

Caractérisations expérimentales et
validation système des fonctions
optiques proposées pour la régénération

Introduction

Ce chapitre a pour objectif de présenter les résultats expérimentaux obtenus lors de la thèse. Les grands principes de la régénération à base de fonctions optiques utilisant des amplificateurs optiques à semi-conducteurs ont été bien définis. Le rôle crucial des SOA dans la réalisation de fonctions optiques de régénération a lui aussi été argumenté, notamment leur rôle dans la transmission non-linéaire du bruit. Nous avons essayé de les intégrer dans des fonctions plus complexes afin d'améliorer leur comportement dans un contexte de télécommunications optiques à très haut débit.

- Le Double-Etage de SOA possède une caractéristique non-linéaire avec un bon contraste (taux d'extinction de sortie >15 dB).
- Le NOLM avec SOA propose une régénération basée sur une amélioration du bruit, une forte non-linéarité (propre aux interféromètres non-linéaires) et un bon contraste (>10 dB).

Nous allons dans ce chapitre étudier ces régénérateurs basés sur le principe de la conversion de longueur d'onde en nous appuyant sur les résultats obtenus avec l'outil de simulation. La conversion de longueur d'onde nécessite une deuxième conversion des données sur la porteuse initiale afin d'étudier les effets de régénération en ligne. Dans ces conditions, il a fallu cascader deux régénérateurs pour éviter la modification de fréquence porteuse et pour revenir à la polarité d'entrée (les dispositifs de conversion de longueur d'onde choisis inversent aussi la polarité des données).

Il faut alors caractériser le mieux possible les qualités de chacun des deux types de régénérateurs optimisés (NOLM et DE-SOA) pour permettre une régénération optimale. La cascade de deux régénérateurs, convertisseurs en longueur d'onde différents¹⁷², suppose une étude préalable conséquente pour avoir la meilleure configuration.

Afin de montrer qu'une régénération avec ces dispositifs est possible, nous allons étudier en boucle à recirculation, la meilleure configuration retenue. Ce test est le seul dispositif expérimental permettant de simuler les longues distances de propagation ou les multiples passages dans le dispositif optique à tester.

Nous présenterons enfin les résultats, les perspectives de la régénération avec ce type de régénérateur et surtout les problèmes non résolus que nous avons mis en évidence pour que cette étude se poursuive sur des bases solides.

1 Caractérisation expérimentale des fonctions optiques à base de SOA étudiées au laboratoire

Dans cette partie, nous allons caractériser individuellement les fonctions optiques à base de SOA considérées, pour la régénération du signal.

Leur fonctionnement étant basé sur les propriétés régénératives de l'amplificateur optique à semi-conducteurs^{173,174,175}, dans un premier temps nous allons caractériser le SOA pour la régénération dans les systèmes de télécommunications optiques.

Ensuite, nous passerons à la caractérisation des fonctions optiques régénératives étudiées au laboratoire. Nous étudierons le comportement du NOLM ainsi que celui du DE-SOA en présence d'un signal fortement dégradé en entrée. Nous caractériserons leur influence sur le récepteur opto-électronique de données pour enfin établir un bilan des performances de chacun d'eux.

En ce qui concerne l'estimation de l'erreur sur les mesures réalisées, on peut sans problème considérer deux cas de figures.

- S'il s'agit d'une mesure directe, l'incertitude va correspondre à la résolution de l'appareil (que nous tenterons d'indiquer autant que possible).
- S'il s'agit de mesures multiples, les barres d'erreurs correspondent à l'écart type calculé pour la somme des mesures. En l'absence de barre d'erreur, nous indiquerons dans le commentaire l'incertitude globale pour laquelle nous estimons notre mesure comme vraie.

Nous avons beaucoup utilisé le format NRZ pour la caractérisation des fonctions optiques en environnement système. D'une part, ce format est standard à 10 Gbit/s, il permet en configuration 2R (sonde continue) de conserver le même type de format en sortie des SOA. Nous pouvons noter que le format RZ sera utilisé naturellement avec la configuration 3R (sonde impulsionnelle), plus compliquée à mettre en œuvre.

1.1 Le SOA

Nous nous appuyerons pleinement dans cette partie, sur les considérations de physique des semi-conducteurs présentées dans le chapitre précédent. Il est important de considérer le SOA comme un composant optique amplificateur pour les télécommunications en effectuant une caractérisation statique^{176,177}. Mais il est aussi fondamental pour nos applications de tenir compte de la dynamique de gain du SOA, régie par la dynamique des porteurs de charge dans sa zone active¹⁷⁸.

Nous avons au laboratoire plusieurs SOA supposés identiques car de même provenance (Alcatel / Opto+). Notre étude se restreint à un seul SOA, sachant que tous ceux que nous avons possèdent les mêmes caractéristiques. Le SOA possède le numéro 9686 B111 248.

1.1.1 Etude statique

Nous avons tout d'abord regardé la sensibilité du gain à la polarisation. Nous sommes en configuration d'amplification d'une sonde continue. La sonde est injectée dans le SOA via un polariseur tournant dont nous faisons varier l'angle de rotation, précédé d'un contrôleur de polarisation (boucles de Lefèvre) qui va permettre d'optimiser la polarisation dans le polariseur. Nous mesurons la puissance de sortie à l'aide d'un puissance-mètre (sensibilité de l'ordre de -40 dBm). Le résultat est présenté sur la Figure 85.

Nous n'avons pas fait de mesure de biréfringence des SOA en régime de gain à petit signal. La littérature semble ne pas faire état de limitations dues à la dispersion modale de polarisation (PMD). L'anisotropie dans les SOA est due à la modulation de la phase et c'est une caractéristique fondamentale pour les applications de traitement tout-optique du signal^{179,180}.

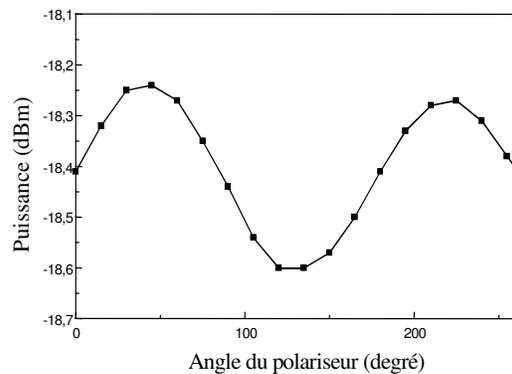


Figure 85 : Gain dépendant de la polarisation du SOA (traduisant la PDL du SOA)

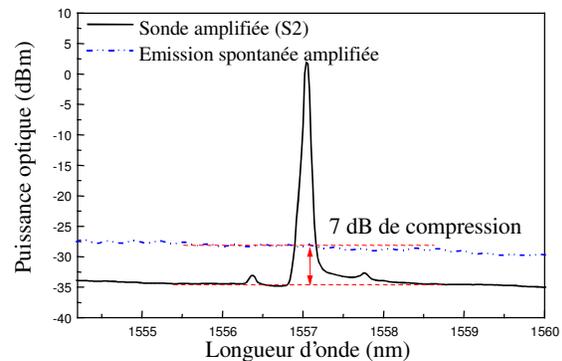


Figure 86 : Méthode de mesure de la compression statique du gain du SOA à l'Analyseur de spectre optique

Ensuite, toujours en configuration d'injection de sonde uniquement, nous avons fait varier la puissance de sonde en entrée pour mesurer le gain statique à l'aide d'un analyseur de spectre optique de résolution $0,1$ nm. La Figure 86 présente le principe de mesure. Les « pics » autour de la sonde, visibles sur la Figure 86 correspondent aux modes secondaires de la source lasers $S1$ dont la caractéristique est donnée dans l'annexe 1.

La puissance moyenne de l'émission spontanée amplifiée du SOA sans la sonde en entrée est de -27 dBm environ. Lorsque l'on injecte la sonde, la puissance d'émission spontanée amplifiée diminue de 7 dB sur la figure de principe.

Les résultats de la mesure de compression du gain et l'émission spontanée amplifiée (ESA) pour deux sondes $S1$ et $S2$ de longueurs d'onde proches sont présentés sur la Figure 87. Les valeurs mesurées incluent les pertes dans le dispositif d'injection dans le SOA. Le gain mesuré est appelé gain « fibre à fibre ».

Les deux sondes S_1 et S_2 correspondent aux sources que nous allons utiliser plus tard pour les manipulations en configuration pompe / sonde. S_1 est la source présentée en annexe, sa longueur d'onde est de 1554 nm. S_2 est un laser de même génération pouvant être modulé à 10 GHz, quasiment identique à S_1 mais émettant à 1557 nm.

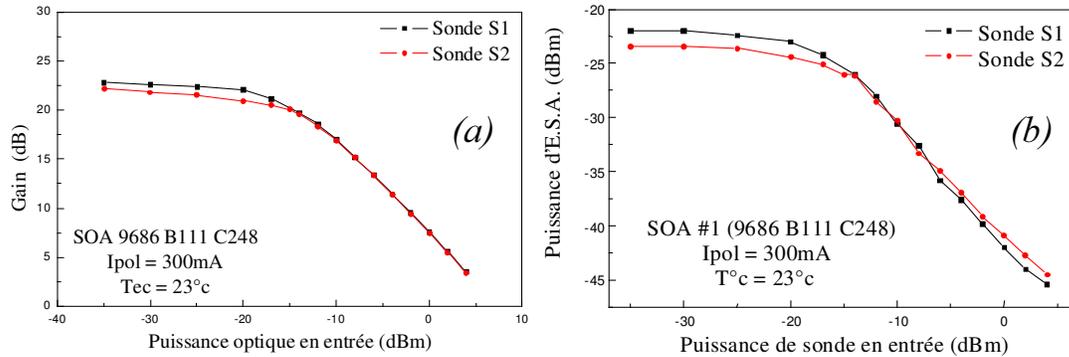


Figure 87 : Compression statique du gain et de l'ESA du SOA pour S_1 et S_2

Les résultats nous montrent d'une part que la compression du gain est transparente à la longueur d'onde¹⁸¹ pour nos deux sondes ($\Delta\lambda = 3$ nm) et d'autre part vérifie le résultat déjà présenté : plus la sonde est puissante et plus la puissance d'émission spontanée en sortie du SOA est faible (Figure 87(b)).

Nous nous sommes placés ensuite en configuration pompe / sonde afin de comparer la compression statique du gain du SOA pour l'une ou l'autre des sondes. Nous pouvons signaler que la source S_1 (présentée dans l'annexe 1) est une source de type DFB qui émet à 1554 nm à 22,5°C. S_2 est une source identique émettant à 1557 nm à 25°C. Elles peuvent être utilisées en continu (courant de polarisation constant) mais aussi en modulation interne. Elles possèdent une fréquence de relaxation laser compatible avec une modulation du courant à 10 GHz.

Le dispositif expérimental est présenté sur la Figure 88. Il a été aussi utilisé pour la caractérisation des SOA avec une sonde unique. Les mesures de puissance avant le SOA ont été réalisées avec l'analyseur de spectre optique (OSA de résolution spectrale 0,1 nm). Les puissances après le SOA ont été mesurées après filtrage de la puissance de sonde (à partir de laquelle on peut déterminer la valeur du gain) avec un puissance-mètre.

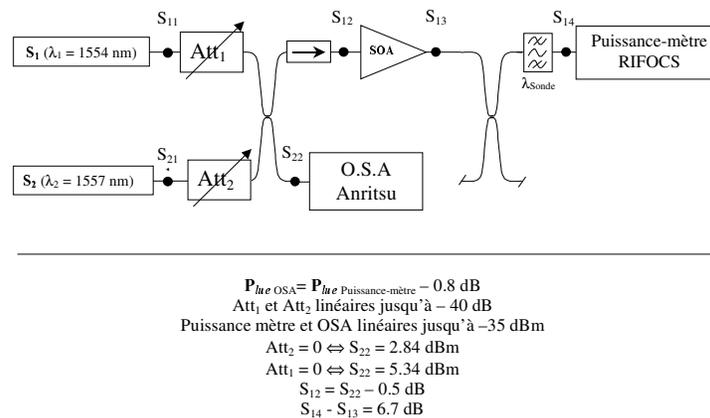


Figure 88 : Dispositif expérimental de la caractérisation pompe / sonde dans les SOA

Les résultats de la caractérisation pompe sonde sont présentés sur la Figure 90. Nous avons pris comme sonde S_2 avec une puissance fixe et comme pompe S_1 avec une puissance variable. Les résultats pour la configuration inverse (S_1 pour la sonde et S_2 pour la pompe) sont sensiblement identiques. Le gain n'étant pas sensible à la longueur d'onde pour des écarts aussi faibles.

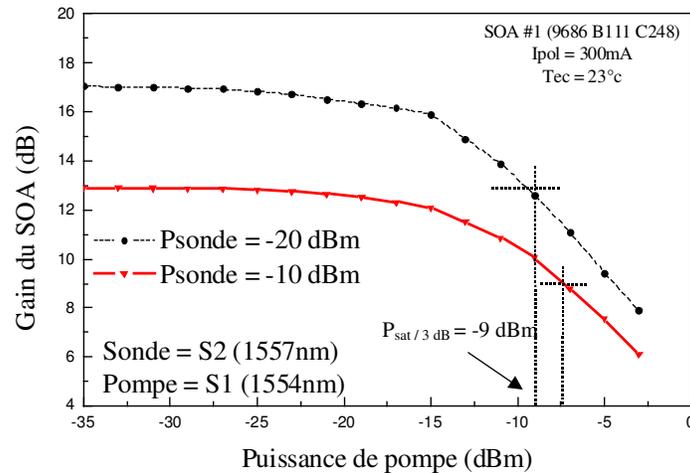


Figure 89 : Compression du gain du SOA en configuration pompe / sonde

Ils montrent nettement une compression du gain plus faible en régime pompe / sonde qu'en régime de sonde simple (Figure 87). Cette différence est due à la présence de la sonde qui va diminuer la densité de porteurs dans le SOA et par conséquent la valeur du gain petit-signal.

La valeur de la puissance d'émission spontanée amplifiée en régime de gain petit signal, pour un courant de 300 mA est de -30 dBm dans 0,1 nm. Comme en régime de sonde unique dans le SOA, la puissance d'émission spontanée va diminuer si l'on augmente la puissance de pompe, ce qui correspond à une compression du gain ou une diminution de la densité de porteurs dans la zone active du SOA.

Nous passons maintenant à l'étude du SOA en configuration pompe / sonde en régime de pompe dynamique, configuration pour laquelle nous allons faire fonctionner les régénérateurs.

1.1.2 Etude dynamique

La mesure dynamique de la compression du gain du SOA permet d'évaluer le potentiel du SOA en terme de taux d'extinction en sortie. Nous rappelons que le taux de compression en décibel est égal au taux d'extinction en décibel (au signe près) à condition que le « zéro optique » soit nul.

Le « zéro optique » correspond à la contribution du bruit d'émission spontanée amplifiée des amplificateurs optiques sur le photocourant. Expérimentalement, il suffit de décaler le filtre optique devant le détecteur pour qu'il ne laisse plus passer le signal, mais seulement l'émission spontanée. Ainsi nous pouvons calibrer l'appareil de mesure (oscilloscope rapide à échantillonnage pour mesurer des signaux de résolution temporelle inférieure à la centaine de picosecondes).

a) Compression dynamique en configuration pompe / sonde

Nous avons utilisé une horloge optique à 10 GHz délivrant des impulsions de 25 ps (S_1). Nous avons injecté, en plus de S_1 , une sonde continue S_2 dans le SOA. Pour chaque valeur de sonde, nous avons fait varier la puissance de la pompe afin de compresser le gain au passage des impulsions saturantes (horloge). Nous avons ensuite changé la puissance de sonde et réitéré l'opération. Cette expérience basique permet de bien caractériser le SOA en fonctionnement dynamique. Les résultats sont présentés sur la Figure 90.

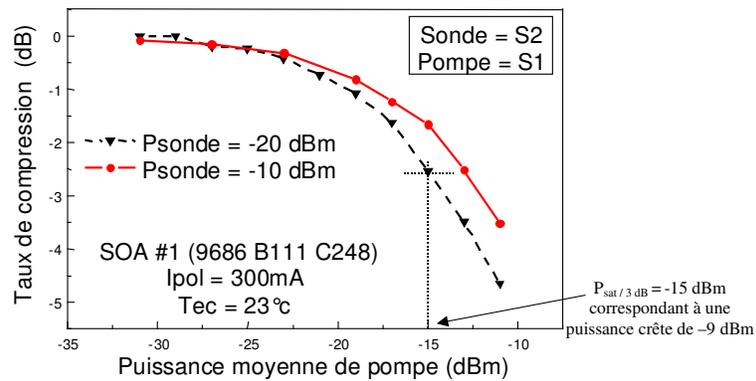


Figure 90 : Caractérisation pompe / sonde dynamique du SOA

Nous savons que le gain du SOA répond presque instantanément à l'arrivée d'une impulsion saturante. La compression est donc sensible à la puissance crête des impulsions. La pompe est une horloge possédant un taux de remplissage optique de 25%. Cette valeur est déterminée par le rapport entre la largeur de l'impulsion et le temps qui sépare deux impulsions successives (un train d'horloge à 10 GHz correspond à une impulsions tous les 100 ps). L'impulsion étant mesurée à mi-hauteur pour 25 ps, on définit le taux de remplissage optique :

$$\tau_r = \frac{\Delta t_{FWHM}}{T_h} \quad (4.1)$$

Δt_{FWHM} étant la largeur « full width at half maximum », pleine largeur de l'impulsion mesurée à mi-hauteur. T_h étant le taux de répétition de l'horloge. Il devient possible d'obtenir la puissance crête de l'impulsion.

$$P_{crête} = \frac{P_{moyenne}}{\tau_r} \quad (4.2)$$

La puissance crête est donc 4 fois plus importante que la puissance moyenne lue par le puissance-mètre (détecteur lent par rapport au débit considéré). Cette précision faite, nous pouvons comparer : compression statique et compression dynamique du gain du SOA.

Si les taux de compression sont équivalents, nous pouvons valider l'hypothèse faite sur la correspondance exacte entre ces deux valeurs.

Nous retrouvons une compression de 3 dB du gain pour une puissance moyenne de -15 dBm environ et une puissance crête de -9 dBm environ (une multiplication par 4 correspond à ajouter 6 en échelle logarithmique). Ce résultat expérimental montre que pour le format de modulation utilisé dans nos expériences, nous pouvons déduire le taux de compression dynamique du gain du SOA à partir de la compression statique (du moins jusqu'à 3 dB de compression du gain). Cette observation va bien dans le sens des hypothèses prises pour la

simulation, à savoir que la dynamique de recombinaison du gain dans les SOA n'est pas pénalisante pour des taux de compressions de l'ordre de 3 dB. Il est donc possible de déduire le taux de compression dynamique, du taux de compression statique pour les formats de modulation à 10 Gbit/s, avec les SOA dont nous disposons au laboratoire.

Pour des taux de compression plus importants, le temps de recombinaison des porteurs de charge va limiter le retour du gain à sa valeur initiale (phénomène de « patterning »).

Nous avons déjà introduit cette notion dans le chapitre précédent. Nous pouvons dire que le temps de recombinaison effectif des porteurs de charge dans le SOA dépend de la puissance optique injectée. Il est donc évident que plus la puissance optique est grande et plus le temps de recombinaison est rapide mais ce temps effectif va croître au fur et à mesure de la recombinaison.

Nous n'avons pas étudié en détail cet aspect temporel sachant que les SOA dont nous disposons peuvent fonctionner à 10 Gbit/s sans « patterning » significatif. Ce phénomène est bien connu dans les fonctions optiques à base de SOA fonctionnant à très haut débit. Il induit un élargissement du niveau des « 1 » du signal passant dans un SOA si le temps de recombinaison des porteurs de charge n'est pas suffisamment rapide¹⁸². L'utilisation d'une sonde de maintien (déjà vu dans le chapitre 3), mais aussi des techniques de filtrage des données avant la réception du signal¹⁸³ permettent de s'affranchir de cet effet.

b) Mise en évidence et mesure de l'élargissement dynamique (ESD) à la modulation du gain

Ce paramètre est fondamental dans tout système de communication puisqu'il est à l'origine de l'élargissement spectral du signal. Si on se reporte à son origine (couplage phase / amplitude dans les SOA) on sait que plus la compression du gain est importante et plus le déphasage instantané est important. Il en résulte que plus on module le gain du SOA et donc plus on améliore le taux d'extinction en sortie du SOA (le spectre de la sonde est élargi).

Pour introduire expérimentalement cette notion, nous avons observé avec un analyseur de chirp le comportement de la phase optique du champ qui subit la compression du gain. La Figure 91 correspond au résultat de la mesure de la phase instantanée de la sonde au passage dans le SOA dont le gain a été compressé optiquement (pompe de 4 ps de largeur temporelle).

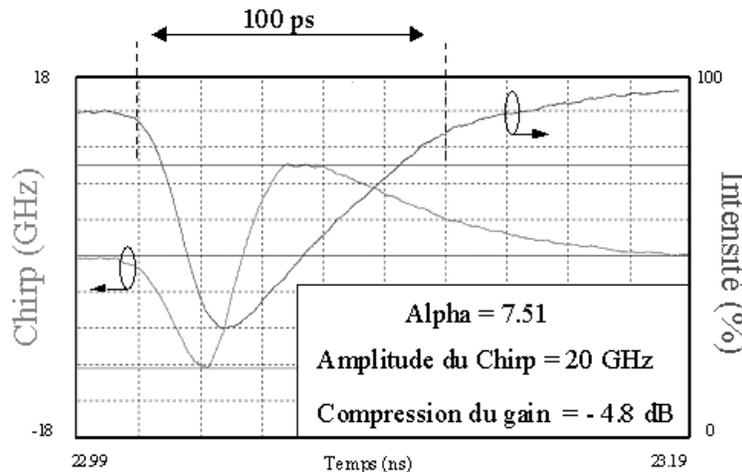


Figure 91 : Mesure du chirp introduit par la compression du gain du SOA sur la sonde

L'analyseur de chirp est le Q7606B d'ADVANTEST. La sonde a une puissance de -20 dBm et la pompe est une impulsion de 4 ps à 500 MHz de taux de répétition (puissance moyenne de -34 dBm). Nous pouvons remarquer que le chirp va correspondre à la dérivé du gain dans le SOA.

Nous remarquons aussi que pour un taux de compression du gain de 5 dB, le temps de recombinaison du gain est supérieur à 100 ps. Ce problème va se traduire dans une transmission à 10 Gbit/s par un effet de « patterning » qui aura pour conséquence de « fermer » le diagramme de l'œil.

Dans les expériences qui vont suivre, nous voulons minimiser cet effet, c'est à dire que nous allons faire en sorte que le temps de récupération du gain soit le plus faible possible.

Sur la Figure 92, nous avons fait évoluer le taux de compression du gain et nous avons mesuré l'amplitude du chirp sur la sonde.

Nous voyons sur cette courbe qu'à partir d'une certaine compression on va augmenter l'amplitude du chirp. Nous supposons que l'élargissement commence déjà pour une compression inférieure à 3,5 dB mais elle n'a pas été mesurée. La sonde utilisée est une Tunicis de Photonetics, de largeur spectrale inférieure à 1 MHz.

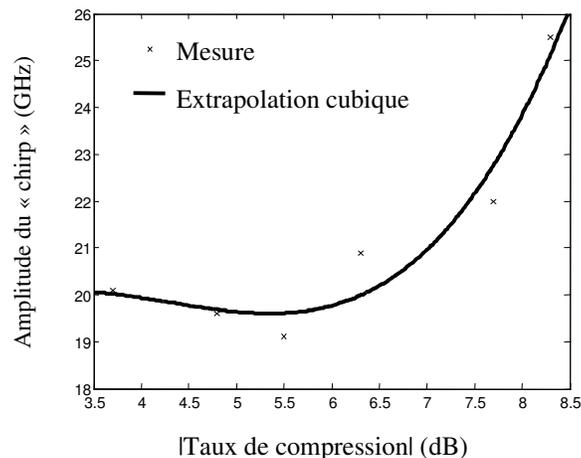


Figure 92 : Chirp en fonction du taux de compression du gain dans le SOA

Nous voyons aussi que cet élargissement spectral rend difficilement compatible l'utilisation de SOA en régime de modulation du gain, avec des systèmes de télécommunications WDM denses.

Cette courbe nous indique aussi qu'il n'y a pas un rapport de proportionnalité entre phase et gain comme nous l'avons suggéré précédemment. Cette expression n'étant pas fondamentale dans nos simulations, elle ne remet pas en cause les résultats obtenus par la simulation.

Cette caractérisation faite, nous allons décrire en détail le dispositif expérimental mis en œuvre pour caractériser les fonctions optiques régénératrices.

1.2 La ligne de transmission du laboratoire

Nous avons mis en place au laboratoire une ligne de transmission à 10 Gbit/s permettant la caractérisation des fonctions optiques pour la régénération. Cet environnement expérimental doit simuler un système de transmission point à point sur fibre optique. Il permet l'étude des différents formats de modulation d'amplitude à 10 Gbit/s correspondant au signal de pompe, lorsque nous parlons d'une porte optique non-linéaire. Il permet aussi de mesurer les pénalités introduites sur le récepteur en présence de la fonction optique. Dans cette partie, nous allons présenter la ligne de transmission expérimentale en précisant les formats de transmission, leurs atouts et inconvénients pour la régénération. Ensuite nous caractériserons le récepteur utilisé, puis nous présenterons le dispositif expérimental qui nous a servi à étudier le comportement au bruit optique des fonctions régénératrices.

1.2.1 Les formats de modulation à 10 Gbit/s

a) Le format NRZ

Tout d'abord, signalons que le format de modulation standard à ce débit est la modulation NRZ. Elle est obtenue en modulant en amplitude une source laser à cavité externe (Tunics BT) à maintien de polarisation. Le modulateur électro-optique utilisé est un modulateur de type Mach-Zehnder LiNbO_2 possédant deux électrodes (minimisation du chirp à la modulation) reliées au générateur de séquences NRZ pseudo-aléatoires à 10 Gbit/s.

La caractéristique du modulateur SUMITUMO de bande passante 20 GHz est présentée sur la Figure 93.

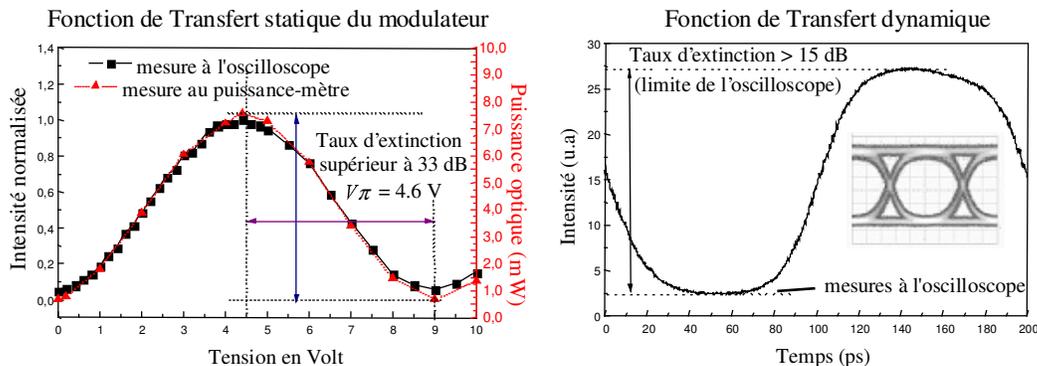


Figure 93 : Caractérisation du modulateur électro-optique

Le taux d'extinction du modulateur statique est obtenu en faisant varier la tension continue sur le modulateur (courant de « bias »), il est supérieur à 33 dB.

Le taux d'extinction dynamique est obtenu en modulant le courant du modulateur à 10 Gbit/s, il est mesuré à 15 dB à l'oscilloscope (il devient difficile de mesurer un taux d'extinction supérieur de cette valeur avec ce type d'appareil).

Soit la bande passante du modulateur n'est pas assez élevée pour réaliser une extinction de 33 dB, ou soit l'oscilloscope ne peut pas mesurer des taux d'extinction supérieurs à 15 dB. Cette incertitude n'aura pas d'incidence sur nos résultats.

Nous considérerons alors dans nos expériences que le taux d'extinction du modulateur est supérieur à 15 dB.

Nous observons sur la figure le diagramme de l'œil NRZ caractéristique obtenu avec ce modulateur.

b) Le format RZ

Ce format est privilégié dans l'étude des non-linéarités de propagation dans les fibres optiques (puissance crête plus importante que pour le NRZ). Il est aussi le format utilisé pour les transmissions à très haut débit obtenues par multiplexage temporel (OTDM). La méthode la plus simple pour obtenir ce format est de faire passer des impulsions optiques (horloge optique au taux de répétition correspondant au débit des données) dans le modulateur. Une ligne à retard entre les données électriques et l'horloge optique va permettre d'optimiser le taux d'extinction du signal RZ en sortie en synchronisant la modulation sur l'horloge optique. Le problème de ce type de format est sa largeur spectrale. La transformation de Fourier impose une limite temps / fréquence telle que plus l'impulsion est courte et plus son spectre est large. Pour des transmissions compatibles avec les normes ITU (100 GHz d'espacement entre canaux WDM), des signaux de largeur spectrale n'excédant pas la vingtaine de GHz sont nécessaires.

Nous avons obtenu au laboratoire un format RZ original d'une largeur spectrale de 20 GHz à -20 dB (deux raies de modulations à 10 GHz) et des impulsions de 60 ps. Ces résultats sont présentés sur la

Figure 94 (a) et (b).

Ce format de modulation est obtenu en générant des impulsions électriques de largeur 50 ps qui vont attaquer un premier modulateur pour obtenir une horloge optique. Cette horloge optique va ensuite être modulée à 10 Gbit/s pour obtenir notre signal RZ. Le signal de sortie est faiblement chirpé (généralisé uniquement par les modulateurs électro-optiques). Le taux de remplissage optique est à peu près deux fois plus faible et permet d'obtenir des puissances crête deux fois plus importantes. On remarque une déformation de l'œil (dissymétrie) due à un mauvais réglage électrique (multiplexeur électrique 1 vers 2 dont on a supprimé une entrée). La largeur temporelle du format RZ est de 60 ps à mi-hauteur.

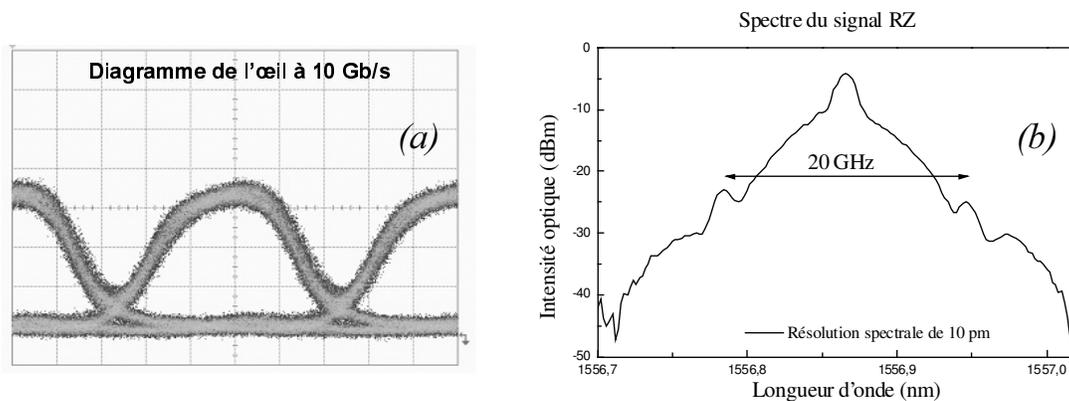


Figure 94 : Caractérisation du format de modulation RZ (60 ps)

1.2.2 Le « back to back »

Nous avons utilisé un générateur et un récepteur de séquences pseudo-aléatoires à 10 Gbit/s ADVANTEST D3186 et D3286. Le principe de ce dispositif est d'évaluer les dégradations du signal apportées par un composant optique inséré entre l'émission (Tx) et la réception (Rx).

Le schéma du « back to back » est présenté sur la Figure 95.

La transmission (Tx) est composée d'un générateur de séquences binaires électriques, pseudo-aléatoires (PRBS pour Pattern Random Bit Sequence). Le signal est constitué de séquences binaires connues d'une longueur variant de (2^7-1) à $(2^{31}-1)$ bits. Si l'émetteur et le récepteur connaissent le contenu des séquences il devient possible de compter les erreurs.

Le signal électrique PRBS va attaquer un modulateur électro-optique (niobate de lithium) qui va moduler la lumière de la source laser continue. Pour un signal NRZ, le taux de remplissage électrique sera de 1 et pour une modulation RZ, le taux de remplissage électrique sera de 1/2. Tous les composants optiques placés avant le modulateur seront des dispositifs à maintien de polarisation (ce dernier étant très sensible à la polarisation).

La lumière modulée va alors être amplifiée pour compenser les pertes du modulateur et sortir avec une puissance suffisante.

La réception (Rx) est composée d'un récepteur opto-électronique qui va transformer la puissance optique en photocourant. Le récepteur est spécifique à notre application, ses caractéristiques sont précisées dans la partie suivante. Le photocourant en sortie du récepteur porte les données détectées remises en forme. Une partie du signal est filtrée à la fréquence correspondant au débit du générateur afin de récupérer le rythme des données (sinusoïde synchrone avec les données) puis envoyée sur le détecteur d'erreurs. L'autre partie du signal est envoyée directement sur le détecteur d'erreur. Les données sont alors comparées à la séquence pseudo-aléatoire choisie à l'émission. Chaque erreur rencontrée est ajoutée au taux d'erreurs binaires (TEB). On a donc la définition suivante :

$$TEB = \frac{\text{Nombre de bits erronés}}{\text{Nombre de bit total détecté}} = \frac{\text{Nombre de bits erronés}}{D \times \text{Temps de mesure}} \quad (4.3)$$

« D » est le débit numérique (10 Gbit/s) et « Temps de mesure » est le temps de mesure pendant lequel on compte les erreurs.

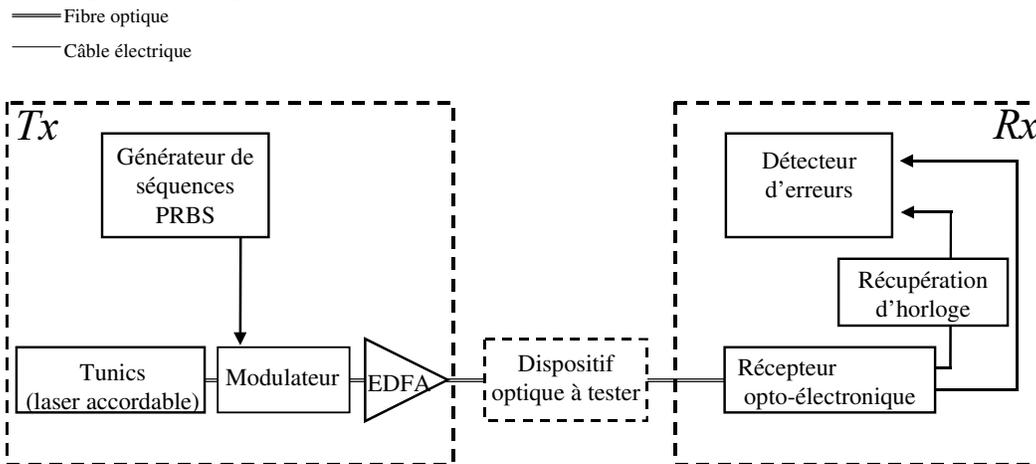


Figure 95 : Schéma de principe du « back to back » à 10 Gbit/s

Dans le cadre d'une statistique gaussienne du bruit optique détecté, on peut donner une définition¹⁸⁴ statistique du taux d'erreurs :

$$TEB = \frac{1}{2} \times \left\{ \operatorname{erfc} \left(\frac{|m_1 - D|}{\sigma_1} \right) + \operatorname{erfc} \left(\frac{|m_0 - D|}{\sigma_0} \right) \right\} \quad (4.4)$$

« *erfc* » est la fonction d'erreur complémentaire, m_1 est la valeur moyenne de la distribution statistique du bruit sur les « 1 » (m_0 pour les « 0 ») et σ_1 l'écart statistique par rapport à la valeur moyenne (σ_0 pour les « 0 »). D est le seuil de décision électrique.

Cette formule permet de relier le taux d'erreurs au facteur Q déjà défini. Elle n'est bien entendu plus valable si la distribution du bruit perd sa caractéristique gaussienne (c'est le cas lors de la transmission du bruit dans un dispositif non-linéaire).

Comme nous l'avons expliqué dans le premier chapitre, il est important d'insister sur le fait que cet outil n'est pas adapté à la régénération puisque incompatible avec l'approximation gaussienne du bruit optique. Nous savons qu'un bon facteur Q dans une transmission optique non-linéaire ne correspond pas nécessairement à un bon TEB .

Néanmoins, la mesure du facteur Q permet dans un premier temps de caractériser la qualité du signal en sortie de la fonction optique. Elle prend en compte la présence du bruit optique et le taux d'extinction du signal.

1.2.3 Le récepteur

Nous avons présenté la ligne de transmission sans préciser la composition du récepteur. Nous parlerons d'un récepteur complet dont la composition est donnée sur la Figure 96.

Les VOA sont des atténuateurs variables (Variable Optical Attenuator). Le premier est placé devant le récepteur pour faire varier la puissance du signal optique (P_S). La sensibilité du récepteur correspond à la puissance signal pour laquelle nous détectons un nombre d'erreurs précis (on prend souvent un TEB de référence égal à 1.10^{-9}).

Le récepteur proprement dit est constitué d'un préamplificateur optique (EDFA) qui va permettre d'avoir une puissance récepteur (P_R) constante sur la photodiode (de bande passante 15 GHz).

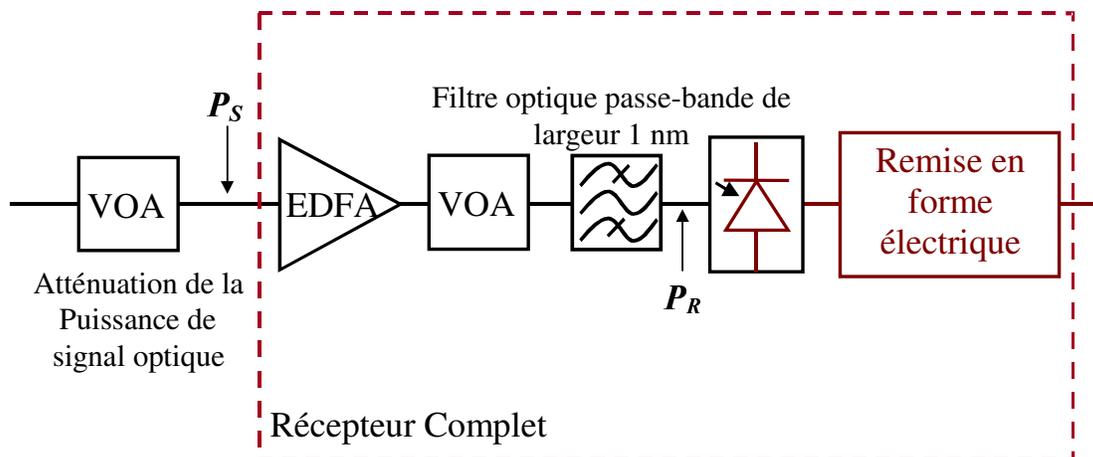


Figure 96 : Schéma de principe du récepteur opto-électronique

La puissance sur le récepteur doit être suffisante pour que l'on puisse négliger le bruit thermique de la photodiode (sensibilité au bruit thermique caractérisée à -18 dBm).

Le signal amplifié va être filtré (bande passante de 1 nm, c'est à dire 125 GHz) pour minimiser la puissance d'émission sur le récepteur.

Ce filtrage doit être supérieur à la bande passante du détecteur (10 GHz) pour que le bruit optique puisse toujours être considéré comme un bruit blanc et pouvoir lui attribuer une statistique gaussienne.

Le second atténuateur optique permet de conserver la puissance récepteur constante quand on fait varier la puissance signal.

Le récepteur est constitué enfin d'un dispositif à seuil électrique (bascule) permettant d'envoyer sur le détecteur d'erreurs un signal remis en forme (non bruité).

En ce qui concerne les composants optiques dits « linéaires », qui ne génèrent pas de nouvelles fréquences, le signal ne va pas être déformé. Dans ces conditions, nous pouvons mesurer la pénalité apportée sur le récepteur par ce composant.

Dans le cas des fonctions optiques à transmission non-linéaire, la déformation du signal va modifier la sensibilité du récepteur. Cette remarque est d'autant plus vraie pour les formats impulsionnels pour lesquels la puissance crête peut varier sensiblement sans que la puissance moyenne ne change. Pour les signaux RZ ou NRZ, une variation importante du taux d'extinction va pouvoir modifier la sensibilité du récepteur (dans un sens comme dans l'autre, d'où l'observation de pénalités « négatives » dans la littérature).

La mesure de la sensibilité intrinsèque du récepteur (sensibilité du récepteur pour un signal sans bruit en excès) permet donc de connaître la puissance optique nécessaire sur le récepteur pour que le signal (portant l'information) devienne prépondérant devant les bruits optiques (battements spontané / spontané, signal / spontané et RIN) et les interférences diverses.

Au dessus de cette puissance, on ne considère plus que le bruit de battement signal / spontané.

La caractérisation de la sensibilité intrinsèque du récepteur est présentée sur la Figure 97.

Le format du signal incident est NRZ, et sa longueur d'onde est 1554 nm (S_I). La sensibilité intrinsèque au récepteur a été mesurée pour un taux d'erreurs de $1,10^{-9}$ et vaut $-35,6$ dBm.

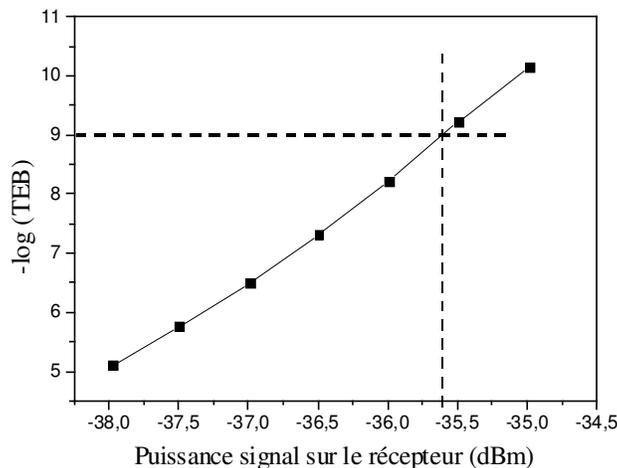


Figure 97 : Sensibilité intrinsèque du récepteur opto-électronique

1.2.4 Le dispositif expérimental de caractérisation du bruit

Nous avons étudié théoriquement le comportement des fonctions optiques (NOLM et DE-SOA) en présence du bruit d'émission spontané en excès sur le signal. Nous avons voulu confronter ces résultats à l'expérience et pour cela, nous avons mis en place un dispositif de simulation du bruit dans un environnement système. Nous rappelons qu'en régime linéaire de propagation, la principale dégradation est le bruit d'émission spontanée des amplificateurs optiques à fibre dopée placés régulièrement le long des fibres optiques pour les télécommunications.

Ce dispositif est présenté sur la Figure 98. Il permet simplement d'ajouter au signal, une puissance de bruit optique générée par une source ASE (Amplified Spontaneous Emission). Cette source est constituée d'une fibre dopée erbium utilisable dans la bande C des télécommunications. On filtre en sortie de la source pour avoir un bruit blanc autour de la longueur d'onde du signal transmis (filtre passe bande de largeur 3 nm).

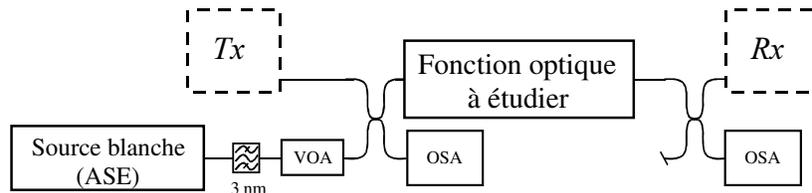


Figure 98 : Schéma du dispositif de caractérisation des fonctions optiques

T_x et R_x correspondent à l'émission et à la réception. Nous allons étudier le comportement de la fonction optique à la dégradation du rapport signal sur bruit optique, en terme d'OSNR et de taux d'erreurs.

Nous présentons brièvement la technique de mesure d'OSNR à l'analyseur de spectre optique (OSA). Nous avons utilisé un analyseur de spectre optique ANRITSU MS9710B de résolution 0,1 nm.

La Figure 99 décrit le principe de la mesure qui se déroule en deux temps. Une première mesure nous donne la somme de la puissance du signal et de la puissance du bruit, dans la bande spectrale donnée (1 nm), c'est la mesure 1.

La mesure 2 donne la puissance du bruit dans une bande spectrale identique.

Nous rappelons les relations :

$$OSNR = \frac{P_{signal}}{P_{bruit}} = \frac{S}{N}$$

$$1 + OSNR = \frac{S + N}{N} = \frac{N}{N} + \frac{S}{N}$$

$$10 \times \log(1 + OSNR) \cong 10 \times \log(OSNR) = OSNR_{dB}$$

L'approximation utilisée n'est justifiée que si $OSNR \gg 1$, c'est à dire que $OSNR_{dB}$ doit être supérieur ou égal à 13 dB.

Ces formules permettent de déduire l'OSNR en décibel pour une bande spectrale donnée (ici on a pris 1 nm).

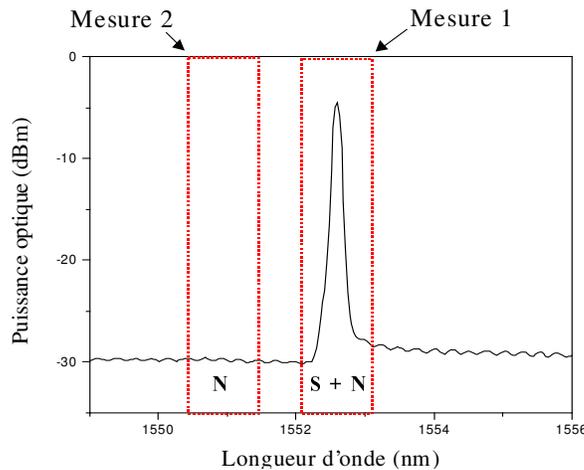


Figure 99 : Principe de mesure de l'OSNR à l'analyseur de spectre optique

Nous pouvons aussi nous ramener à un OSNR sur une autre bande spectrale. Si le signal possède une certaine largeur spectrale (à 3 dB), ici elle est inférieure ou égale à la résolution de l'appareil (0,1 nm), alors pour une bande plus grande d'intégration (1 nm), la puissance du signal reste identique alors que la puissance du bruit va être multipliée par 10 (ce qui correspond à une puissance en dBm de +10 dB).

Nous avons la relation suivante :

$$OSNR_{dB}(\text{sur } 1 \text{ nm}) = OSNR_{dB}(\text{sur } 0.1 \text{ nm}) + 10$$

La mesure de sensibilité du récepteur sera réalisée en faisant varier la puissance du signal devant le récepteur complet et en mesurant le nombre d'erreurs détectées correspondant.

1.3 Caractérisation du Double-Etage de SOA

Le principe du Double-Etage de SOA¹⁸⁵ est relativement simple puisqu'il consiste à réaliser une unique conversion de données (d'un signal de pompe portant les données sur un signal de sonde continu ou impulsionnel) dans deux SOA. Il suffit que les compressions du gain soient synchrones sur le rythme des données converties sur la sonde.

Expérimentalement, la réalisation d'un tel dispositif avec des composants fibrés impose de grandes longueurs de fibre (>10 m) provoquant une grande sensibilité aux paramètres extérieurs.

Ce dispositif possède une fonction de transfert théorique correspondant au carré de la fonction de transfert d'un seul SOA. Pour obtenir cette configuration, il faut utiliser des SOA identiques.

Les études concernant la cascabilité des SOA sont relativement peu nombreuses, mais nous pouvons d'ores et déjà indiquer que l'émission spontanée amplifiée sera un facteur limitatif

dans le Double-Etage de SOA¹⁸⁶, ainsi que la dépendance à la polarisation du signal en entrée (un SOA seul possède déjà une PDL de 0,5 dB).

Ce dispositif n'a pas pu être étudié en détail pendant la thèse mais néanmoins, nous essaierons de donner quelques indications de travail autour de cette fonction optique, prometteuse pour les opérations de régénération.

Tout d'abord nous présentons sur la Figure 100, le dispositif expérimental constituant le Double-Etage de SOA.

Les diagrammes de l'œil présentés correspondent à ceux obtenus dans la configuration optimale du Double-Etage de SOA en terme de qualité de signal de sortie (Facteur Q).

Les puissances P_S et P_P correspondent respectivement aux puissances moyennes de sonde et de pompe dans les SOA (mesurées avec un analyseur de spectre optique non représenté). Les puissances sont mesurées à l'entrée de chaque SOA (# 1 et # 2), avant les isolateurs optiques.

Les lignes à retard optique (VOA) sont placées de telle sorte qu'on puisse faire varier puissance de sonde et puissance de pompe indépendamment dans chaque SOA.

Les trajets # 1 et # 2 sont de longueurs identiques (avec une précision de l'ordre de la dizaine de picosecondes). En effet, la ligne à retard optique (LAR) située sur le trajet # 1 va venir corriger l'incertitude de mesure sur la longueur du trajet # 1. Ce montage peut se faire en mesurant le trajet # 2 (mesure de la longueur des « jarrettières ») et en venant souder ou bien couper la différence de longueur sur le trajet # 2. Une incertitude de 1 cm sur la longueur d'un des trajets correspond à 50 ps. Les lignes à retard optiques dont nous disposons ont une plage de réglage de 200 à 300 ps selon les modèles.

Commande / données

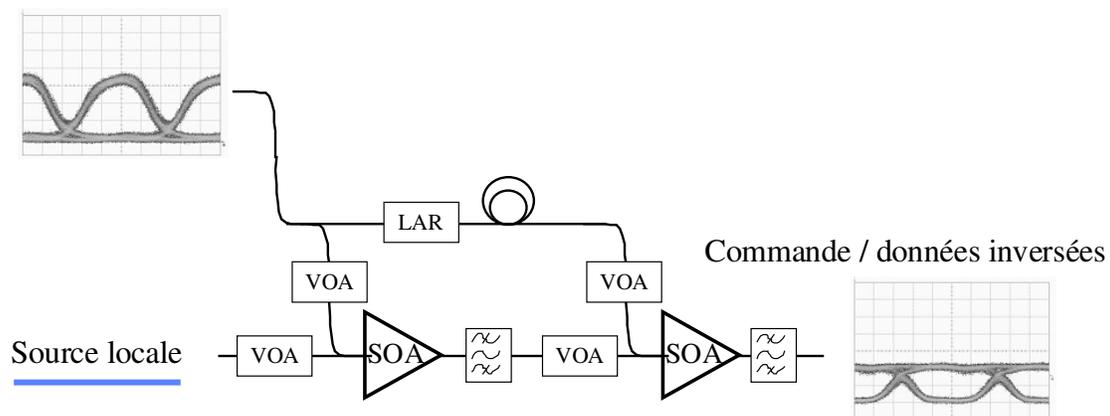


Figure 100 : Dispositif expérimental du DE-SOA

Les filtres optiques sont des filtres passe-bande qui vont venir filtrer la sonde après les SOA. Leur bande passante est de 1 nm pour séparer correctement la pompe de la sonde ($\Delta\lambda = 3$ nm), et limiter l'accumulation de bruit dans les SOA.

Enfin, si nous nous intéressons aux résultats des performances qualitatives d'un tel dispositif, nous pouvons observer sur le diagramme de l'œil en sortie du Double-Etage que les données sont inversées avec un niveau de bruit sur les « 0 » de pompe très bas. Cette caractéristique est propre aux dispositifs convertisseurs de longueur d'onde à base de SOA, possédant deux non-linéarités sur leur fonction de transfert (nous pourrions nous reporter au chapitre 3, concernant la simulation du NOLM et du DE-SOA).

Alors, nous pouvons obtenir en sortie de cette fonction optique, un niveau de « 0 » très faible (pas de transmission du bruit des « 1 » de pompe).

Dans cette partie, nous avons caractérisé le Double-Etage de SOA, en configuration système, pour le format NRZ.

Les résultats relatifs au format RZ sont présentés dans la partie concernant la cascade de convertisseurs en longueur d'onde (optimisation de la configuration pour la boucle à recirculation).

1.3.1 Le Double-Etage en configuration 2R

Pour cette configuration on a une sonde continue et une pompe portant les données au format NRZ. Les réglages du double étage sont réalisés en réglant le premier SOA puis le second successivement.

Pour le premier SOA, on règle les puissances de sonde et de pompe pour que les « 0 » de pompe ne compressent pas le gain. La puissance de sonde ($P_S \# 1$) est de -10 dBm environ pour avoir une puissance de saturation du gain relativement basse. Ainsi, on règle une puissance de pompe ($P_P \# 1$) à -13 dBm.

Pour le second SOA, les « 1 » de pompe compressent fortement le gain. La puissance de sonde est diminuée et la puissance de pompe augmentée ($P_S \# 2 = -15$ dBm et $P_P \# 2 = -5$ dBm). Les puissances mesurées ne tiennent pas compte des pertes du dispositif de mesure (identique pour toutes les mesures). Avec ces valeurs, le SOA # 1 va réduire le bruit sur les « 0 » de pompe et le SOA # 2 va réduire le bruit sur les « 1 » de pompe (double non-linéarité de la fonction de transfert du DE-SOA).

Nous pouvons remarquer que les valeurs de puissance mesurées ne correspondent pas aux puissances réellement injectées dans le SOA. Il faut tenir compte des pertes du montage en espace libre permettant l'injection de la lumière dans les puces.

1.3.2 Réglages du Double-Etage de SOA

Il est réalisé en deux parties. Pour cela, on place le double étage dans le dispositif expérimental décrit sur la Figure 95. Nous plaçons une photodiode rapide (de type U2t et de bande passante optique 45 GHz) devant l'oscilloscope à échantillonnage rapide (AGILENT Infinium 86100A de bande passante électrique 50 GHz) pour pouvoir observer le diagramme de l'œil du signal de sortie pendant les réglages.

La sonde est continue, nous sommes en fonctionnement 2R.

Dans un premier temps, les puissances dans le premier SOA sont ajustées pour minimiser le bruit sur les « 1 » en sortie. Ensuite les puissances optiques sont ajustées dans le second SOA pour augmenter le taux d'extinction du signal de sortie tout en réduisant le bruit sur les « 0 » du signal de sortie. Tous ces réglages se font en réglant à chaque fois la ligne à retard sur le trajet #1 pour éviter d'avoir un signal « doublé » en sortie du double étage (i.e. des compressions de gain non synchrones sur la sonde).

Nous pouvons alors estimer la qualité du signal de sortie avec le diagramme de l'œil (mesure du taux d'extinction ou bien du facteur Q).

La Figure 101 (a) présente un résultat obtenu expérimentalement pour la configuration NRZ en fonctionnement 2R avec l'optimisation par le diagramme de l'œil. Nous remarquons qu'avec cette technique nous avons un bon taux d'extinction de sortie et un format NRZ.

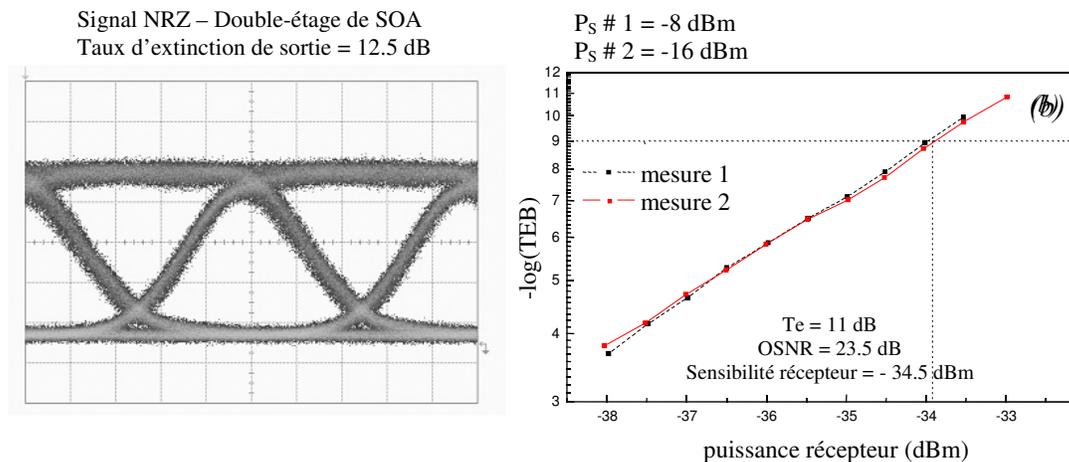


Figure 101 : Réglage du Double-Etage de SOA

Ensuite nous reprenons les réglages en les affinant au taux d'erreurs. Le paramètre important est l'optimisation de la ligne à retard optique. nous mesurons la sensibilité du récepteur en présence du double étage de SOA. Les réglages de puissance sont affinés tout en observant le diagramme de l'œil pour ne pas le déformer. Nous pouvons très bien déformer le signal et pour un seuil électrique donné, améliorer le taux d'erreurs.

Le réglage de la ligne à retard est plus efficace au taux d'erreurs car nous arrivons à affiner les réglages avec une très grande précision sans déformation visible du signal.

Les résultats de cette procédure de réglage sont traduits par les courbes de sensibilité du récepteur sur la Figure 101 (b).

Il faut noter dans un premier temps que le diagramme de l'œil n'est pas ou peu modifié par rapport au réglage précédent. Le taux d'extinction est un peu diminué (11 dB au lieu de 12,5 dB) et la pénalité est très faible (0,6 dB). Nous pouvons donc dire que la transmission est très bonne puisqu'on a très peu dégradé le signal (le récepteur n'y est pas sensible).

Enfin, il faut régler le Double-Etage devant le récepteur pour une puissance de signal plus importante afin de s'assurer que la « prise de décision optique » (par la fonction de transfert non-linéaire) est optimale. Nous rappelons aussi que l'expression « prise de décision optique » correspond à la séparation des « 1 » et des « 0 » due à la fonction de transfert non-linéaire.

Si ce n'est pas le cas, le signal peut-être apparemment de bonne qualité alors que nous observons un « plancher d'erreurs » pour des puissances de détection supérieures à -10 dBm (paquets d'erreurs dus à l'instabilité du système).

Le « plancher d'erreur » est caractéristique d'une mauvaise prise de décision de la porte optique (notion développée dans le premier chapitre). Nous mesurons alors des erreurs indépendamment de la puissance du signal sur le récepteur (taux d'erreurs supérieur à 10^{-10}) donc difficilement décelable lors du réglage du DE-SOA à partir de la sensibilité du récepteur. Pour cette configuration, aucun plancher d'erreur significatif n'a été décelé (taux d'erreurs $< 1.10^{-12}$ pour une puissance de signal sur le récepteur de -10 dBm).

1.3.3 Sensibilité du Double-Etage de SOA au bruit d'émission spontanée sur la pompe

Le principe de cette étude est de mesurer les dégradations du signal en sortie du régénérateur lorsqu'on fait varier le rapport signal sur bruit optique du signal de pompe en entrée. Cette expérience a pour but d'étudier le comportement du régénérateur en présence de bruit optique en excès, afin d'en déduire les marges de fonctionnement dans un système réel¹⁸⁷. L'accumulation du bruit ASE dans un système réel ne peut être simulée que de cette manière. Les figures suivantes présentent les résultats de cette étude qui a consisté à augmenter la puissance de bruit optique sur le signal, faisant diminuer le rapport signal sur bruit optique mesuré cette fois-ci sur 0,5 nm pour intégrer toute la puissance du signal. La puissance de la sonde dans le Double-Etage de SOA est de -10 dBm, la puissance de pompe est de 10 dBm et le courant de polarisation des SOA est de 300 mA.

La Figure 102 (a) nous indique que le taux d'extinction de sortie du DE-SOA n'est sensible à la dégradation de l'OSNR qu'à partir d'une forte dégradation du signal. Ce résultat est en accord avec les simulations du chapitre 3.

Sur la Figure 102 (b), nous observons que la dégradation de l'OSNR de sortie est très rapide (à partir de 25 dB en entrée) pour suivre une dégradation linéaire de l'OSNR.

Les résultats de simulation du facteur Q présentés au chapitre 3 tendent à montrer que le bruit optique en sortie est moins sensible à la dégradation du bruit optique en entrée (au dessus d'une certaine valeur seuil). Ce comportement expérimental est vraisemblablement dû à une trop faible puissance de sonde et une puissance d'émission spontanée trop importante (filtrage trop large de la bande de bruit). Dans ces conditions, le gain du premier SOA est compressé en partie par la puissance de bruit, ce qui va provoquer un « affaissement » de la fonction de transfert du Double-Etage.

La Figure 102 (c) correspond à la pénalité sur le récepteur introduite par la dégradation de l'OSNR. On remarque que la pénalité ne diminue pas beaucoup par rapport à la référence, ce qui semble corroborer les hypothèses précédentes sans remettre en cause les propriétés régénératives du Double-Etage de SOA.

Nous n'avons pas effectué d'autres mesures en faisant varier la puissance de sonde. Nous avons préféré étudier plus en détail le NOLM.

La caractérisation du Double-Etage de SOA étant très prometteuse au regard des résultats de simulation, cette étude est donc poursuivie par Gwenaëlle Girault, qui effectue actuellement une thèse au laboratoire.

Nous allons maintenant présenter les résultats du NOLM en réflexion.

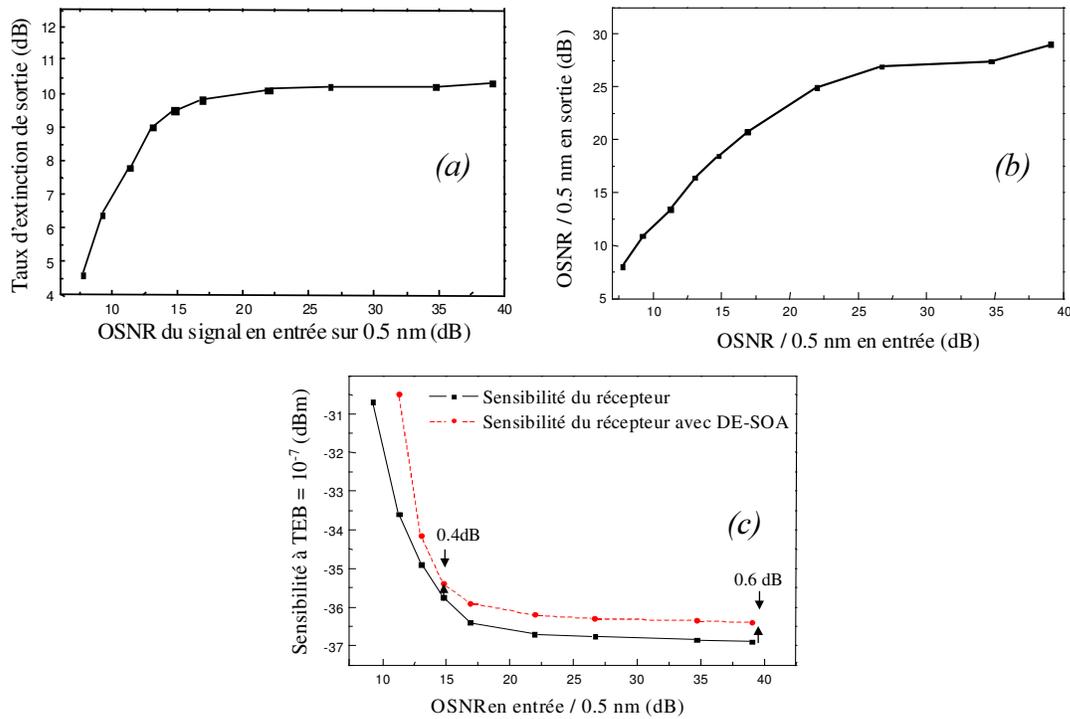


Figure 102 : Comportement du DE-SOA à la dégradation de l'OSNR en entrée

1.4 Caractérisation du NOLM-SOA en réflexion

Comme pour le Double-Etage de SOA, nous avons caractérisé le NOLM-SOA en configuration pompe sonde (convertisseur en longueur d'onde). La configuration « réflexion » a immédiatement été retenue pour les formats à 10 Gbit/s à fort taux de remplissage optique (NRZ et RZ de largeur d'impulsion à mi-hauteur de environ 50 ps). Le principal problème rencontré avec la configuration du NOLM en transmission¹⁸⁸ a été la déformation importante des données (NOLM utilisé classiquement avec des impulsions courtes pour le démultiplexage OTDM¹⁸⁹, le filtrage du bruit¹⁹⁰ ou la compression d'impulsions¹⁹¹). Ensuite, nous avons été confrontés à des problèmes d'instabilités rédhibitoires en configuration système (« back to back ») du fait de la forte dépendance en phase du dispositif (induite par les fluctuations de puissance sur la pompe).

La configuration « réflexion » est beaucoup mieux adaptée aux formats de modulation à 10 Gbit/s puisqu'elle dépend fortement de la modulation du gain et beaucoup moins de la phase. De plus, l'inversion de polarité des données permet de restaurer la polarité initiale du signal incident lorsque le NOLM-SOA est associé au DE-SOA.

Nous avons tenté de caractériser la fonction de transfert du NOLM-SOA en réflexion puis ses performances en présence de bruit optique sur la sonde.

Nous avons utilisé les mêmes sources que précédemment (S_1 et S_2), séparées de quelques nanomètres autour de 1550 nm¹⁹².

1.4.1 Etude statique du NOLM-SOA

Le dispositif de principe du NOLM pour les deux configurations est présenté sur la Figure 103.

Le NOLM est constitué de fibres à maintien de polarisation (circulateur optique inclus)¹⁹³. La longueur totale du bras est de 6 mètres, correspondant à un DGD (propriété des fibres biréfringentes) de 6 ps environ (fibre de type « Panda » de Fujikura). La sonde est polarisée suivant un axe de propagation de la fibre pour rendre le dispositif insensible à la polarisation¹⁹⁴. Le taux d'isolation de polarisation du NOLM est supérieur à 20 dB. Lorsque l'on y introduit le SOA (composant très légèrement biréfringent mais très court) le taux d'isolation de polarisation n'est plus que de 15 dB.

Ainsi, en fonctionnement normal, un tel dispositif peut être considéré comme stable sans besoin d'asservissement sur la longueur de la fibre puisque par construction, les deux bras du NOLM ont rigoureusement la même longueur optique.

La pompe est injectée par un coupleur proche du SOA pour minimiser les interactions avec la sonde. Le SOA étant faiblement sensible à la polarisation, nous avons un dispositif lui aussi faiblement sensible à la polarisation de la pompe. La sonde en sortie sort polarisée.

Les tests de sensibilité à la polarisation du NOLM-SOA ont été réalisés. Nous avons gardé le même principe de mesure des pertes dépendant de la polarisation (PDL), à savoir un contrôleur de polarisation puis un polariseur tournant pour injecter la pompe. Les résultats sont présentés sur la Figure 105, ils montrent bien la grande stabilité de la configuration réflexion par rapport à la configuration transmission. Pour cette expérience, nous avons réglé le retard co / contra-propagatif dans le NOLM de manière identique pour les deux configurations (de l'ordre de 20 ps).

En ce qui concerne la forme du signal en sortie du NOLM, les simulations faites dans le chapitre 3 ont permis de mettre en évidence des fenêtres de transmission pour le format NRZ. Les diagrammes de l'œil présentés sur la Figure 103 sont obtenus pour des retards co / contra-propagatifs différents correspondant chacun à un œil en sortie de bonne qualité (l'optimisation obtenue lorsque le taux d'extinction est optimal).

Un tel montage procure à l'interféromètre une stabilité relativement correcte. Tout le dispositif fibré est bobiné et placé dans une enceinte en Plexiglas. Le SOA est lui aussi dans l'enceinte mais son radiateur est placé à l'extérieur (nous présentons le dispositif sur les photos de la Figure 104).

Nous avons expérimentalement déterminé la fonction de transfert du NOLM. Pour cela, nous n'avons pas conservé le format NRZ sur la voie « signal », mais une horloge impulsionnelle de largeur d'impulsions de 30 ps avec taux d'extinction estimé à 30 dB (S_2 , en régime de commutation de gain). Nous avons fait varier la puissance (moyenne) des impulsions pour une puissance de sonde constante. Le retard co / contra-propagatif dans le NOLM est de 20 ps environ.

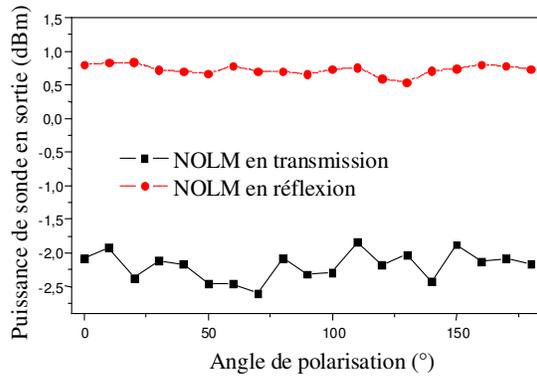


Figure 105 : Mesure de la PDL du NOLM

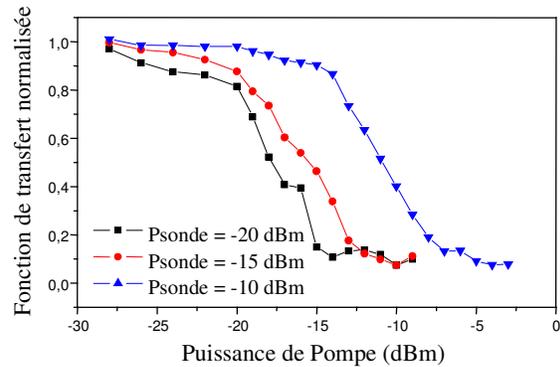


Figure 106 : Fonction de transfert du NOLM en réflexion

1.4.2 Les performances en système

Comme pour le Double-Etage de SOA, nous avons étudié le comportement du NOLM en configuration réflexion pour le format NRZ.

Tout d'abord, nous présentons sur la Figure 107, la mesure de sensibilité du récepteur avec le NOLM, pour une configuration donnée, mais surtout pour plusieurs puissances de sonde. La sensibilité de référence à 10^{-9} est mesurée à $-35,5$ dBm alors que la sensibilité avec le NOLM avec format NRZ est mesurée à -33 dBm.

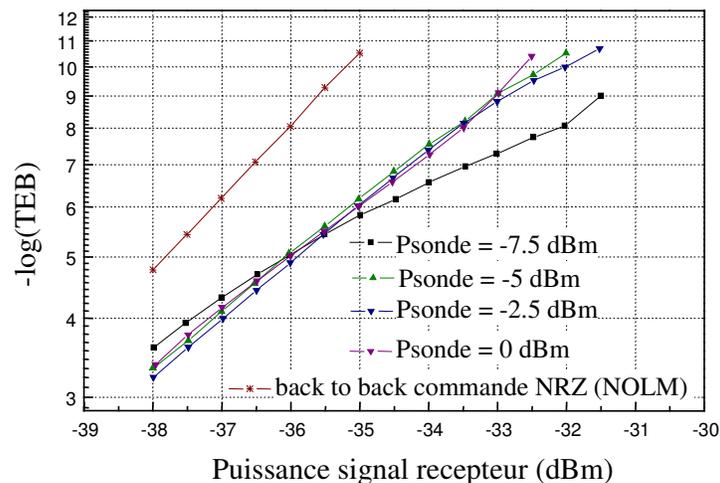


Figure 107 : Influence de la puissance de sonde sur la stabilité du NOLM en réflexion (NRZ)

On remarque que pour des puissances de sonde de -5 à 0 dBm dans le NOLM, nous n'observons pas d'accentuation de la pénalité par rapport à la référence. Ces résultats font écho à ceux de la fonction de transfert (Figure 106) qui indiquent que la fonction non-linéaire est simplement décalée si on fait varier la puissance de sonde. Pour obtenir le même signal en sortie, il suffit de régler la puissance de pompe de manière à « placer » correctement les « 1 » et les « 0 » du signal d'entrée sur la fonction de transfert.

Nous présentons ensuite sur la Figure 108, l'élargissement du spectre dû au chirp à la modulation du gain dans le SOA (sans propagation dans la fibre). Le signal en entrée est toujours en format NRZ. La résolution de l'analyseur de spectre ANDO AQ6313 est de 0,01 nm.

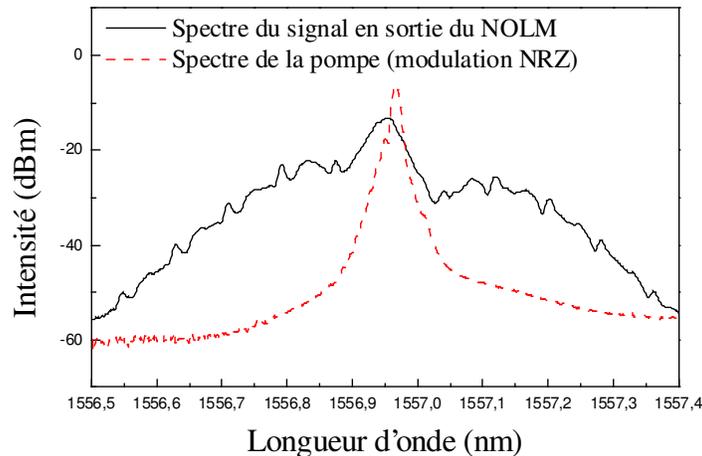


Figure 108 : Elargissement du spectre du signal NRZ au passage dans le NOLM

Nous avons aussi regardé la sensibilité du récepteur en fonction du courant de polarisation du SOA dans le NOLM-SOA.

Nous rappelons que la vitesse de recombinaison est plus rapide lorsque la densité de porteurs de charge est plus importante.

Nous pouvons passer à l'étude du comportement du NOLM au bruit en excès sur le signal en entrée. Nous avons utilisé le même dispositif que pour l'étude réalisée sur le Double-Etage de SOA.

Le signal de pompe en entrée du NOLM en ajoutant du bruit généré par une source d'ASE. Les résultats obtenus sont présentés sur les figures suivantes.

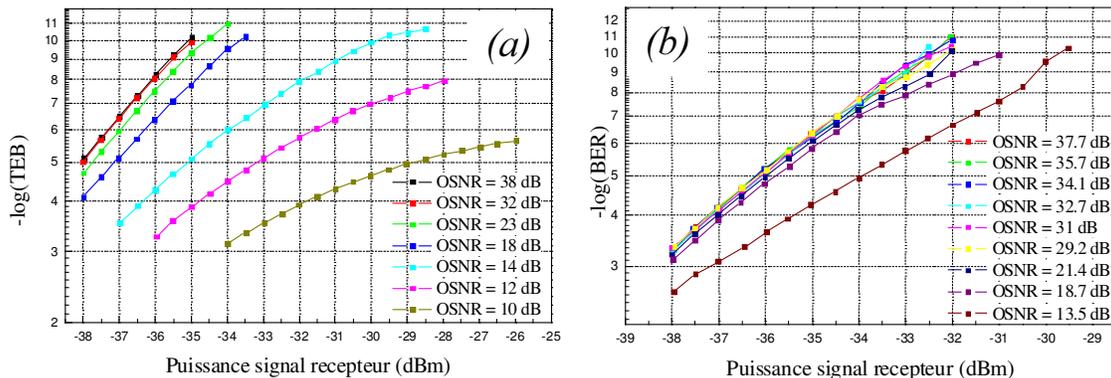


Figure 109 : Pénalité engendrée par la dégradation de l'OSNR (référence et NOLM)

L'OSNR est mesuré sur 0,5 nm. Nous observons nettement sur ces courbes que la présence du NOLM va modifier l'évolution de la sensibilité du récepteur en fonction de l'accumulation de bruit. La Figure 109 (a) correspond à la mesure sans le NOLM. C'est notre référence pour le

récepteur. La Figure 109 (b) correspond à la mesure avec le NOLM. On rappelle que le NOLM en format NRZ introduit une pénalité (sensibilité à -33 dBm au lieu de $-35,5$ dBm pour la référence). L'intérêt de cette mesure est de savoir si cette pénalité n'est pas réduite en présence d'un signal dégradé en entrée du régénérateur. Pour toutes les courbes, la puissance moyenne de la pompe en entrée du NOLM est de 6 dBm.

Comme pour le Double-Etage de SOA, nous avons tracé les résultats sur une même courbe, la sensibilité du récepteur avec régénérateur (NOLM-SOA) et sensibilité du récepteur sans régénérateur. Les résultats sont présentés sur la Figure 110.

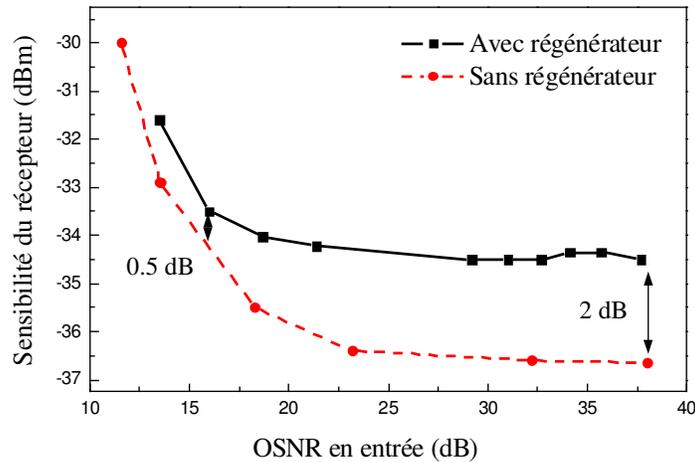


Figure 110 : Diminution de la pénalité sur le récepteur avec le NOLM pour un signal bruité

Ces résultats mettent en évidence la faible sensibilité du NOLM au bruit d'émission spontanée amplifiée sur le signal de pompe en entrée. Plus le bruit optique est important en entrée du régénérateur et plus l'effet de la transmission non-linéaire du bruit se fait ressentir sur le récepteur.

Nous avons déjà montré que la fonction de transfert du NOLM était particulièrement abrupte, permettant en un seul passage une redistribution importante des densités de probabilité du bruit.

Contrairement à certains résultats de la littérature, nous n'observons pas de pénalités négatives ici. Cette pénalité négative est due, selon nous, à une amélioration des performances du récepteur^{195,196} (plutôt qu'à une inconcevable réduction d'erreurs du signal).

Ces hypothèses sont corroborées par les figures suivantes.

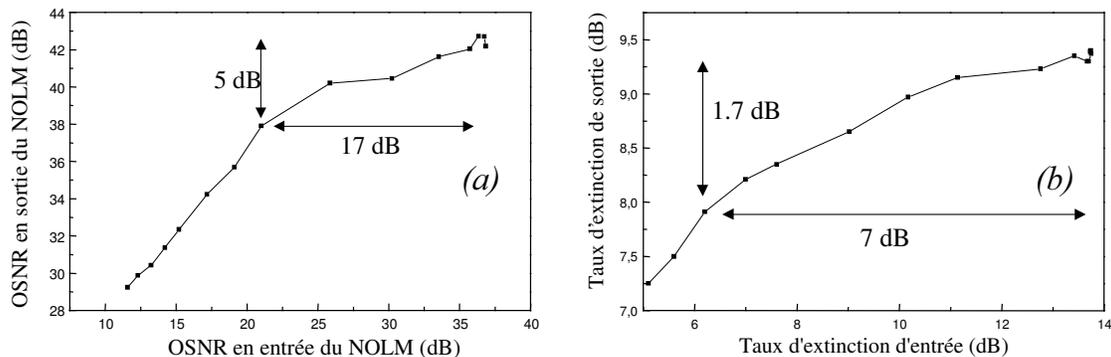


Figure 111 : Comportement du signal en sortie du NOLM en présence de bruit en excès en entrée

L'OSNR est toujours mesuré par rapport à 0,5 nm. La Figure 111 (a) indique une dégradation de 5 dB en sortie alors que la dégradation en entrée est de 17 dB. Nous avons mesuré une réduction de plus de 16 dB du bruit en sortie par rapport au bruit en entrée. Cette remarque peut-être illustrée par la référence¹⁹⁷. Cette stabilité de l'OSNR est due à la transmission non-linéaire du bruit optique dans le NOLM.

La Figure 111 (b) indique elle une dégradation du taux d'extinction de 1,7 dB en sortie pour une dégradation en entrée de 7 dB. Ces résultats permettent d'apprécier la stabilité du signal en sortie du NOLM pour des dégradations importantes du signal en entrée, pour le format NRZ. Ce comportement est propre aux structures interférométriques à base de SOA qui présentent une non-linéarité forte en transmission permettant une suppression importante du bruit¹⁹⁸ à 10 Gbit/s, en configuration 2R. Cette caractéristique va permettre une bonne prise de décision optique puisque nous avons vu qu'il était possible de régler avec la puissance de sonde, le seuil de décision optique (Figure 106). Cette fonction optique laisse présager un bon comportement en configuration système puisqu'elle possède une fonction de transfert abrupte, propriété fondamentale pour régénérer rapidement le signal¹⁹⁹.

Il est important de noter que nous n'avons pas observé de « plancher d'erreurs » en fonctionnement normal du NOLM (i.e. un signal de pompe non bruité en entrée et une puissance de -10 dBm sur le récepteur).

A ce niveau de l'étude, nous pouvons déjà comparer les résultats obtenus avec les deux types de régénérateurs. Nous observons sur la Figure 112 une plus grande stabilité du taux d'extinction pour le NOLM avec un taux d'extinction plus élevé pour le Double-Etage de SOA.

Ces premiers résultats permettent de dégager les propriétés de chacun des deux régénérateurs.

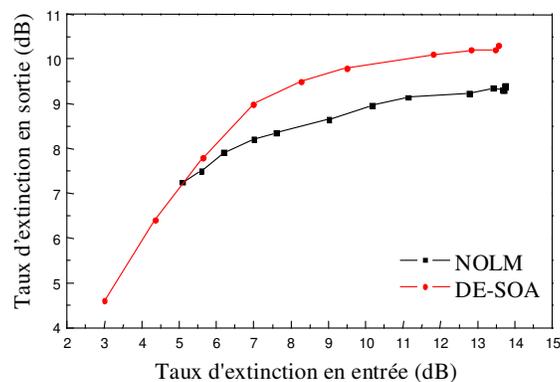


Figure 112 : Comparatif des performances NOLM / DE-SOA

Cette étude n'a pas été réalisée en format RZ, mais nous pouvons nous appuyer sur les résultats théoriques du chapitre 3 qui ont mis en évidence des fenêtres de transmission temporelle favorables au format impulsionnel court sur la sonde (3R). Dans ces conditions, le taux d'extinction du signal en sortie du NOLM devrait être amélioré et les déformations du signal minimisées.

La Figure 113 présente la mesure de pénalité du NOLM en format RZ. Elle indique une diminution de la pénalité du NOLM en format RZ (50 ps) de 1 dB par rapport au format NRZ (on passe de 2,2 dB en NRZ à 1,2 dB en RZ). Nous pouvons aussi signaler que les mesures sont répétables, ce qui indique une bonne stabilité du NOLM.

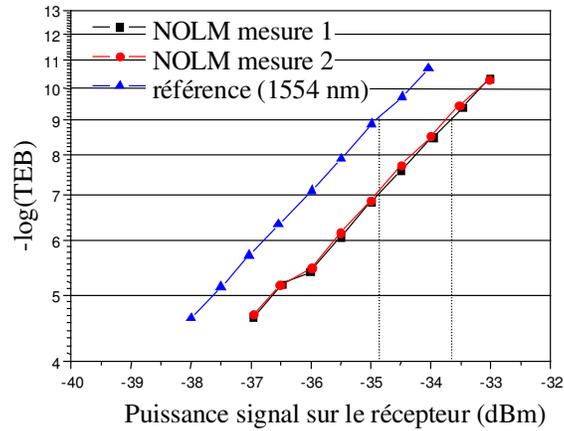


Figure 113 : Pénalité apportée sur le récepteur par le NOLM en format 2R

Nous pouvons maintenant nous appuyer sur tous ces résultats pour choisir une configuration optimale pour le régénérateur complet.

Les tests en boucle à recirculation permettent de cascader les passages dans le régénérateur, afin de mettre en évidence l'amélioration de la transmission régénérée (via une mesure du taux d'erreurs binaires).

Pour ce faire, il est essentiel d'avoir la même longueur d'onde en entrée et en sortie du régénérateur. Étant donné que nous utilisons des dispositifs convertisseurs en longueur d'onde, il a fallu en cascader deux pour obtenir un régénérateur complet.