devra être suffisant pour être cascadié en boucle à recirculation).

Nous avons réalisé un état de l'art des différents types de régénération et des différents régénérateurs pour pouvoir distinguer des applications potentielles qui leurs sont associées.

Nous avons insisté sur le fait que les dispositifs passifs 2R étaient favorables aux transmissions non perturbées par la gigue temporelle. Nous avons aussi décrit la configuration 3R qui correspond au plus haut degré de régénération du signal et qui peut compenser à la fois

gigue temporelle et PMD (limitant les transmissions à très haut débit), grâce à une resynchronisation des données.

Il ressort aussi que les dispositifs basés sur la saturation croisée présentent des caractéristiques de régénération du signal plus complètes puisqu'ils peuvent aussi bien être utilisés en configuration 2R ou 3R.

Nous avons énuméré par ailleurs différentes applications de traitement du signal associées aux fonctions optiques utilisées pour la régénération (démultiplexage temporel, conversion de longueur d'onde...). Nous pouvons penser que l'introduction de fonctions tout-optiques dans les réseaux de télécommunications à très haut débit⁹⁵ devrait passer par une multiplication de leurs fonctionnalités (une autre fonction de traitement du signal tout-optique en plus de la régénération du signal), un développement des composants, une optimisation des architectures et une intégration des fonctions optiques.