



HAL
open science

Modélisation et validation expérimentale de nouvelles structures SOA large bande et de techniques d'élargissement de la bande passante optique

Tammam Motaweh

► **To cite this version:**

Tammam Motaweh. Modélisation et validation expérimentale de nouvelles structures SOA large bande et de techniques d'élargissement de la bande passante optique. Autre. Université de Bretagne occidentale - Brest, 2014. Français. NNT : 2014BRES0117 . tel-01915154

HAL Id: tel-01915154

<https://theses.hal.science/tel-01915154v1>

Submitted on 7 Nov 2018

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



université de bretagne
occidentale



THÈSE / UNIVERSITÉ DE BRETAGNE OCCIDENTALE

sous le sceau de l'Université européenne de Bretagne

pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE BRETAGNE OCCIDENTALE

Mention : Optoélectronique - Télécommunications optiques

École Doctorale SICMA 0373

présentée par

Tammam MOTAWEH

Préparée au laboratoire Lab-STICC

UMR CNRS 6285

École Nationale d'Ingénieurs de Brest (ENIB)

Modélisation et validation
expérimentale de nouvelles
structures SOA large bande
et de techniques
d'élargissement de la
bande passante optique

Soutenue le 11 Décembre 2014

devant le jury composé de :

Alain LE CORRE

Professeur des Universités, FOTON, INSA de Rennes / *Rapporteur*

Hong Wu LI

Professeur des Universités, IETR, Université de Nantes / *Rapporteur*

Romain BRENOT

Docteur Ingénieur R&D, Alcatel Thales III - V Lab / *Examineur*

Mathieu CHAUVET

Professeur des Universités, FEMTO-ST, Université de Franche-Comté /
Examineur

Houria REZIG

Professeur des Universités, SYSCOM, ENIT / *Examinatrice*

Ammar SHARAIHA

Professeur des Universités, Lab-STICC, ENIB / *Directeur de thèse*

Mikael GUEGAN

Maître de Conférences, Lab-STICC, ENIB / *Co-Encadrant*

Pascal MOREL

Maître de Conférences, Lab-STICC, ENIB / *Co-Encadrant*

Remerciements

Le travail relatif à ce mémoire a été effectué au laboratoire de recherche Lab-STICC sur le site de l'école nationale d'ingénieur de Brest (ENIB) sous la direction de Monsieur Ammar Sharaiha, Professeur des universités à l'ENIB, et avec le soutien financier de l'université de Damas en Syrie.

Je tiens tout d'abord à remercier profondément mon directeur de thèse Monsieur Ammar SHARAIHA pour son aide précieuse, sa direction avisée fidèle et exigeante. Je remercie également l'université de Damas pour son soutien financier. Je suis reconnaissant à Monsieur Kanj ALSHOEFI Maître de conférences à l'université de Damas pour son suivi administratif.

Je remercie particulièrement mes co-encadrants de thèse Messieurs Mikael GUEGAN et Pascal MOREL, Maîtres de conférences à l'ENIB, pour leur soutien au long de ces années de thèse. Leurs compétences scientifiques et leurs disponibilités ont fait de ces années de thèse un séjour instructif et agréable.

Je suis très reconnaissant à Monsieur Romain BRENOT, Docteur Ingénieur R&D au III-V Lab (Alcatel Thales) pour la fourniture des puces SOA développées dans le cadre du projet AROME. Cela a été indispensable pour réaliser ce travail de recherche. Je le remercie également pour avoir accepté de faire partie de mon jury de thèse en tant qu'examinateur.

Je remercie très chaleureusement Monsieur Alain LE CORRE Professeur des universités à l'INSA de Rennes et Monsieur Hong Wu LI Professeur des universités à l'université de Nantes pour avoir accepté de rapporter mes travaux de thèse. Je remercie également les membres du jury pour avoir accepté d'examiner mes travaux de thèse : Monsieur Mathieu CHAUVET Professeur des universités à l'université de Franche-Comté et Madame Houria REZIG Professeur des universités à l'ENIT.

Je remercie l'ensemble des personnes qui m'ont soutenu et aidé à réaliser ce travail et à effectuer mon service d'enseignement, j'ai très apprécié leur soutien scientifiquement et/ou moralement à savoir Yann BOUCHER, Florian BENIBEGNA, Abdesslam BENZINO, Thierry RAMPONE, Laura TEIESCU, Kamal NASREDDINE, Mohamad HAMZE, Frédéric AUDE et Hamidreza KHALEGHI.

Je tiens aussi à remercier la gentillesse et la sympathie de l'ensemble des membres du laboratoire Lab-STICC/Enib particulièrement mes collègues de bureau Mayssa et Deka.

Finalement, je remercie mes parents et ma femme Nour pour leur soutien jusqu'au bout. Je suis très reconnaissant à Nour pour son aide précieuse lors de la rédaction de ce mémoire de thèse.

Table des matières

Remerciements	2
Table des matières	8
Introduction	9
1 Amplification optique large bande	13
1.1 Introduction	13
1.2 Amplification optique dans les systèmes de télécommunications optiques	15
1.2.1 Amplificateur à fibre dopée à l'Erbium (EDFA)	16
1.2.2 Amplificateur optique à effet Raman(RFA)	17
1.2.3 Amplificateur optique à semi-conducteurs (SOA)	18
1.3 Structure et caractéristiques principales des SOA	20
1.3.1 Structure des SOA	20
1.3.2 Gain fibre-à-fibre	22
1.3.3 Bande passante optique	22
1.3.4 Puissance de saturation	26
1.3.5 Émission spontanée amplifiée et facteur de bruit	27
1.3.6 Temps de récupération du gain	30
1.3.7 Facteur de couplage phase-amplitude	31
1.3.8 Sensibilité du gain à la polarisation	32
1.3.9 Sensibilité de l'indice de réfraction à la polarisation	33
1.4 Fonctions et applications à base de SOA	34
1.5 Solutions pour l'amplification large bande	37
1.5.1 Introduction d'éléments passifs spectralement sélectifs	37
1.5.2 Utilisation de plusieurs amplificateurs optiques aux spectres décalés	38
1.5.2.1 Amplificateur Raman à large bande par multi-pompage	39
1.5.2.2 Amplificateur-hybride (SOA-Raman)	40
1.5.2.3 Amplificateur-hybride EDFA-Raman	40
1.5.2.4 Amplificateur à large bande à base de l'EDFA dans une configuration parallèle	42
1.5.3 Amplificateur optique à fibre Tellurure dopée à l'Erbium (EDTFA, <i>Erbium-Doped Tellurite Fiber Amplifier</i>)	43
1.5.4 Nouvelle structure SOA large bande	44

2	Modélisation et caractérisation des SOA à large bande passante optique	47
2.1	Introduction	47
2.2	Description du SOA	48
2.2.1	Description de la structure de la zone active du SOA	48
2.2.2	Description de la puce SOA	49
2.3	Modélisation du gain matériau et du coefficient de gain d'une structure à base de puits quantiques	51
2.3.1	Modèle du gain matériau	51
2.3.2	Modèle du coefficient de gain	55
2.3.3	Influence des 5 paramètres ($\lambda_{cv,0}$, $\lambda_{cv,1}$, ΔE , E_0 , τ_{in}) sur les profils spectraux du gain matériau et du coefficient de gain	56
2.3.4	Dépendance à la température du gain matériau et du coefficient de gain	60
2.4	Modélisation du SOA	62
2.4.1	Propagation du signal	63
2.4.2	Émission spontanée amplifiée	64
2.4.3	Propagation de l'ASE	65
2.4.4	Équation d'évolution	65
2.4.5	Optimisation des paramètres du modèle	66
2.5	Caractéristiques statiques et dynamiques	69
2.5.1	Banc de mesures du SOA	69
2.5.2	Caractérisation du gain et du facteur de bruit	72
2.5.2.1	Puissance de saturation	74
2.5.2.2	Facteur de bruit en régime saturé	75
2.5.2.3	Bande passante optique en régime saturé	76
2.5.3	Caractérisation en régime dynamique	78
2.5.3.1	Réponse fréquentielle du SGM du SOA	78
2.5.3.2	Réponse fréquentielle du XGM du SOA	80
2.5.4	Mesure du facteur de couplage phase-amplitude	82
2.6	Conclusion	87
3	Optimisation structurelle d'un SOA large bande mono et bi-électrodes	89
3.1	Introduction	89
3.2	Optimisation de la bande passante optique pour un gain cible d'une structure mono-électrode	90
3.2.1	Algorithme d'optimisation	90
3.2.2	Évolution en fonction de la longueur du SOA	91
3.2.3	Évolution de la BO@ -1dB optimisée en fonction du gain maximal obtenu	94
3.2.4	Impacts de l'optimisation de la bande passante optique sur la puissance de saturation et le NF	96
3.3	Étude d'une structure SOA à bi-électrodes	99
3.3.1	Influence de la structure bi-électrodes "symétriques" sur le NF et la puissance de saturation	102

3.3.2	Influence de la structure bi-électrodes "non-symétriques" sur le NF et la puissance de saturation	105
3.4	Conclusion	109
4	Étude et validation de techniques pour élargir la bande passante optique d'un dispositif à base de SOA large bande	111
4.1	Introduction	111
4.2	Technique basée sur le filtrage en réflexion	112
4.2.1	Principe	112
4.2.2	Montage expérimental	113
4.2.3	Caractérisation de l'ESOA (Amplificateur optique à gain égalisé	114
4.2.3.1	Gain de l'ESOA	114
4.2.3.2	Facteur de bruit de l'ESOA	117
4.2.4	Modélisation de l'ESOA	119
4.2.5	Influence des pertes internes du filtre en réflexion	120
4.2.6	Influence de la puissance injectée	122
4.2.7	Influence de la fibre de transmission	123
4.3	Élargissement de la bande passante optique d'un système de transmission en utilisant l'amplificateur hybride Raman-SOA	126
4.3.1	Principe	126
4.3.2	Modélisation de l'amplificateur hybride Raman-SOA	128
4.3.3	Validation expérimentale de la modélisation de l'amplificateur Raman	128
4.3.4	Étude par simulation de l'amplificateur hybride SOA-Raman	130
4.3.4.1	Influence de la puissance de la pompe Raman sur la BO @ $-1dB$	130
4.3.4.2	Influence de la longueur d'onde de la pompe Raman sur la BO @ $-1dB$	131
4.3.5	Caractérisations expérimentales de l'amplificateur hybride Raman-SOA	133
4.3.5.1	Dispositif expérimental	133
4.3.5.2	Gain et bande passante optique en régime petit signal	134
4.3.5.3	Caractérisation du NF	135
4.3.5.4	Caractérisation de l'amplificateur Raman-SOA en régime saturé	137
4.3.6	Démonstration expérimentale d'une transmission de 7 canaux CWDM à travers l'amplificateur hybride	138
4.4	Conclusion	143
	Conclusion générale	143
	Perspectives	146
	A Réponses fréquentielles du SOA (SGM et XGM) en régime petit-signal	149

B	Modélisation de l'amplificateur Raman	153
B.1	Modélisation statique	153
B.2	Modélisation de la puissance de pompe réfléchie (diffusion Rayleigh)	155
C	Complement du chapitre 3	157
D	Liste des paramètres pour le modèle de SOA	161
	Publications	161
	Table des figures	164
	Liste des tableaux	174
	Bibliographie	175

Introduction

Dans les deux dernières décennies, les télécommunications optiques ont permis de répondre à la montée vertigineuse en débit. En effet, les systèmes WDM (*Wavelength Division Multiplexing*) offrent la possibilité d'augmenter substantiellement le débit, en permettant de transmettre, sur une seule fibre, plusieurs longueurs d'onde portant chacune des informations différentes. Dans ces systèmes, l'amplificateur à fibre dopée Erbium (EDFA, *Erbium Doped Fiber Amplifier*) devient le goulot d'étranglement face à l'accroissement de la demande de montée en débit par sa bande passante limitée de 30 à 40 nm. L'emploi d'amplificateurs optiques à large bande passante optique devient indispensable pour élargir la fenêtre de transmission et ainsi augmenter le nombre des canaux transmis. Dans ce cadre, l'amplificateur optique à semi-conducteurs (SOA, *Semi-conductor Optical Amplifier*) est un bon candidat pour répondre à cette problématique [1, 2].

Ce mémoire de thèse est consacré à l'étude à la fois théorique et expérimentale d'une nouvelle structure de SOA large bande pour la transmission WDM. Ce type de SOA est à base de multi-puits quantique et est développé par Alcatel Thales III-V Lab pour les réseaux optiques d'accès et métropolitains. Ces travaux s'intègrent dans le cadre de deux projets ANR nommés AROME (ANR-06-TCOM-0034) et UltraWIDE (ANR-10-VERS-0011). Ces projets reposent sur le développement d'un amplificateur optique ayant une bande passante optique trois fois plus large que celle de l'amplificateur à fibre dopée Erbium (EDFA, *Erbium-Doped Fiber Amplifier*). Notre étude, expérimentale et théorique, comporte deux parties. La première correspond à modéliser et optimiser structurellement le SOA à large bande, la deuxième correspond à appliquer et à valider plusieurs techniques d'élargissement de la bande passante optique.

Le premier chapitre de cette thèse est consacré à la présentation générale du contexte de l'étude effectuée. Après une introduction historique sur le développement des systèmes de télécommunication optiques, nous présentons brièvement l'EDFA et l'amplificateur optique à effet Raman (RFA, *Raman Fiber Amplifier*) et les SOA. Pour le SOA, nous développons son principe de fonctionnement, ses structures, ses principaux paramètres et certaines de ses applications. Dans la dernière partie du chapitre 1, nous présentons, de façon générale, des techniques permettant d'élargir la bande passante d'un amplificateur optique.

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation et à la caractérisation du SOA étudié. Nous présentons d'abord la modélisation et la caractérisation de nouvelles structures des SOA large bande à multi-puits quantiques. Ces structures ont été réalisées par Alcatel

Thales III-V Lab dans le cadre des projets AROME et UltraWIDE. Pour ce type de SOA, nous décrivons en premier lieu notre modèle semi-phénoménologique du gain matériau et du coefficient du gain que nous avons développé afin de reproduire les comportements statiques du SOA sur de grandes plages de fonctionnement. Dans un deuxième temps, nous caractérisons un échantillon de ce type de SOA à large bande passante optique, dans l'objectif de valider d'une part le modèle utilisé, et d'autre part de présenter ses performances statiques et dynamiques en termes de gain, de bande passante optique de puissance de saturation, de réponse fréquentielle en régime petit signal et de facteur de couplage effectif phase-amplitude.

Le troisième chapitre porte sur l'optimisation par simulation des caractéristiques statiques du SOA mono et bi-électrode, en termes de bande passante optique, de NF et de puissance de saturation en fonction de la longueur du SOA et du courant de polarisation.

Le quatrième chapitre est consacré à l'élargissement de la bande passante optique du SOA utilisé. La première technique utilise la réflectivité spectralement sélective d'un filtre inséré sur l'un des accès optiques du SOA. La deuxième technique associe une amplification optique Raman avec le SOA pour réaliser un module système à amplification large bande. Les deux techniques sont étudiées par simulation et par mesure.

Chapitre 1

Amplification optique large bande

1.1 Introduction

Depuis les années 70, les communications par fibre optique ont vu le jour grâce au développement simultané de sources optiques compactes à base de semi-conducteur (GaAs) et de fibres optiques à faibles pertes à $0,8 \mu m$ [3]. Durant cette évolution, plusieurs générations se sont succédées. Dans les trois premières générations, la longueur d'onde utilisée est passée de $0,8 \mu m$ à $1,3 \mu m$ puis à $1,55 \mu m$. L'atténuation de la fibre a été réduite à $0,2 \text{ dB/km}$ à $1,55 \mu m$, des répéteurs-régénérateurs ont été employés pour augmenter la distance entre émetteurs et récepteurs. La fibre à dispersion décalée (DSF, *Dispersion Shifted Fiber*) a été aussi employée pour compenser la dispersion chromatique (CD, *Chromatic Dispersion*) sur la transmission. Jusqu'à la fin de la troisième génération, jusque dans les années 1990, une seule longueur d'onde était transmise par fibre optique. Lors de la quatrième génération, le principe du multiplexage en longueur d'onde (WDM, *Wavelength Division Multiplexing*) a été développé pour transmettre plusieurs signaux optiques dans une seule fibre optique et ainsi multiplier le débit par le nombre de canaux injectés [4]. Ce système (WDM) peut être classé en plusieurs catégories, parmi lesquelles : Coarse WDM (CWDM) si l'espacement entre les signaux multiplexés est autour de $2,5 \text{ THz}$ (20 nm) [5] et Dense WDM (DWDM) s'il est de moins de 100 GHz . Actuellement, des systèmes WDM sont testés avec un espacement allant jusqu'à $12,5 \text{ GHz}$ [6, 7]. Dans cette génération, l'amplificateur optique a été introduit afin d'amplifier le signal optique sans avoir à le transformer en signal électrique. Ainsi, l'atténuation de la fibre optique est complètement compensée grâce à l'utilisation de l'amplificateur optique. Toutefois, la réduction de qualité de transmission est due aux effets non-linéaire de la fibre optique, notamment sa dispersion modale de polarisation (PMD, *Polarisation Mode Dispersion*) et aux bruits apportés par l'amplificateur optique utilisé. Depuis l'utilisation du WDM, l'augmentation de débit est envisagée soit en augmentant l'efficacité spectrale exprimée en bit/s/Hz , soit en augmentant la bande passante optique de la fenêtre de transmission. Cette dernière est limitée par la bande passante optique de l'amplificateur optique inséré dans la chaîne de transmission. Pour répondre à la demande du débit par canal, des formats de modulation avancés [8] sont exploités. Ces formats de modulation avancés associés au multiplexage en polarisation (PDM) offrent la possibilité de passer d'une transmission 10 Gb/s à 100 Gb/s en conservant le même espacement fréquentiel entre canaux (typiquement 50 GHz) [9].

Parallèlement, le traitement numérique du signal [10], la détection cohérente [11] sont également utilisés. De plus, le multiplexage en espace (SDM, *Space Division Multiplexing*) commence à apparaître [12–14]. La figure 1.1 montre l'évolution du débit dans les réseaux optiques entre les années 1980 et 2013 obtenu en utilisant différentes techniques de multiplexage. Ici, le TDM est le multiplexage temporel (*Time-Division Multiplexed*).

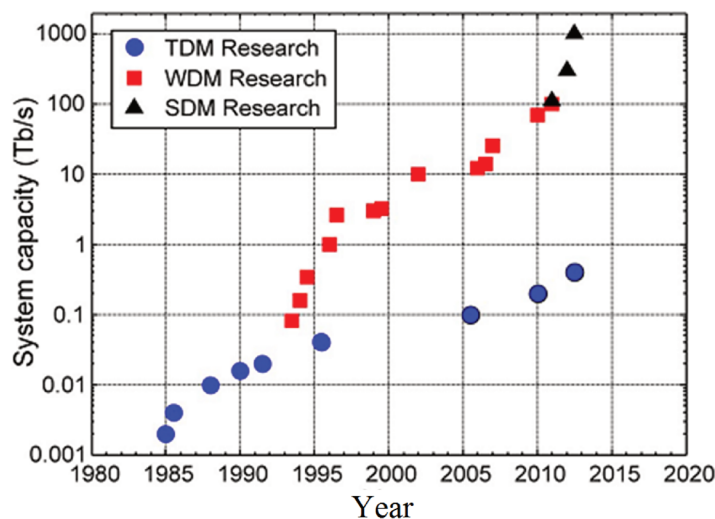


FIGURE 1.1 – Evolution de la capacité des systèmes de télécommunications optiques [15].

Afin de faire face à la limite en bande passante optique due à la bande passante limitée des amplificateurs optiques, l'amplificateur Raman [3] ainsi que de nouvelles configurations d'amplificateurs optiques sont utilisées par la mise en cascade ou la mise en parallèle de plusieurs amplificateurs optiques. Dans ce contexte, le développement d'un amplificateur optique à semi-conducteurs de bande passante élargie (typiquement 3 fois plus large que l'état de l'art) dans un composant intégré et compact, fait partie des solutions prometteuses pour élargir la bande de transmission par fibre optique. Cette dernière solution a été proposée dans le cadre de deux projets ANR AROME et UltraWIDE [16, 17] dans lesquels s'inscrit cette thèse.

Après avoir présenté brièvement l'historique de l'évolution des systèmes de télécommunications optiques, nous allons présenter, dans une première partie, l'état de l'art de l'amplification optique faisant partie intégrante des systèmes actuels de télécommunication. Puis, dans une deuxième partie, nous limiterons notre étude bibliographique aux amplificateurs optiques à semi-conducteurs. Nous décrirons alors la structure de base du SOA, les paramètres qualifiant le SOA et quelques applications de celui-ci. Nous terminerons ce chapitre en présentant quelques solutions qui permettent d'aplatir le profil du gain d'un amplificateur optique et/ou d'augmenter sa bande passante optique.

1.2 Amplification optique dans les systèmes de télécommunications optiques

Le premier réseau sous-marin utilisant la technologie de l'amplification optique est mis en service en 1995 [18]. L'amplification optique est utilisée sur la ligne de transmission dans les configurations suivantes [19, 20] :

1. Post-amplification : l'amplificateur se trouve après l'émetteur et sert comme booster pour augmenter la puissance des lasers de l'émetteur.
2. Amplification en ligne : l'amplificateur permet de compenser les pertes de transmission.
3. Pré-amplification : l'amplificateur est placé avant le récepteur et vise à augmenter considérablement la sensibilité du récepteur et donc augmenter le budget optique permettant de rallonger la liaison optique entre l'émetteur et récepteur.

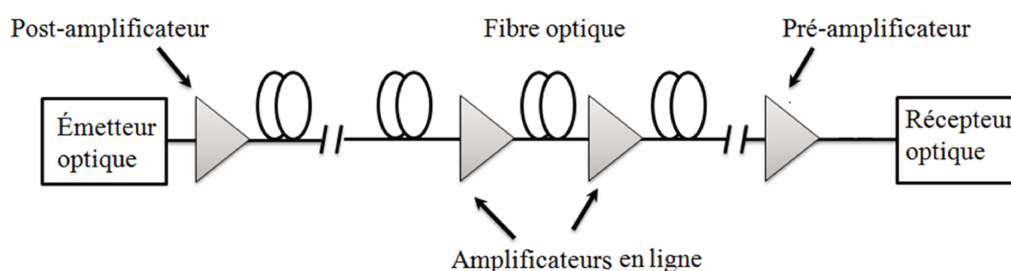


FIGURE 1.2 – Utilisation de l'amplificateur optique comme post-amplificateur, amplificateur en ligne et pré-amplificateur dans le réseau optique.

Pour chaque utilisation de l'amplificateur optique, les exigences par rapport à ses caractéristiques et performances sont différentes en termes de gain, de facteur de bruit (NF, *Noise Figure*), de puissance de saturation, de bande passante optique définie à $-3dB$ (BO $-3dB$), de sensibilité à la polarisation et de perte d'insertion.

Fonctionnement	Post-amplificateur	Amplificateur en ligne	Pré-amplificateur
Fort gain	Oui	Oui	Oui
Forte puissance de saturation	Oui	Oui	Non crucial
Faible NF	Non crucial	Oui	Oui
Faible sensibilité à la polarisation	Non crucial	Oui	Oui
Bande passante optique	Oui	Oui	Oui
Faibles pertes d'insertion	Non crucial	Oui	Oui

TABLE 1.1 – Performances requises pour amplificateur optique en fonction de sa situation dans le réseau optique.

Le tableau 1.1 résume les performances requises à respecter afin d'assurer une bonne utilisation de l'amplificateur optique dans chacune des trois situations. Ce tableau montre que l'amplificateur en ligne requiert une puissance de saturation élevée, un faible (NF), une faible sensibilité à la polarisation. Et cet amplificateur doit être intégrable dans les systèmes de télécommunications avec des faibles pertes d'insertion sans négliger, en cas de transmission WDM, l'importance du critère de la bande passante optique.

Lors du développement de la quatrième génération des systèmes de transmissions optiques, principalement trois types d'amplificateurs optiques ont été développés : l'amplificateur à fibre dopée Erbium (EDFA, *Erbium Doped Fiber Amplifier*), l'amplificateur à fibre à effet Raman (RFA, *Raman Fibre Amplifier*) et l'amplificateur optique à semi-conducteurs (SOA, *Semi-conductor Optical Amplifier*). L'EDFA et le RFA sont principalement utilisés en tant qu'amplificateurs en ligne grâce à leurs fortes puissances de saturation et leurs faibles NF. En revanche, le SOA, à cause de sa forte non-linéarité et de son fort NF, l'est beaucoup moins. Récemment, de nouveaux matériaux à base de puits quantiques ont été employés, ce qui a de nouveau ouvert la porte au développement des SOA pour réaliser des amplificateurs en ligne de transmissions.

1.2.1 Amplificateur à fibre dopée à l'Erbium (EDFA)

Il est composé d'une fibre en silice dopée à l'Erbium, d'un laser de pompage de forte puissance et d'éléments optiques passifs (isolateur optique, coupleur fibré (figure 1.3)). Le phénomène d'amplification optique est obtenu par un pompage optique à une longueur d'onde typiquement 980 nm ou 1480 nm . La bande spectrale d'amplification, fournie par l'EDFA, est de $30\text{ à }40\text{ nm}$ (figure 1.4), avec une valeur typique du gain supérieur à 30 dB , un facteur de bruit inférieur à 7 dB et une puissance de saturation de sortie de $15\text{ à }20\text{ dBm}$. La figure 1.4 présente le spectre de gain d'un EDFA pour différentes puissances injectées (P_e).

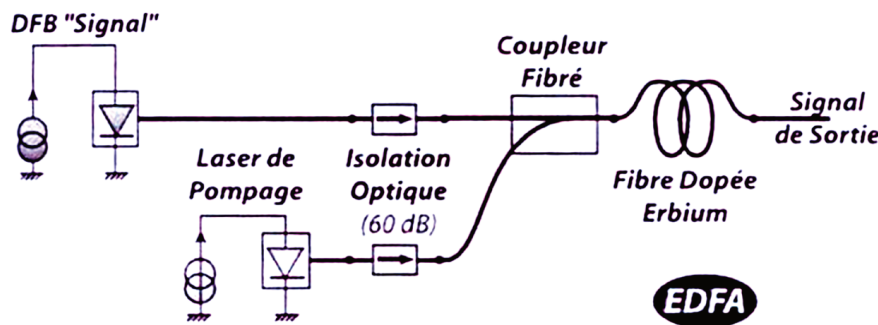


FIGURE 1.3 – Amplificateur optique dopée à l'Erbium [21].

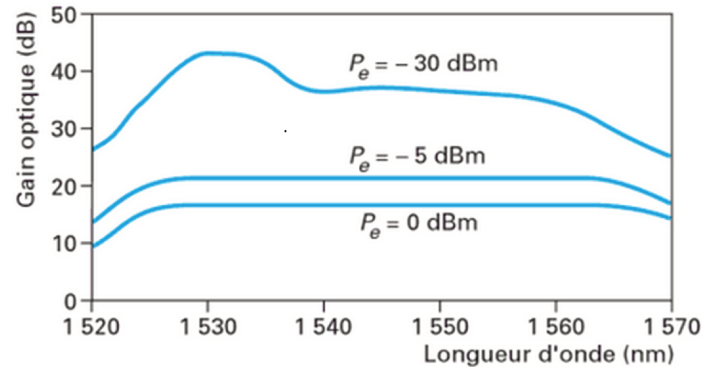


FIGURE 1.4 – Spectre de gain d'un EDFA pour différentes puissances de signal injecté [22].

1.2.2 Amplificateur optique à effet Raman(RFA)

L'amplificateur optique à effet Raman est basé sur la diffusion Raman stimulée dans une fibre optique. L'amplification Raman se produit par une simple injection d'une pompe à forte puissance (de l'ordre de 100 mW) dans une fibre optique classique (SSMF, *Standard Single Mode Fiber*). Le gain Raman s'obtient grâce au transfert de la puissance de la pompe vers un autre signal injecté et décalé vers les basses fréquences par interaction avec les phonons optiques de la silice. La bande passante optique de cet effet Raman peut atteindre une valeur supérieure à (40 nm), avec un pic dominant décalé fréquentiellement de 13,2 THz par rapport à la fréquence de la pompe [23] (dans une fibre SSMF).

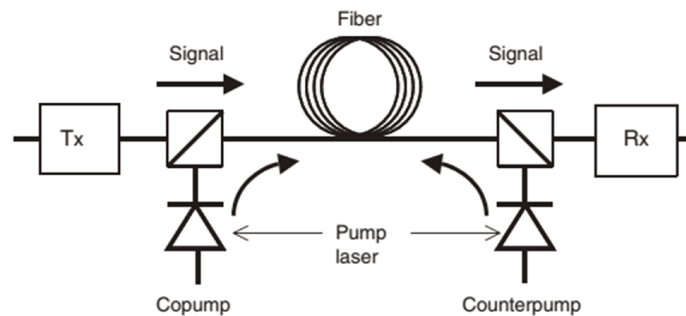


FIGURE 1.5 – Schéma d'un système de communication optique utilisant un amplificateur Raman. Tx est le transmetteur et Rx le récepteur [24].

La figure 1.5 présente un système de télécommunications utilisant l'amplificateur Raman. Dans ce montage, l'effet Raman est stimulé par un double pompage : co-propagatif et contro-propagatif. Deux autres configurations sont possibles : une seule pompe est injectée soit à l'entrée, soit à la sortie de la fibre. Pour un type donné de fibre Raman et pour une longueur d'onde donnée de pompe, la bande passante optique de l'amplificateur Raman et le pic de gain varient en fonction de la puissance de pompage et de la longueur de la fibre. La figure 1.6 présente le spectre de gain d'un RFA à base de DSF.

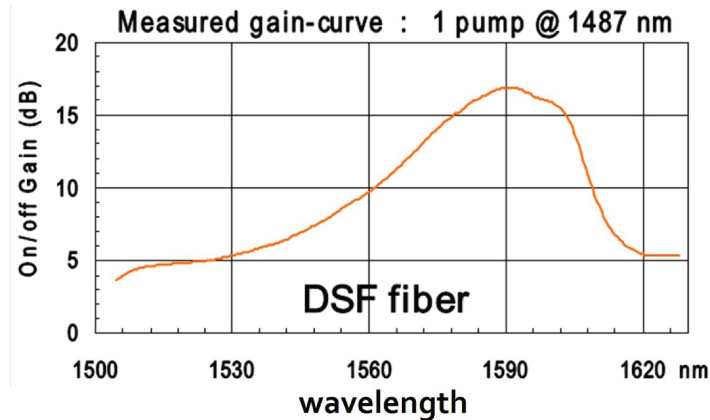


FIGURE 1.6 – Spectre du gain (On-Off) d'un amplificateur Raman de fibre DSF (Dispersion Shifted Fiber) avec une pompe à 1487 nm [25].

1.2.3 Amplificateur optique à semi-conducteurs (SOA)

Le SOA est un composant opto-électronique disposant deux entrées/sorties couplées avec deux fibres optiques. Il est fabriqué en utilisant des matériaux à base de semi-conducteurs. Il permet d'amplifier les signaux optiques grâce au phénomène d'émission stimulée. La structure de base du SOA est identique à celle d'une diode laser avec ses deux facettes traitées antireflets (figure 1.7).

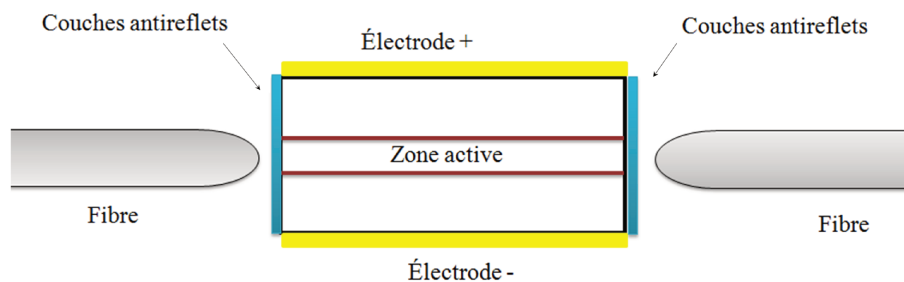


FIGURE 1.7 – Schéma de la structure de l'amplificateur optique à semi-conducteurs.

Le milieu amplificateur, aussi appelé zone active, est composé de matériaux semi-conducteurs à gap direct. Ces derniers possèdent un spectre d'émission situé dans la fenêtre de télécommunication $0,8 - 1,6 \mu m$. Les matériaux utilisés typiquement sont des composés de quaternaires InGaAsP élaborés sur un substrat d'InP [26]. La bande passante optique définie à $(-3dB)$, fournie par le SOA, est environ de $50 \text{ à } 70 \text{ nm}$, avec une valeur typique du gain de $20 \text{ à } 35 \text{ dB}$, un facteur de bruit inférieur à 8 dB et une puissance de saturation de sortie de $10 \text{ à } 15 \text{ dBm}$.

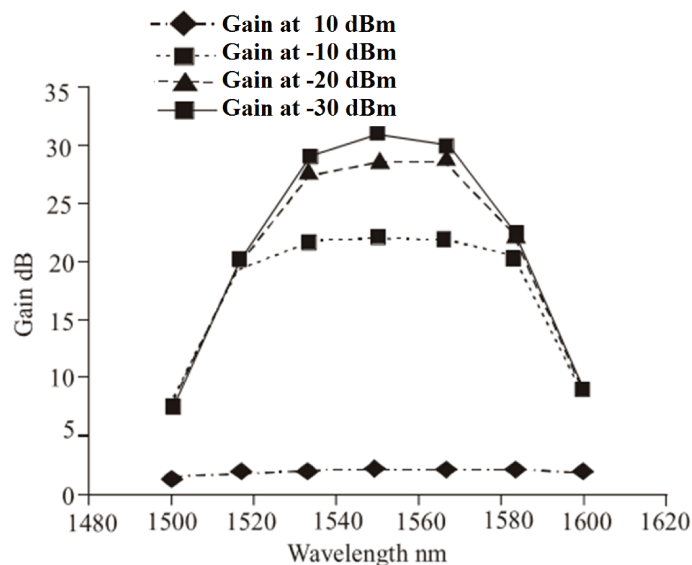


FIGURE 1.8 – Spectres de gain du SOA pour différentes puissances de signal injecté [27].

Le tableau 1.2 résume les caractéristiques typiques des trois amplificateurs optiques principaux de systèmes de télécommunications optiques.

	<i>SOA</i>	<i>EDFA</i>	<i>RFA</i>
Bande passante optique [<i>nm</i>]	50 – 70	10 – 40	30
Centrage de la BO d'amplification [μm]	0,8 – 1,6	1,55 et 1,595	Fonction de pompe
Gain maximum [<i>dB</i>]	20 – 35	30 – 40	20 – 30
Puissance de saturation [<i>dBm</i>]	10 – 23	15 – 20	20
Pertes de couplage [<i>dB</i>]	2 – 3	0 – 1	0 – 1
Sensibilité à la polarisation [<i>dB</i>]	0,5 < (massif)	< 0,5	Fonction de pompe
Intégrabilité	Oui	Non	Non
<i>NF</i>	6-8	4-7	< 0 (effectif)

TABLE 1.2 – Caractéristiques typiques des trois amplificateurs principalement utilisés dans les systèmes de télécommunications optiques.

1.3 Structure et caractéristiques principales des SOA

1.3.1 Structure des SOA

En général, la zone active d'un SOA est composée d'une couche épaisse (quelques centaines de nanomètres) d'un matériau à gap direct. Ce matériau est inséré entre deux couches composées par des matériaux dont le gap direct est plus grand que celui de la zone active. Ce type de structure est classé dans les structures dites à "matériau massif" (matériau dit 3D, (figure 1.9)). Dans ce cas, l'épaisseur de la couche de la zone active est suffisamment grande pour que l'effet de quantification des bandes d'énergie soit négligeable. En effet, dans la structure massive, les niveaux électroniques sont regroupés dans des bandes d'énergie, qui sont séparées par des bandes interdites. Les états électroniques sont caractérisés par une densité d'états continue en fonction de l'énergie (figure 1.10).

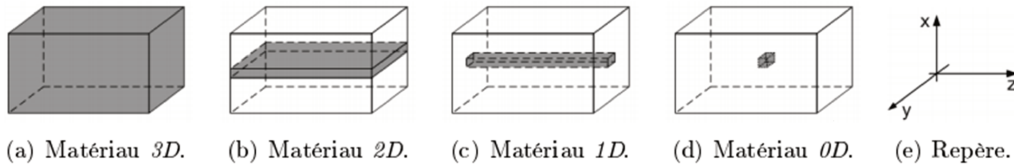


FIGURE 1.9 – Classification des matériaux selon le type de confinement [26].

Lorsque l'épaisseur de la zone active est limitée dans l'espace à quelques nanomètres, la structure massive devient une structure quantique à une dimension appelée "puits quantique" (figure 1.9). Dans ce cas, les porteurs dans la zone active sont confinés dans un puits quantique infini, l'épaisseur du puits (couche au centre) satisfait la condition de l'effet de quantification suivant une direction perpendiculaire à la surface des couches (matériau 2D, figure 1.9). En conséquence, les états électroniques des bandes d'énergie deviennent discrétisés. Ainsi, la densité d'état n'est plus continue et elle prend la forme de marches d'escalier (figure 1.10). Dans ce cas, les bandes de conduction et de valence se subdivisent en plusieurs sous-bandes. Dans chacune de ces sous-bandes, la densité d'états est constante en fonction de l'énergie (figure 1.10).

Les progrès réalisés dans le domaine de la croissance épitaxiale, ont mené à élaborer des structures où le matériau central est à faible gap, à petit volume et entouré dans toutes les directions par des matériaux à grand gap constituant aussi ce qu'on appelle des "boîtes quantiques ou îlots quantiques" (matériau 0D, figure 1.9). Dans ce cas, les états électroniques, dans les bandes d'énergie, sont discrétisés dans toutes les directions et la densité d'états prend une forme de pic de Dirac en fonction de l'énergie (figure 1.10).

Un autre type de structure peut être élaboré, c'est le fil quantique (matériau, figure 1.9). Dans cette structure, les électrons sont confinés dans deux directions dans l'espace et la densité d'états prend une forme présentée sur la figure 1.10).

Les SOA dits massifs et ceux à région active à base de puits quantiques sont désormais couramment utilisés. Les SOA à "boîtes quantiques" sont moins courants mais très prometteurs en raison de leurs meilleures performances liées à un bon rendement quantique qui permet de diminuer la consommation électrique pour un gain donné, d'augmenter

la puissance de saturation et d'avoir un meilleur comportement à température ambiante ainsi qu'un temps de récupération du gain très faible [28–32].

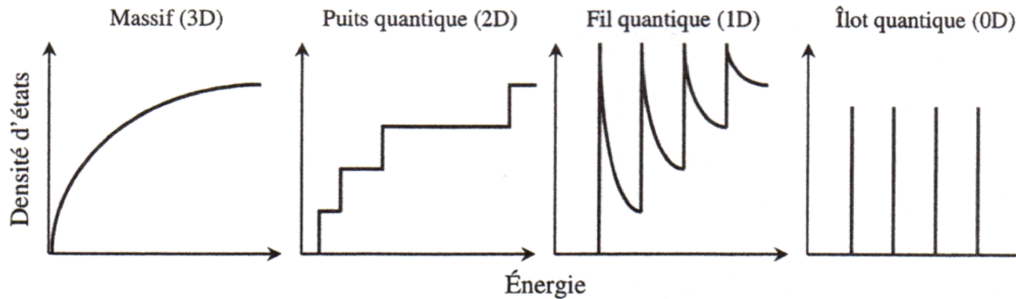


FIGURE 1.10 – Densité d'états en fonction de l'énergie pour différentes structures de matériaux actifs [33].

Pour confiner la lumière dans la zone active : cette dernière peut être entièrement entourée par des matériaux de plus faibles indices formant ainsi un guide optique rectangulaire (figure 1.11).

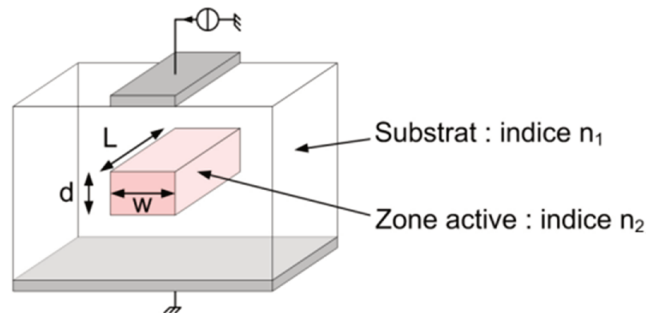


FIGURE 1.11 – Architecture d'un guide optique rectangulaire [26].

Dans une structure de SOA, il est indispensable de réduire au maximum les réflexions résiduelles sur les facettes. Pour cela, plusieurs méthodes permettent d'éviter que la lumière réfléchi se recouple dans la zone active du SOA, sont utilisées. Les méthodes sont les suivantes [34] (figure 1.12) :

1. le traitement antireflet des faces latérales de la cavité par le dépôt de multi-couches diélectriques en TiO_2/SiO_2 .
2. la réalisation d'une fenêtre enterrée (une zone de propagation libre) de sorte que la lumière réfléchi ne puisse pas se recoupler dans le mode guidé.
3. le désalignement de l'axe du guide avec un angle d'environ 6° à 10° par rapport à la normale aux faces.

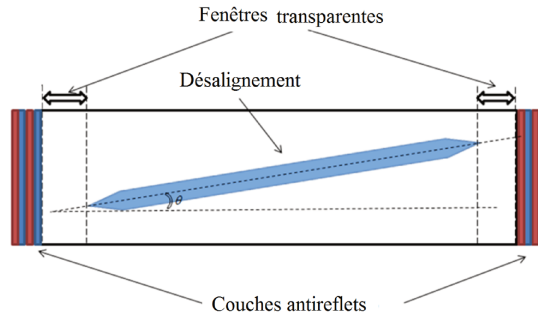


FIGURE 1.12 – Techniques de réduction de la réflectivité dans un SOA (vue du dessus).

Par la suite, nous allons présenter les paramètres importants qui permettent de qualifier les performances statiques et dynamiques des SOA. Puis, nous détaillons quelques fonctions et applications basées sur ses non linéarités.

1.3.2 Gain fibre-à-fibre

Le gain fibre-à-fibre (G_f) est par définition, le rapport entre la puissance à la sortie et celle injectée dans le SOA. Ces puissances sont mesurées aux sorties opposées des fibres couplées au SOA. Ainsi, ce gain dépend de la qualité du couplage entre les fibres lentillées et la zone active du SOA : ces pertes de couplage sont qualifiées par des facteurs de couplage à gauche (A_g) et à droite (A_d). Le gain fibre-à-fibre est lié à celui du composant par la relation suivante :

$$G_f = G_c A_d A_g \quad (1.1)$$

où (G_c) est le gain du composant qui peut lui-même être donné en fonction du gain interne (G) et des réflectivités aux facettes (R_1 et R_2) du SOA par l'expression [35] :

$$G_c = \frac{(1 - R_1)(1 - R_2)G}{(1 - G\sqrt{R_1 R_2})^2 + 4G\sqrt{R_1 R_2} \sin^2\left(\frac{2\pi n_{eff} L}{\lambda}\right)} \quad (1.2)$$

où n_{eff} est l'indice effectif du mode se propageant. Le gain interne G peut lui-même être calculé par :

$$G = \exp \int_0^L (\Gamma g_m - \alpha) dz = \exp \int_0^L (g_{net}) dz \quad (1.3)$$

où g_m est le gain matériau (gain linéique du matériau), α rassemble les pertes internes du milieu actif par unité de la longueur et g_{net} est le gain net et L la longueur de la zone active. Le gain matériau g_m dépend de la longueur d'onde du signal injecté et de la densité de porteurs dans la zone active. Le gain fibre-à-fibre possède un pic de gain qui évolue avec le courant d'alimentation et la puissance optique du signal injecté.

1.3.3 Bande passante optique

La bande passante (BO) d'un composant optique est classiquement définie par la largeur à mi-hauteur de son spectre de gain (en échelle linéaire) (figure 1.13(a)). Elle est

donc (en échelle logarithmique) l'intervalle spectral (mesurée en nm) entre les deux longueurs d'onde pour lesquelles le gain est atténué de 3 dB par rapport à sa valeur maximale (figure 1.13(b)).

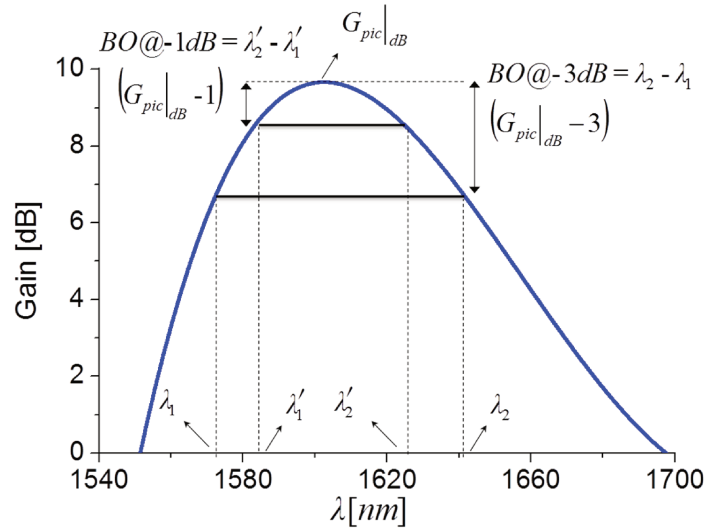


FIGURE 1.13 – Présentation du pic de gain et de sa bande passante en échelle logarithmique. G_{pic} : pic de gain.

La bande passante optique peut être définie à -1 dB ($BO@ - 1dB$). En effet, la définition usuelle de la bande passante optique à -3 dB ($BO@ - 3dB$) n'est pas assez précise pour qualifier la fluctuation de gain et il est préférable d'adapter cette définition de la bande passante optique en reprenant le même critère mais à -1 dB.

Dans la suite, nous allons étudier l'influence de principaux paramètres du SOA sur la bande passante optique dans le cas d'un composant standard.

Forme spectrale du gain matériau et influence de la densité des porteurs sur la bande passante optique d'un SOA standard

Nous présentons la structure des bandes d'énergie dans un semi-conducteur massif (figure 1.14 a) et la densité d'états électroniques (figure 1.14 b) en fonction de l'énergie de transition jointe ($h\nu$) à la transition optique de fréquence ν , où h est la constante de Planck. Les transitions (en cas d'émission optique) seront possibles lorsque la bande de conduction est remplie (totalement ou partiellement) par des électrons et celle de valence est remplie (totalement ou partiellement) par des trous. Les taux de population des électrons dans la bande de conduction et des trous dans la bande de valence sont décrits respectivement par des quasi-niveaux de Fermi : F_c et F_v . Afin d'avoir un gain optique (inversion de population), la différence $F_c - F_v$ doit être supérieure au gap d'énergie (E_g).

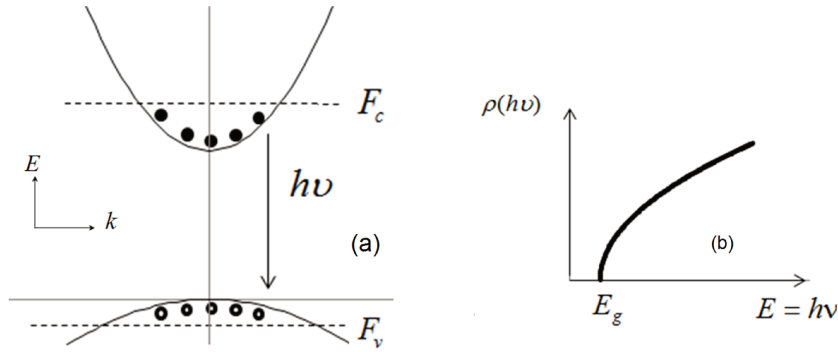


FIGURE 1.14 – (a) Représentation de la structure des bandes d'énergies dans un semi-conducteur massif en espace-réciproque, (b) densité d'états électroniques en fonction de l'énergie de transition jointe ($h\nu$).

Pour illustrer le comportement d'amplification d'un matériau massif, nous simulons, dans un premier temps, le spectre du gain composant et celui du gain matériau en fonction de la densité de porteurs. Dans un autre temps, nous présentons l'évolution de la $\text{BO@} - 1\text{dB}$ de ces spectres en fonction de la densité de porteurs. Nous utilisons le modèle théorique et les paramètres de modélisation présentés dans la référence [26]. Les résultats obtenus sont présentés sur la figure 1.15. Nous remarquons que l'effet d'augmenter la densité de porteurs fait augmenter le gain et décaler le pic de gain vers les courtes longueurs d'onde (figure 1.15(a)). Il est clair que la largeur à mi-hauteur du gain matériau augmente en fonction de la densité de porteurs (figures 1.15(a) et (c)). En revanche, la bande passante optique du gain composant est quasi constante en fonction de la densité de porteurs (figures 1.15(b) et (c)).

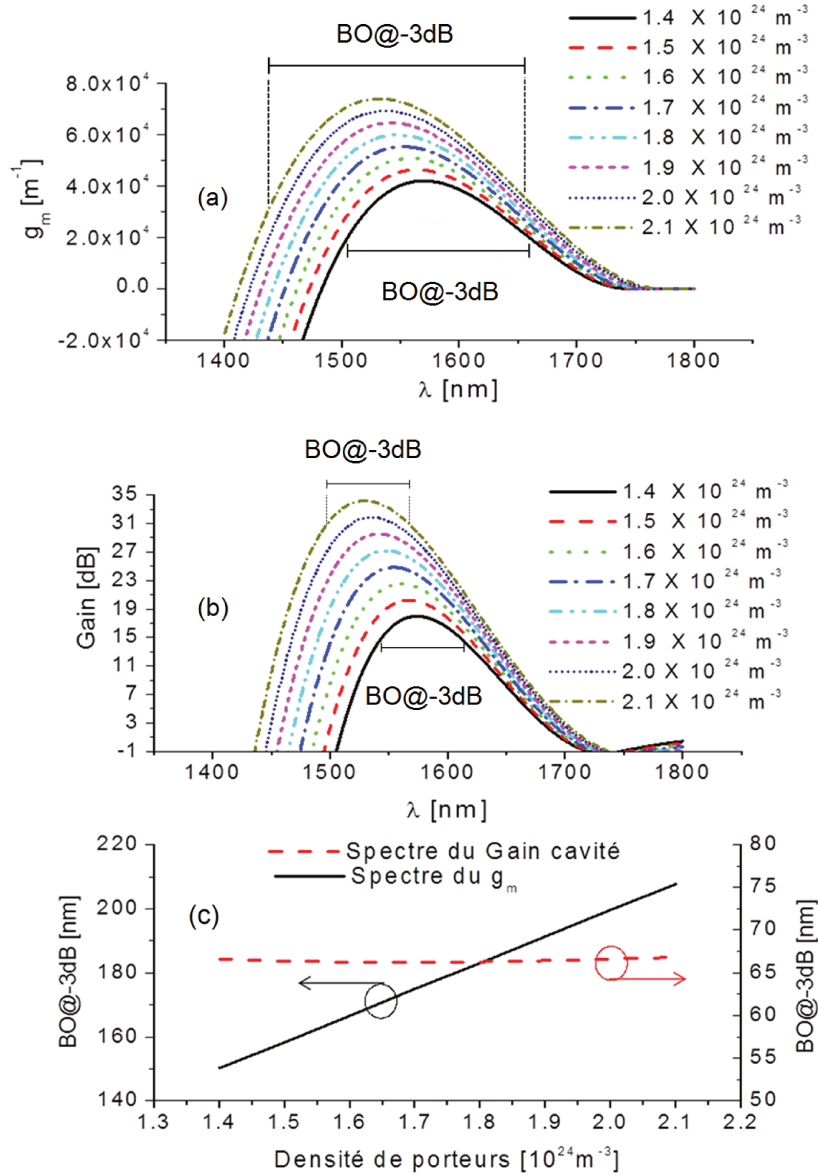


FIGURE 1.15 – Spectres de gain matériel (a) et de gain composant (b) d'une structure massive pour différentes densités de porteurs. Les BO@-3dB de gain matériel et de gain composant en fonction de la densité de porteurs (c).

Influence de la longueur de la zone active et du facteur de confinement sur la bande passante optique

En considérant la dépendance du gain matériel (g_m) en fonction de la longueur d'onde (λ) et de la densité de porteurs (N) comme suit :

$$g_m = a_0 (N - N_0) + a_1 (\lambda - \lambda_{pic})^2 \quad (1.4)$$

où λ_{pic} est la longueur d'onde du pic de gain, a_0 le gain différentiel, N_0 la densité de porteurs à la transparence, a_1 est une constante. Mersali [36] a montré que la bande

passante optique ($\Delta\lambda_{-3}$) définie à -3 dB d'un SOA standard, peut être donnée par la relation simplifiée 1.5 [36]. Nous déduisons la bande passante optique ($\Delta\lambda_{-1}$) définie à -1 dB en remplaçant dans l'équation 1.5 $\ln 2$ par $\ln 1,26$:

$$\Delta\lambda_{-3} = 2\sqrt{\frac{\ln 2}{a_1 \Gamma L}} \quad (1.5)$$

$$\Delta\lambda_{-1} = 2\sqrt{\frac{\ln 1,26}{a_1 \Gamma L}} \quad (1.6)$$

L'équation 1.5 montre que la bande passante ($\Delta\lambda$) est inversement proportionnelle à la racine carrée de la longueur de la zone active (L) et à la racine carrée du facteur de confinement (Γ).

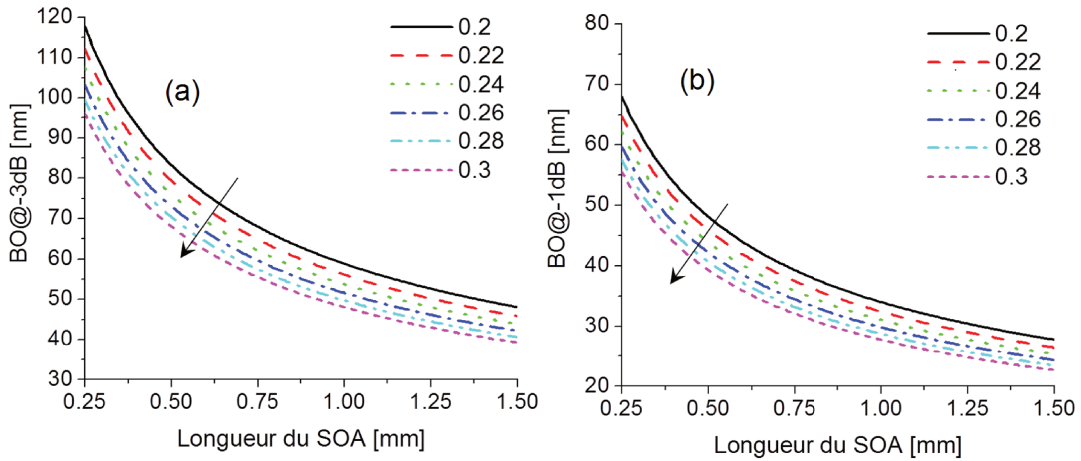


FIGURE 1.16 – (a) $BO@ - 3dB$ et (b) $BO@ - 1dB$ en fonction de la longueur du SOA (SOA massif) pour différentes valeurs du facteur de confinement. Ces figures sont obtenues en utilisant les équations 1.5 et 1.6 pour $a_1 = 4.0 \times 10^{18} m^{-3}$.

Les figures 1.16 (a) et (b) présentent respectivement les évolutions de $BO@ - 3dB$ et de $BO@ - 1dB$ d'un SOA standard en fonction de la longueur du SOA. En effet, l'augmentation de la longueur du SOA ou bien du facteur de confinement permet d'avoir plus de gain (équation 1.3). En revanche, cela conduit à la réduction de la bande passante optique comme le montre l'équation 1.5. En conséquence, le choix de la longueur du SOA et du facteur de confinement est un compromis entre le gain et la bande passante optique.

1.3.4 Puissance de saturation

Quand on fait varier la puissance du signal injecté dans le SOA, son gain présente deux types de comportements : une plage de puissance pour laquelle le gain est quasi-constant et qualifiée de "régime linéaire" et une autre plage de puissance où le gain dépend fortement de la puissance dite "régime saturé". Dans ce dernier cas, la saturation du gain est caractérisée par un paramètre appelé puissance de saturation. Cette puissance peut être donnée soit à l'entrée du SOA (figure 1.17.a), soit à sa sortie (figure 1.17 b). Dans les

deux cas, la puissance de saturation correspond à la puissance qui provoque une chute du gain de 3 dB. Il est possible de montrer que cette puissance à la sortie du SOA dépend à la fois des propriétés du matériau de la zone active et de la géométrie du guide actif comme le montre la relation suivante [37] :

$$P_{sat,@-3dB} = \ln 2 \frac{wd_z G_c h \nu}{\tau_c a_0 \Gamma (G_c - 2)} \quad (1.7)$$

où ν est la fréquence du signal injecté, a_0 est le gain différentiel du SOA, τ_c est la durée de vie des porteurs, d_z est la hauteur de la zone active du SOA, w est sa largeur, G_c est le gain composant et Γ est le facteur de confinement.

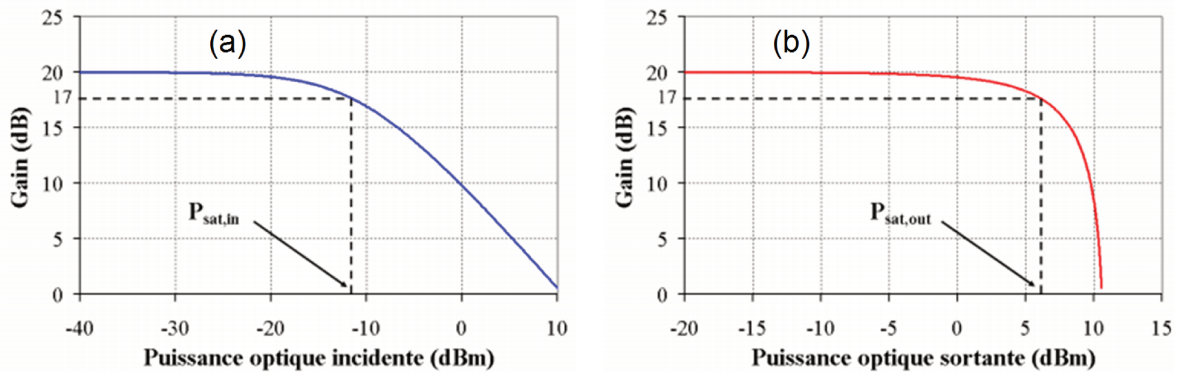


FIGURE 1.17 – Définition de la puissance de saturation à l'entrée et à la sortie d'un SOA [26].

1.3.5 Émission spontanée amplifiée et facteur de bruit

Dans un SOA, les photons émis par le phénomène de l'émission spontanée sont amplifiés le long de la zone active par le phénomène de l'émission stimulée. La fraction de ces photons se couplant dans le mode guidé représente l'Émission Spontanée Amplifiée (ASE, *Amplified Spontaneous Emission*) du SOA. La figure 1.18 montre le spectre d'ASE d'un SOA pour différents courants d'alimentation de celui-ci.

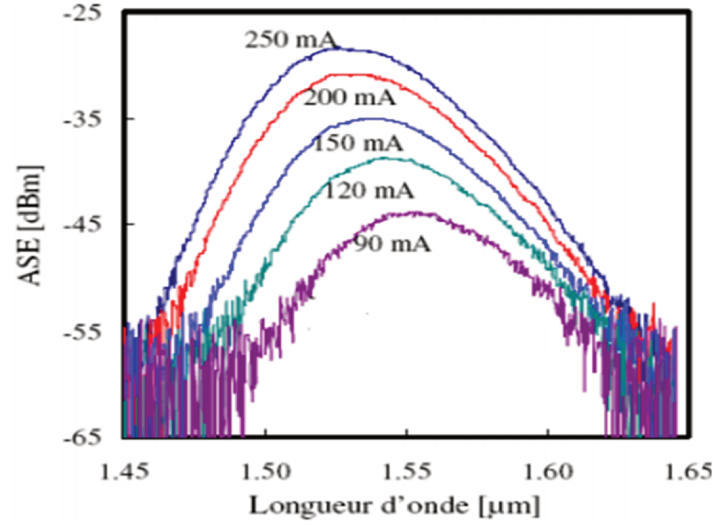


FIGURE 1.18 – Spectre de l'ASE d'un SOA massif pour différents courants d'alimentation [33].

L'ASE du SOA est un handicap pour son utilisation dans un système du SOA car elle oblige, dans la plupart des applications, à utiliser un filtre permettant de réduire son influence. En particulier, le battement sur le détecteur entre la raie du signal avec les raies d'ASE est préjudiciable et dégrade la réception. Le facteur de bruit (NF, *Noise Figure*) est par définition le rapport de signal à bruit à l'entrée (SNR_{in}) divisé par celui à la sortie du SOA (SNR_{out}) :

$$NF = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} \quad (1.8)$$

le NF peut être donné en fonction de la puissance de l'ASE mesurée dans la même polarisation que G_c (P_{ASE}), mesurée dans une plage fréquentielle ($\Delta\nu$), centrée à la fréquence (ν) :

$$NF = \frac{2P_{ASE}}{h\nu G_c \Delta\nu} + \frac{1}{G_c} \quad (1.9)$$

La figure 1.19 présente l'évolution du NF (exprimé en dB) d'un SOA standard en fonction de la longueur d'onde et de la puissance du signal injecté. Nous constatons sur ces figures que le NF se dégrade lorsque le gain est saturé (forte puissance incidente).

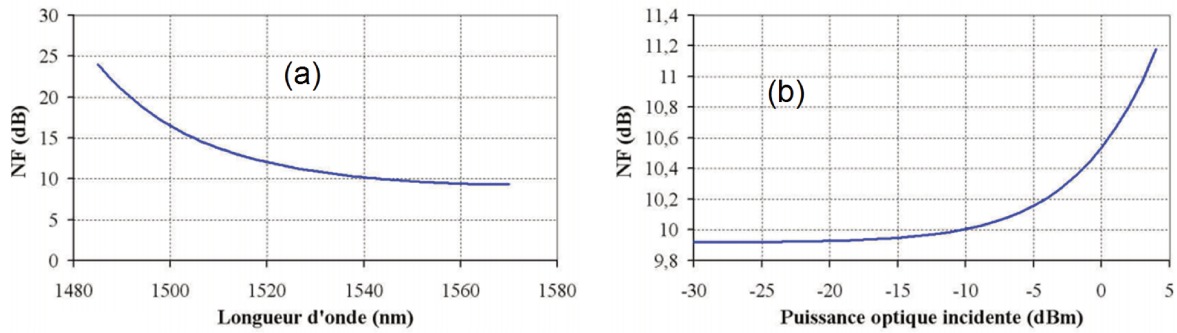


FIGURE 1.19 – NF en fonction de la longueur d'onde (a) et de la puissance incidente du signal injecté (b) [26].

Dans un SOA fibré, les pertes de couplage à gauche (A_g) et à droite (A_d) contribuent à augmenter le NF mesuré entre les sorties des fibres du SOA. Pour calculer ce dernier à partir du NF du milieu amplificateur (puce SOA), on peut considérer la structure comme une cascade de 3 éléments : le SOA encadré par deux atténuateurs positionnés respectivement à gauche et à droite. Ces atténuateurs ont des atténuations égales aux pertes de couplage (A_g et A_d) (figure 1.20).

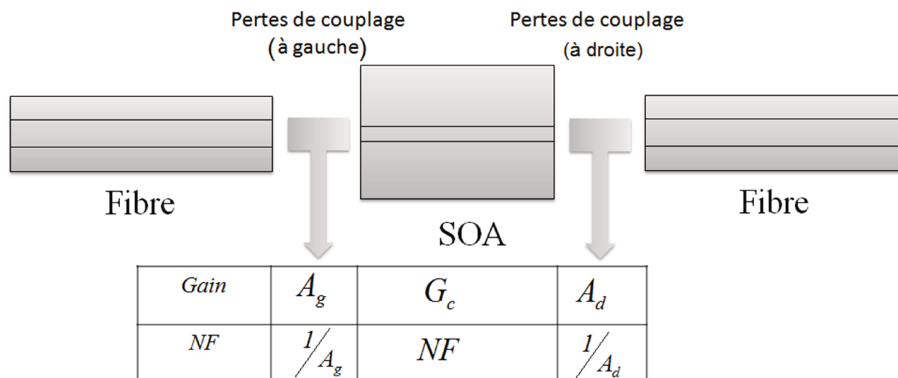


FIGURE 1.20 – Présentation schématique d'un SOA fibré comme une cascade du composant SOA non-fibré avec des atténuateurs dont les pertes sont égales aux pertes de couplage à gauche et à droite. Dans le tableau nous présentons les gains et les NF des éléments mis en cascade.

À partir de la formule de Friis permettant de calculer le NF d'une cascade de plusieurs éléments optiques [38], le NF fibre-à-fibre (NF_f) du SOA peut être calculé par l'équation :

$$NF_f = \frac{1}{A_g} + \frac{NF - 1}{A_g} + \frac{\left(\frac{1}{A_d} - 1\right)}{G_c A_g} = \frac{NF}{A_g} + \frac{\left(\frac{1}{A_d} - 1\right)}{G_c A_g} \quad (1.10)$$

L'équation 1.10 montre l'impact important des pertes de couplage sur la valeur du NF fibre à fibre.

1.3.6 Temps de récupération du gain

La dynamique des SOA est caractérisée principalement par le temps de récupération (t_m) du gain. Après une perturbation très courte de type impulsionnelle par une pompe optique, le temps de récupération est défini par la durée de la remontée du gain, de 10% à 90% de l'état initial par rapport à la perturbation (figure 1.21).

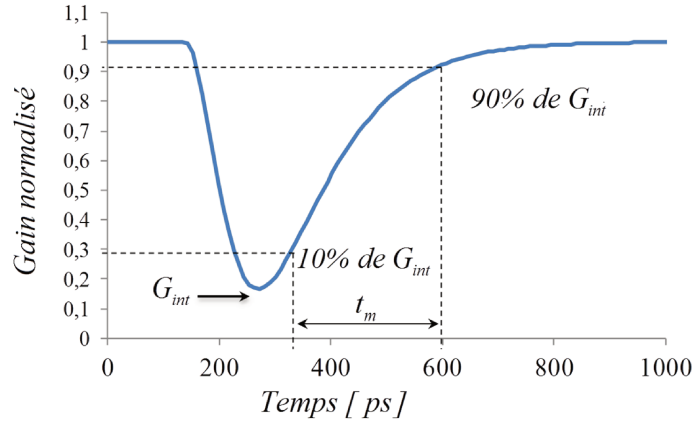


FIGURE 1.21 – Définition du temps de récupération du gain. G_{int} est l'état initial de perturbation.

la figure 1.22 présente pour différents courants d'alimentation du SOA, l'évolution du temps de récupération du gain de ce SOA (massif) en fonction de la puissance moyenne de la pompe. Cette figure montre que le temps de récupération du gain diminue en fonction du courant d'alimentation et augmente en fonction de la puissance moyenne de la pompe.

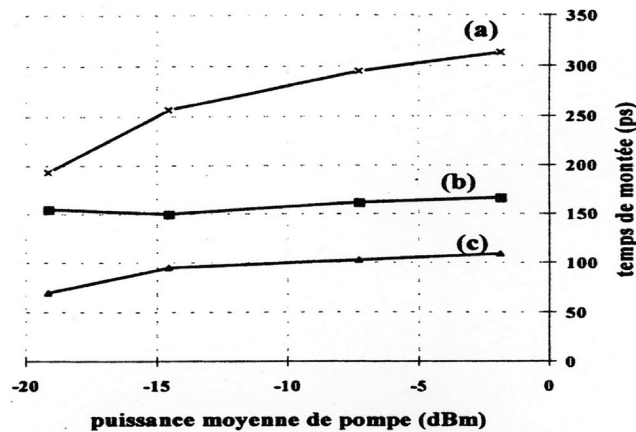


FIGURE 1.22 – Evolution du temps de récupération du gain (temps de montée) en fonction de la puissance moyenne de la pompe et du courant d'alimentation du SOA : (a) $I = 50 \text{ mA}$, (b) $I = 80 \text{ mA}$ et (c) $I = 130 \text{ mA}$ [35].

1.3.7 Facteur de couplage phase-amplitude

Le facteur de couplage phase-amplitude témoigne qu'une variation de l'indice de réfraction n est couplée avec celle du gain matériau lorsque que la densité de porteurs est modifiée. La définition du facteur du couplage phase-amplitude peut être donnée par la relation suivante [39] :

$$\alpha_m = \frac{-4\pi \frac{\partial n}{\partial N}}{\lambda \frac{\partial g_m}{\partial N}} \quad (1.11)$$

où n est l'indice de réfraction, N est la densité de porteurs et g_m est le gain matériau défini dans l'équation 1.3. La définition de α_m , donnée dans l'équation 1.11, ne prend en compte que le couplage entre les variations de l'indice de réflexion et celle du gain provoquées par modulation de la densité de porteurs. En réalité, le gain et l'indice de réfraction sont affectés par d'autres effets et d'autres paramètres que la densité de porteurs [40]). Ces derniers interviennent lors de l'injection des signaux optiques modulés. Il convient alors d'utiliser le facteur de couplage phase-amplitude effectif qui est égal au rapport de la variation de la phase du signal sur celle du gain du SOA en fonction du temps [40] :

$$\alpha_{eff}(t) = -2 \frac{\Delta\phi(t)}{\Delta \ln G(t)} \quad (1.12)$$

Ce paramètre est accessible par la mesure au contraire de celui défini dans l'équation 1.11. Le facteur de couplage phase-amplitude effectif dépend du courant d'alimentation et de la longueur du SOA. La figure 1.23 présente l'évolution du facteur de couplage effectif phase-amplitude d'un SOA (massif) en fonction de son courant pour différentes longueurs. Cette figure montre que les valeurs du facteur de couplage effectif peuvent varier énormément en fonction de la longueur du composant.

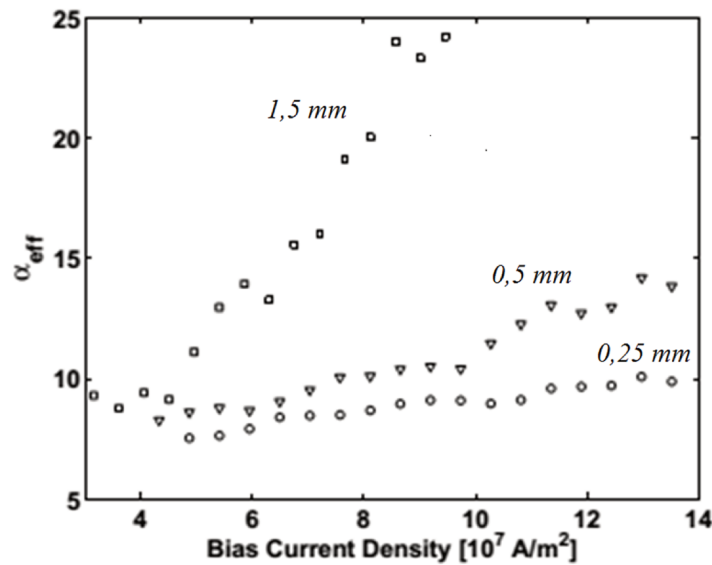


FIGURE 1.23 – Facteur de couplage effectif phase-amplitude d'un SOA massif en fonction de la densité de courant d'alimentation pour différentes longueurs du composant [40].

La figure 1.24 présente le facteur de couplage phase-amplitude effectif du SOA en fonction de la longueur d'onde du signal injecté. On constate que le facteur du couplage phase-amplitude effectif augmente avec la longueur d'onde.

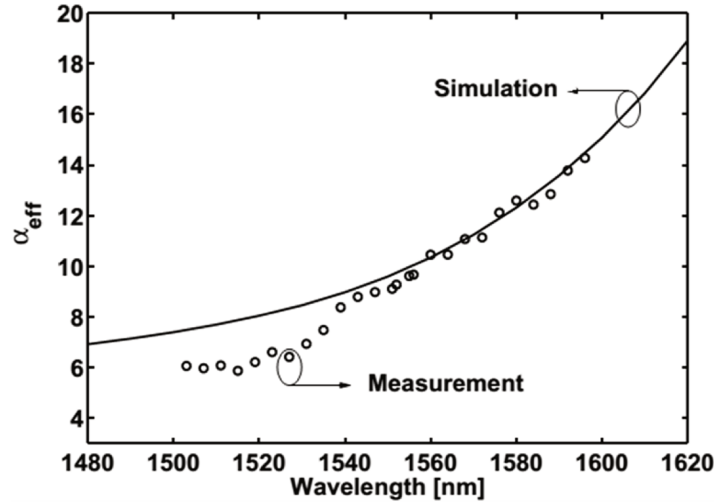


FIGURE 1.24 – Facteur de couplage effectif phase-amplitude d'un SOA massif en fonction de la longueur d'onde du signal injecté [40].

1.3.8 Sensibilité du gain à la polarisation

En général, dans la zone active du SOA, deux modes se propagent : le mode TE dont le champ électrique est parallèle à la surface des couches du SOA, et le mode TM dont le champ électrique est perpendiculaire à la surface des couches du SOA. Dans la plupart des SOA, les gains TE et TM ne sont pas égaux sur toute la bande optique. Cette différence est caractérisée par ΔG_{TE-TM} qui représente la différence de gain entre les modes TE et TM. L'origine de cette sensibilité est due à la géométrie du guide actif contenant la zone active et au gain matériau. Ce dernier peut être sensible à la polarisation. L'effet de la géométrie du guide actif, sur la sensibilité du gain, se manifeste par les valeurs différentes des facteurs de confinement correspondant aux modes TE et TM. En cas de matériau insensible à la polarisation, le ΔG_{TE-TM} peut être donné par :

$$\Delta G_{TE-TM} = G_{sp,sig,TE} - G_{sp,sig,TM} = G_{sp,sig,TE} \left[1 - \frac{\Gamma_{TM}}{\Gamma_{TE}} \right] \quad (1.13)$$

où $G_{sp,sig,TE}$ est le gain interne simple passage pour le mode TE. En effet, Le gain matériau d'un SOA massif est insensible à la polarisation, contrairement aux matériaux à base de puits quantiques et de matériaux massifs contraints. Cette contrainte vient de la différence entre le paramètre de maille des matériaux (a_{act}) de la zone active avec celui du substrat (a_{sub}). La contrainte peut être en compression avec $a_{sub} < a_{act}$. Pour le cas inverse, il s'agit d'une contrainte en tension. Dans le cas d'une contrainte en compression, le gain TE peut être favorisé, au contraire d'une contrainte en tension où le gain TM peut être

renforcé. En prenant en compte la dépendance du gain matériau à la polarisation dans la relation 1.13 nous obtenons [41] :

$$\Delta G_{TE-TM} = G_{sp, sig, TE} \left[1 - \frac{\Gamma_{TM} g_{m, TE}}{\Gamma_{TE} g_{m, TM}} \right] \quad (1.14)$$

où $g_{m, TE}$ et $g_{m, TM}$ sont respectivement les gains matériau des modes TE et TM.

1.3.9 Sensibilité de l'indice de réfraction à la polarisation

De même, l'indice de réfraction varie en fonction du mode se propageant dans la zone active du SOA. Cet effet est toujours présent même dans les SOA classés insensibles à la polarisation pour leur gain. L'origine de cette sensibilité est due aux propriétés géométriques particulières du guide actif contenant la zone active et à l'anisotropie de la couche active [42]. Cette sensibilité à l'indice peut être caractérisée par la différence entre les indices de réfraction des modes TE et TM (Δn_{TE-TM}). En général, la sensibilité à l'indice est une fonction de la densité de porteurs et de la longueur d'onde du signal injecté. Elle s'exprime à partir des variations des indices effectifs des modes TM et TE [43–45] comme le montre l'expression suivante :

$$\begin{aligned} \Delta n_{TE-TM} = & n_{0, TE} - n_{0, TM} + \left(\Gamma_{TM} \frac{dn_{TM}}{dN} - \Gamma_{TE} \frac{dn_{TE}}{dN} \right) (N - N_0) \\ & + \left(\Gamma_{TM} \frac{dn_{TM}}{d\lambda} - \Gamma_{TE} \frac{dn_{TE}}{d\lambda} \right) (\lambda - \lambda_0) \end{aligned} \quad (1.15)$$

où $n_{0, TE}$ et $n_{0, TM}$ sont respectivement les indices de réfraction effectifs pour les modes TE et TM à une longueur d'onde donnée λ_0 et pour une densité de porteurs N_0 . N_0 et λ_0 sont respectivement la densité de porteurs et la longueur d'onde correspondant à la transparence du SOA. $\frac{dn_{TE}}{dN}$ et $\frac{dn_{TM}}{dN}$ sont les coefficients de variation des indices de réfraction effectifs des modes TE et TM vis-à-vis de la densité de porteurs (N). $\frac{dn_{TE}}{d\lambda}$ et $\frac{dn_{TM}}{d\lambda}$ sont les coefficients de variation de ces mêmes indices avec la longueur d'onde (λ).

1.4 Fonctions et applications à base de SOA

Le SOA est utilisé dans de nombreuses applications pour les systèmes de télécommunications optiques grâce à certaines de ses caractéristiques comme : sa large bande passante optique, sa transparence au débit et au format de modulation en régime non saturé, sa bidirectionnalité, sa simplicité de fonctionnement, sa faible consommation d'énergie, sa compacité et son gain élevé. De plus, certains effets non-linéaires du SOA peuvent être exploités pour utiliser des fonctions de modulation, de commutation, de conversion en longueur d'onde. Ces effets non-linéaires sont :

1. Auto-modulation du gain (SGM, *Self Gain Modulation*) et auto-modulation de phase (SPM) (*Self Phase Modulation*). Ces deux effets non-linéaires sont dus aux variations du gain et de l'indice de réfraction provoquées par la variation de la puissance du signal injecté lui-même.
2. Modulation croisée du gain (XGM, *Cross Gain Modulation*) et modulation croisée de phase (XPM, *Cross Phase Modulation*). Dans ce cas, les variations du gain et de l'indice de réfraction sont provoquées par un autre signal.
3. Auto-modulation de polarisation (SPolM, *self-nonlinear polarization modulation*) et modulation croisée de polarisation (XPolM, *cross-nonlinear polarization modulation*). Ces deux effets décrivent la variation d'état de la polarisation d'un signal, à la sortie du SOA, par rapport à sa polarisation à l'entrée. Ils sont dus aux variations de la sensibilité du gain et à celles de l'indice de réfraction. Ces variations sont induites par la variation de la puissance du signal injecté lui-même (dans le cas du SPolM) ou par celle d'un autre signal (dans le cas du XPolM).
4. Mélange à quatre ondes (FWM, *Four Wave Mixing*). Dans ce cas, deux signaux aux fréquences (ω_1) et (ω_2) co-polarisés injectés simultanément dans le SOA génèrent de nouveaux signaux aux fréquences ($2\omega_1 - \omega_2$) et ($2\omega_2 - \omega_1$). Cet effet se produit du fait du battement temporel entre les signaux injectés.

Plusieurs travaux de recherche ont montré la possibilité d'employer le SOA comme un amplificateur en ligne de transmission [46–52], modulateur d'amplitude [53, 54] ou de phase [55–57], commutateur optique [58] et comme un photodétecteur [59]. Mais au contraire des amplificateurs optiques Raman et EDFA, la commercialisation du SOA comme amplificateur en ligne reste très limitée à cause de sa faible puissance de saturation et de son fort NF. Grâce à sa forte non linéarité, le SOA rend possible la réalisation des fonctions , qui sont des solutions attractives pour les systèmes de télécommunications optiques. Les effets non-linéaires les plus exploitables dans les applications sont : le XGM, le XPM, le FWM et le XPolM. Par la suite, nous présentons les principales fonctions tout-optiques basées sur ces derniers effets.

1. Fonctions à base de XGM

La conversion en longueur d'onde peut être réalisée à l'aide du XGM du SOA seul [60–63] ou aussi assisté d'un interféromètre à délai [64,65]. Le XGM peut être exploité pour la régénération 3R [66,67], la conversion de format de modulation NRZ

vers RZ [68], et certaines fonctions logiques : XOR [69, 70], AND [71], NOR [72], NAND [73], ceci avec deux SOA [74] ou un seul SOA [75]. Le XGM permet aussi de réaliser : la commutation tout-optique de signaux à haut débit [76–78], des mémoires optiques [79, 80], la récupération d’horloge [81], le routage de signaux [82], et pour finir le triode tout-optique [83, 84].

2. Fonctions à base de XPM

Le phénomène de XPM permet aussi de réaliser la conversion en longueur d’onde à travers une configuration de SOA en montage interférométrique de Mach-Zehnder (MZI) [65, 85]. Une telle configuration en parallèle permet de réaliser les fonctions logiques de base (XOR, NOR, OR, NOT et NAND) [86, 87]. La conversion de format de modulation RZ vers le format NRZ ou l’inverse peut également être obtenue en exploitant la XPM dans un montage de SOA en MZI [88, 89]. D’autres applications sont possibles en profitant de la XPM comme par exemple : la connaissance d’en-tête à travers d’une configuration en MZI [90, 91], le démultiplexage temporel OTDM-DPSK [92] et le multiplexage OTDM [93].

3. Fonctions à base de FWM

Comme le XPM et le XGM, le phénomène de FWM offre la possibilité de réaliser la conversion en longueur d’onde [94–96], la fonction logique XOR [97], NAND [73]. De plus, le FWM permet de réaliser le multiplexage dans le temps OTDM [98], la récupération d’horloge [99, 100], et le démultiplexage temporel [101].

4. Fonctions à base de XPolM

Le phénomène XPolM permet de réaliser : la conversion en longueur d’onde [102], des fonctions logiques comme XOR [71], NOTXOR [103], la commutation tout-optique [104], la régénération optique de type 3R [105], le transmultiplexage de WDM en OTDM [106], des mémoires optiques [107].

Nous montrons dans le tableau 1.3 (tableau ci-dessous) quelques fonctions et applications à base de SOA permettant d’exploiter certains de ses effets non linéaires :

Effet	Fonction	Configuration	Débit (Gb/s)	Référence
XGM	Conversion en longueur d'onde	QD-SOA	320	[63]
XPM + XGM		SOA-MZI	10	[65]
FWM		QD-SOA	40	[96]
XPolM		SOA	10	[102]
XGM+XPM		QD-SOA-OF	160	[70]
XGM+XPM	Not	SOA-MZI	1	[87]
XGM	NOR	SOA	25	[72]
FWM+ XGM	NAND	SOA-OF	120	[73]
XGM	Régénération 3R	SOA	40	[67]
XGM	Conversion de format de modulation NRZ à RZ	SOA	4*10	[68]
FWM	Récupération d'horloge	SOA	53,5	[108]
XGM	Mémoire optique	SOA	56	[80]
XGM	Commutation tout-optique	Two cascaded SOAs	100	[78]
XGM	Triode tout-optique	QD-SOA	40	[84]
XPM	Démultiplexage OTDM-DPSK	SOA-offset filtering	80	[92]
XPM	Multiplexage et démultiplexage OTDM	QD-SOA	172	[93]

TABLE 1.3 – *Quelques fonctions et applications à base de SOA.*

1.5 Solutions pour l'amplification large bande

Pour augmenter la capacité d'un système de télécommunication, il est indispensable de développer des amplificateurs optiques disposant d'une large et plate bande passante. Cette nécessité pousse plusieurs groupes de recherche à développer des techniques offrant la possibilité d'aplatir le profil du gain de l'amplificateur optique et/ou d'augmenter sa bande passante optique. Dans la littérature, la plupart des techniques sont développées pour élargir la bande passante de l'EDFA et de RFA puisque ce sont ces deux amplificateurs qui sont principalement utilisés comme amplificateurs en ligne. Dans ce qui suit, nous présentons quelques unes de ces techniques tirées de la référence [109] et qui peut être classées en deux points.

1. Technique utilisant des éléments passifs spectralement sélectifs (atténuateurs, filtres, ...)
2. Structures d'amplifications utilisant plusieurs amplificateurs optiques en cascade ou en parallèle avec des spectres d'amplification décalés.

Nous allons détailler le principe de chaque technique et citer par la suite certaines applications présentées dans la littérature.

1.5.1 Introduction d'éléments passifs spectralement sélectifs

Il s'agit d'utiliser un filtre, en transmission [110] ou en réflexion [111] avec un profil spectral ajusté. La forme spectrale de la transmissivité (ou réflectivité) du filtre utilisé ($A_{\text{filtre}}(\lambda)$) est choisie de sorte qu'elle permet de compenser le profil spectral du gain de l'amplificateur optique ($G_{\text{ampl}}(\lambda)$). La figure 1.25 présente schématiquement cette technique en utilisant des éléments passifs. Cette figure représente le spectre de l'atténuation du filtre utilisé ($A_{\text{filtre}}(\lambda)$). Notons qu'il faut que l'atténuation du filtre soit minimale (maximale) pour les longueurs d'onde correspondant au faible (fort) gain de l'amplificateur optique, permettant ainsi d'aplatir le spectre de gain sur la totalité de sa bande passante avec un $G_{\text{égalisé}}(\lambda)$.

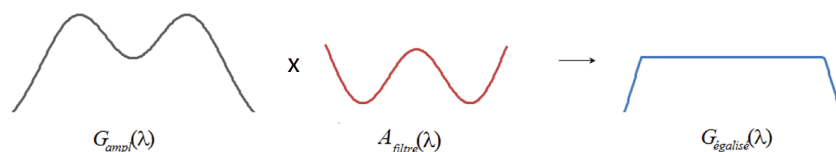


FIGURE 1.25 – Schéma de principe de l'aplatissement par l'utilisation d'éléments passifs.

Le filtre employé par cette méthode peut être inséré soit dans le milieu amplificateur soit à la sortie de l'amplificateur. Souvent, cette technique est utilisée avec des amplificateurs optiques à fort gain pour aplanir la bande passante optique des EDFA [111]. Le montage expérimental utilisé dans cette référence est présenté sur la figure 1.26(a). Dans ce montage un EDFA pompé par un laser à 980 nm est mis en cascade avec un autre

EDFA pompé par un laser à 1480 nm. Un filtre de transmission à base d'un réseau de diffraction à longue période, et un isolateur sont insérés en cascade entre les deux EDFA. Le profil spectral du filtre doit être choisi afin de compenser le profil du gain à la sortie du montage.

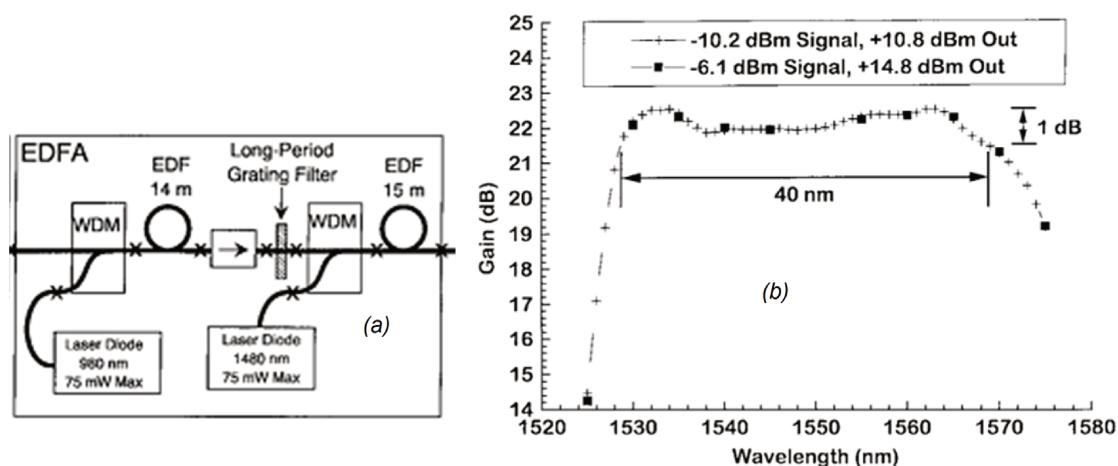


FIGURE 1.26 – (a) EDFA à deux étages gain égalisé par filtrage sélectif. (b) Profils du gain de l'amplificateur EDFA à gain égalisé, pour différentes conditions de fonctionnement [112].

La figure 1.26(b) montre les profils spectraux obtenus pour le gain de l'amplificateur EDFA à gain égalisé pour deux conditions de fonctionnement. Les deux cas ont produit un gain identique présentant une bande passante optique (@ -1dB) de 40 nm allant de 1528,7 à 1568,7 nm.

1.5.2 Utilisation de plusieurs amplificateurs optiques aux spectres décalés

Cette technique est parmi les techniques les plus employées pour élargir ou aplatir la bande passante d'un amplificateur optique. Le principe est illustré sur la figure 1.27. Dans cette technique, plusieurs amplificateurs optiques sont mis en parallèle ou en série. Leurs spectres de gain sont décalés l'un par rapport à l'autre. Chaque amplificateur amplifie une partie des spectres des signaux optiques injectés de sorte que les signaux subissent la même amplification à la sortie du montage employé (figure 1.27). Cette technique est largement utilisée [109, 113, 114] pour élargir la bande passante optique des trois types d'amplificateurs optiques (amplificateur Raman, EDFA et SOA) et nous présentons dans la suite quelques réalisations basées sur cette technique. Notons que dans la même configuration, les amplificateurs utilisées sont de même type ou de type différent.

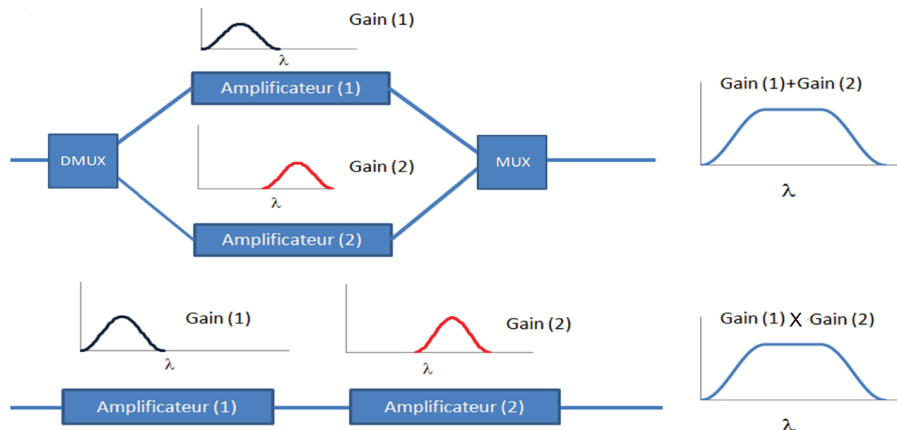


FIGURE 1.27 – *Schema de principe de l'égalisation par l'utilisation de plusieurs amplificateurs optiques aux spectres décalés.*

1.5.2.1 Amplificateur Raman à large bande par multi-pompage

Le principe est basé sur l'injection, à travers un multiplexeur WDM, dans une seule fibre optique ou fibre Raman fortement non-linéaire de plusieurs pompes à différentes longueurs d'onde. Cela permet de réaliser plusieurs spectres de gain Raman, décalés l'un par rapport à l'autre. L'ensemble de ces spectres peut fournir un profil de gain à large bande passante. La fibre utilisée pour générer le gain Raman peut être une fibre de type SMF, DSF, ou RDF (*Reverse Dispersion fibre*) [115, 116].

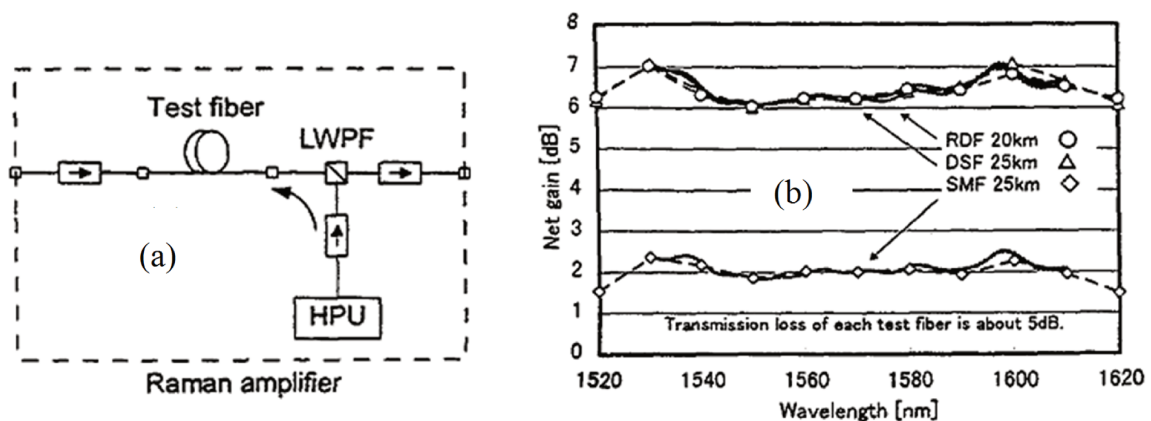


FIGURE 1.28 – (a) *Schéma de l'amplificateur Raman à multi-pompes.* (b) *Profil du gain de l'amplificateur Raman à multi-pompes pour différents types de fibre optique SMF, DSF, RDF et pour différentes longueurs d'onde. HPU : source optique à haute puissance à multi-longueur d'ondes, LWPF : coupleur multicanaux [113].*

La figure 1.28(a) présente le schéma d'un amplificateur Raman à large bande passante optique (à multi-pompes). La figure 1.28(b) montre un exemple pour le cas où 12 lasers

de pompe aux longueurs d'onde allant de 1405 à 1510 nm sont utilisés. Dans ce cas, le spectre final du gain obtenu est uniforme sur une largeur de 100 nm .

1.5.2.2 Amplificateur-hybride (SOA-Raman)

Le schéma expérimental de l'amplificateur hybride Raman-SOA est présenté sur la figure 1.29(a). L'amplificateur hybride est composé d'un SOA mis en cascade avec l'amplificateur Raman. L'amplificateur Raman est constitué d'une pompe Raman, d'un coupleur et d'un isolateur optique.

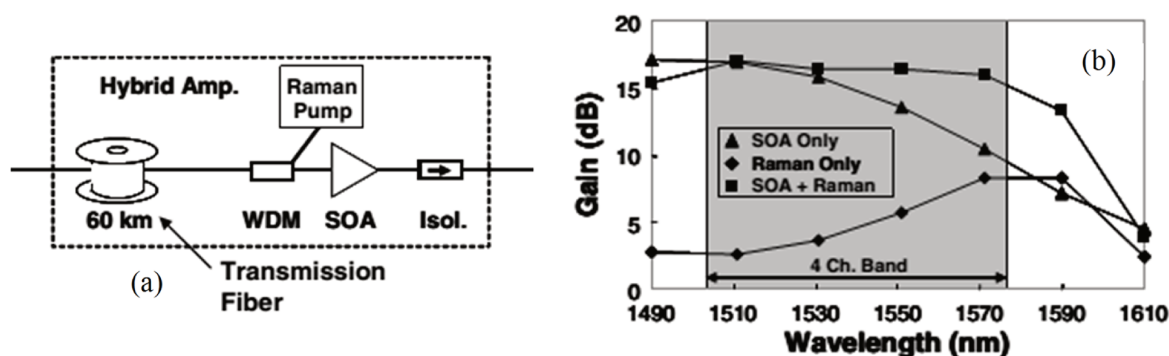


FIGURE 1.29 – (a) Schéma de l'amplificateur hybride Raman-SOA. (b) Profils du gain de l'amplificateur hybride et de ses composantes [117].

Dans cette configuration, le SOA est l'amplificateur principal de l'amplificateur hybride. Son profil de gain est étendu sur une plage spectrale allant de 1510 à 1570 nm , avec une variation de gain de 6,6 dB . Le rôle de l'amplificateur Raman, mis en cascade avec le SOA, est principalement de compenser la pente du profil du gain du SOA. De 1510 à 1570 nm , le profil du gain de l'amplificateur Raman augmente de 5,7 dB . La figure 1.29(b) montre les spectres de gains : de l'amplificateur hybride, du SOA et de l'amplificateur Raman. Cette figure met en évidence la capacité de l'amplificateur hybride SOA-Raman à élargir la bande passante optique dans une configuration expérimentale relativement simple. Dans le cas décrit ci-dessus, le profil du gain de l'amplificateur hybride a une bande passante optique maximale de 70 nm définie à $-0,9$ dB [117].

1.5.2.3 Amplificateur-hybride EDFA-Raman

L'amplificateur hybride EDFA-Raman est composé comme le montre la figure 1.30, d'un EDFA, d'un amplificateur Raman et d'un égaliseur de gain à faible pic de pertes (*small-peak-loss gain equalizer*). L'amplificateur Raman, quant à lui, est composé de deux fibres Raman pompées par quatre LD (*Laser Diode*) à l'aide de deux circulateurs et de deux coupleurs. La figure 1.31 montre, en l'absence d'égaliseur de gain, les spectres de gain obtenus : pour l'amplificateur hybride, l'EDFA et les deux amplificateurs Raman, ainsi que la somme de ces derniers. Grâce à l'amplificateur hybride EDFA-Raman, une bande passante à -4 dB de 77 nm (de 1530,5 à 1607,5 nm) avec un gain maximum de 30,6 dB a été obtenue. En présence de l'égaliseur du gain, la bande passante obtenue

est de 76 nm définie à $-1,3$ dB. Pour une autre condition de fonctionnement la bande passante optique obtenue devient 69 nm définie à 1,0 dB figure 1.31 (b).

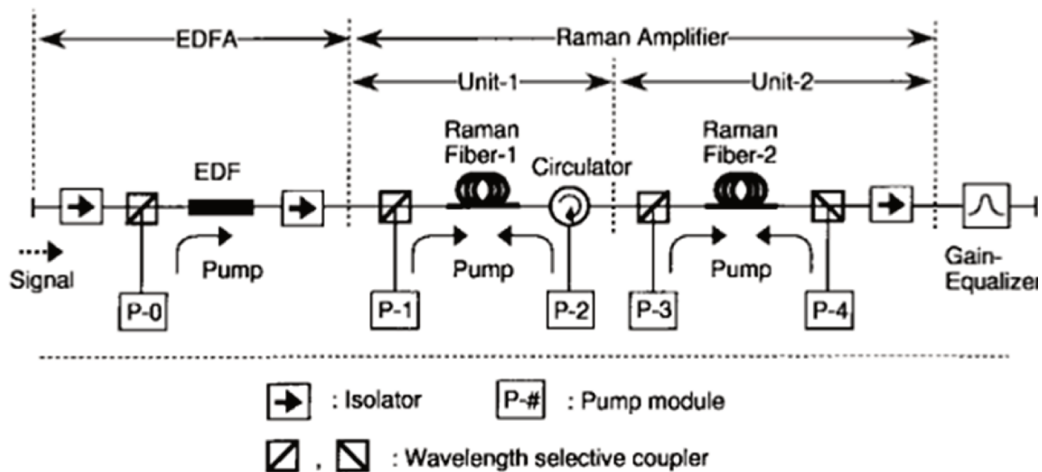


FIGURE 1.30 – Amplificateur hybride EDFA-Raman [118].

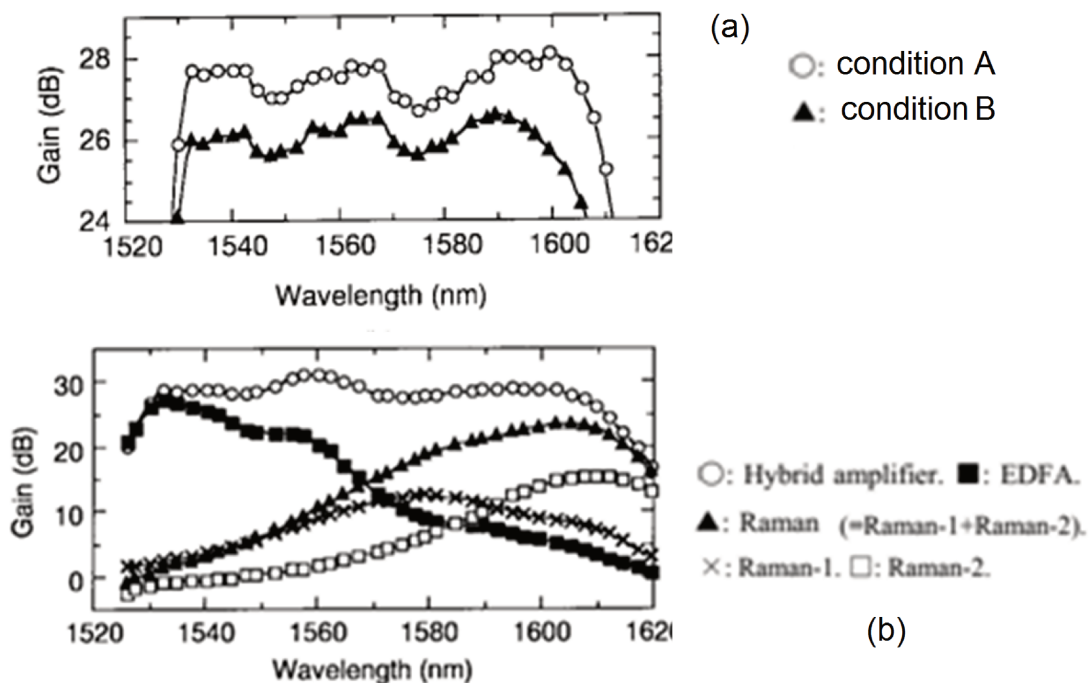


FIGURE 1.31 – (a) Profils de gain de l'amplificateur hybride et des différents étages d'amplification. (b) Profils de gain de l'amplificateur hybride en présence de l'égaliseur pour deux conditions de fonctionnement. Pour plus d'informations sur les conditions (A et B) voir la référence [118].

1.5.2.4 Amplificateur à large bande à base de l'EDFA dans une configuration parallèle

La figure 1.32 présente un amplificateur à large bande à base d'EDFAs dans une configuration de type parallèle avec deux unités d'amplification [114]. La première unité sert à amplifier la bande 1550 nm (Bande-C) alors que la deuxième sert à amplifier la bande 1580 nm (Bande-L). La première unité est composée d'un amplificateur EDFA de fibre en silice, de 4 m de long, pompé par un laser de 980 nm de longueur d'onde. Cet amplificateur est mis en cascade avec un autre amplificateur EDFA de Fluorure, de 8 m de long, pompé par un laser de 1480 nm de longueur d'onde.

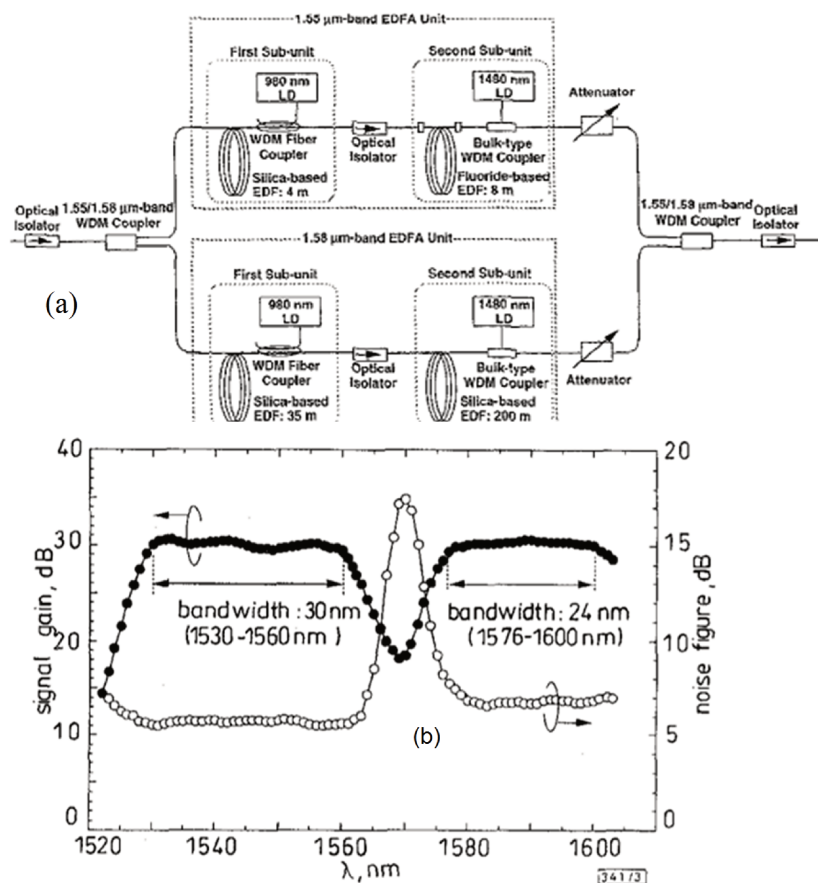


FIGURE 1.32 – (a) Schéma Amplificateur à large bande à base d'EDFAs dans une configuration parallèle. (b) Spectre du gain et du NF de l'amplificateur à large bande à base d'EDFAs dans une configuration parallèle (Bande passante totale de 54 nm) [114].

La deuxième unité est composée d'un amplificateur EDFA de fibre en silice, de 35 m de long, pompé par un laser de 980 nm de longueur d'onde. Cet amplificateur est mis en cascade avec un amplificateur EDFA de fibre en silice, de 200 m de long, pompé par un laser de 1480 nm de longueur d'onde. L'amplificateur à large bande présenté dans la figure 1.32 (a), permet d'obtenir un gain plat de 30 dB avec une uniformité inférieure à

1,7 dB sur une plage spectrale de 54 nm, séparée en deux sous plages spectrales. Le NF est toujours inférieur à 7 dB dans les sous plages spectrales (figure 1.32(b)).

1.5.3 Amplificateur optique à fibre Tellurure dopée à l'Erbium (EDTFA, *Erbium-Doped Tellurite Fiber Amplifier*)

Il s'agit d'utiliser la fibre en Tellurure à la place d'une fibre en silice comme milieu dopé par Erbium. En général, le Tellurure dopé Erbium a été reconnu par sa large plage d'amplification. Ceci est grâce à sa large section-efficace d'émission stimulée *stimulated emission cross-section* [119].

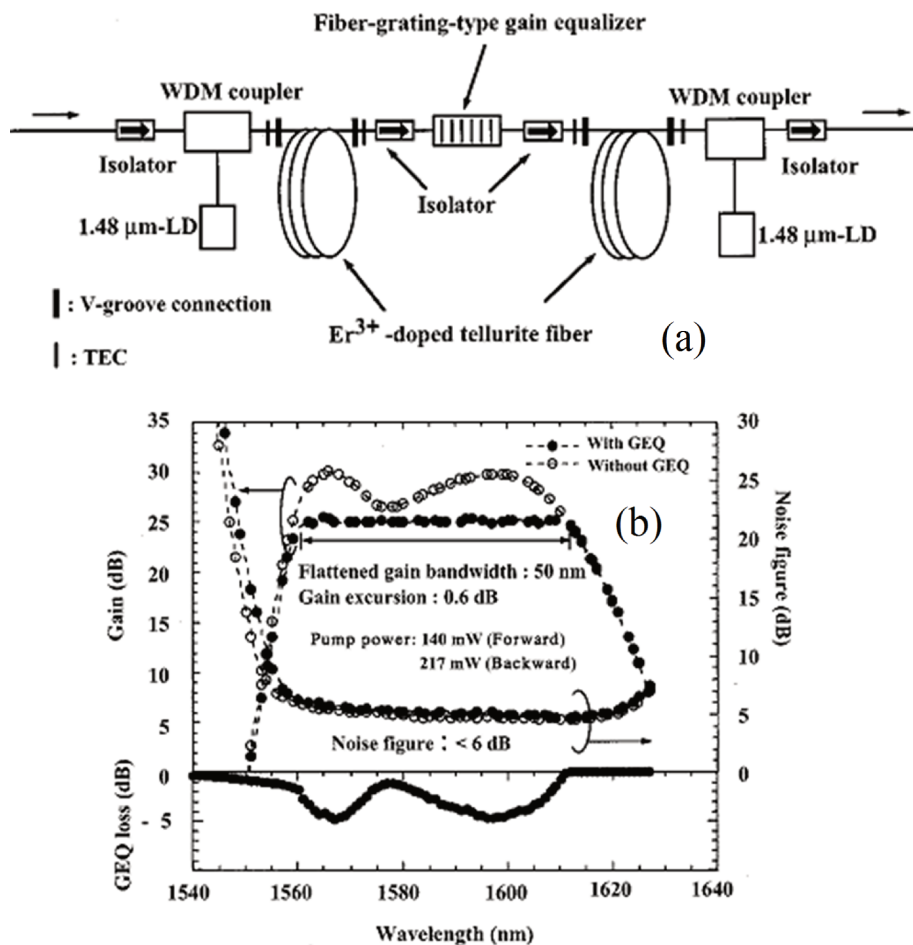


FIGURE 1.33 – (a) Schéma de l'amplificateur EDTFA à gain égalisé. (b) Spectre du gain et du NF de l'amplificateur EDTFA à gain égalisé : en présence et en l'absence de l'égaliseur de gain (GEQ) [119].

La figure 1.33(a) présente le schéma de l'amplificateur optique à fibre Tellurite dopée à l'Erbium (EDTFA) à gain égalisé présenté dans la référence [119]. Dans ce montage, un EDTFA pompé par un laser à 1480 nm est mis en cascade avec un autre EDTFA pompé

par un autre laser à 1480 nm. Un filtre de transmission, à base d'un réseau de diffraction, et un isolateur sont insérés en cascade entre les deux EDTFA. La figure 1.33(b) représente les profils spectraux obtenus pour le gain de l'amplificateur EDTFA à gain égalisé pour deux cas : avec et sans égaliseur. Cette figure montre qu'une bande passante optique supérieure à 50 nm est obtenue.

1.5.4 Nouvelle structure SOA large bande

Il s'agit d'utiliser, à la place de matériaux massifs, des nouveaux matériaux semi-conducteurs offrant un large spectre d'amplification. Récemment, des SOA à large bande à base de puits quantiques [1, 2] et des autres à base de boîtes quantiques [31, 51, 120] ont été réalisés. Par la suite on limite notre étude sur les structures à base de puits quantiques comme un exemple d'une nouvelle structure à large bande. Dans une structure à base de puits quantiques, la densité d'état prend la forme d'une fonction en marches d'escalier. La bande de conduction est dissociée en plusieurs sous-bandes distinguées chacune par l'indice $n = 0, 1, \dots$. Il en est de même pour la bande de valence ($m = 0, 1, \dots$). Dans chacune des sous-bandes, la densité d'état (ρ_n) est constante avec l'énergie alors qu'elle varie d'une sous-bande à l'autre. La figure 1.34 (a) et (b) montre schématiquement la structure de bandes d'un puits quantique ainsi que l'évolution de la densité d'état jointe (correspondant à une transition), en fonction de l'énergie de cette transition ($h\nu$).

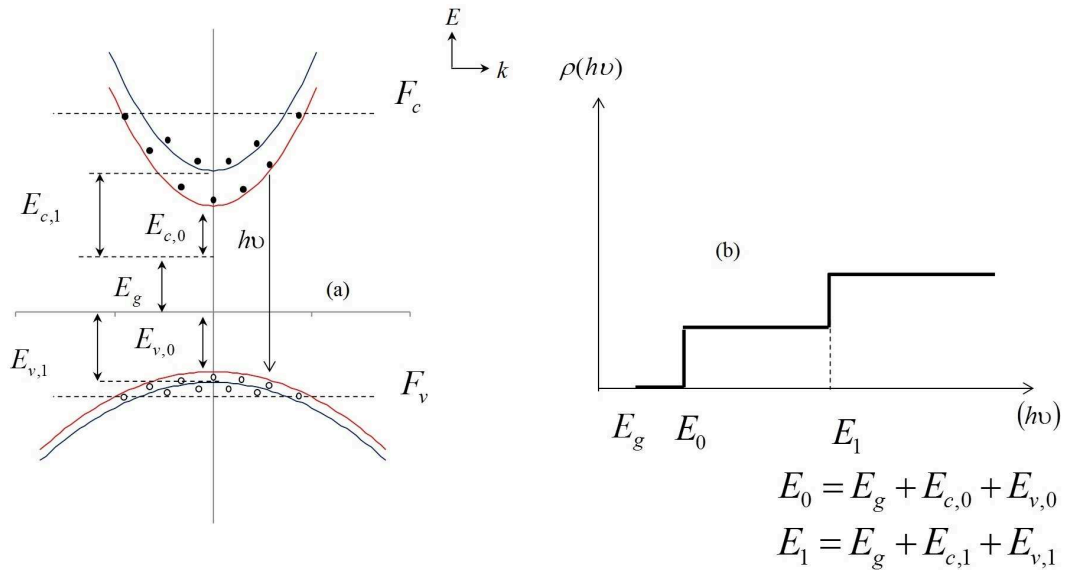


FIGURE 1.34 – (a) Représentation de la structure discrète des bandes d'énergie dans un semi-conducteur à base de puits quantique en espace-réciproque. (b) Densité d'états électroniques jointe en fonction de l'énergie de transition ($E = h\nu$).

Dans une telle structure, seules les transitions optiques, entre les sous-bandes ayant le mêmes indice, sont permises. Donc si la densité de porteurs est suffisamment élevée, le spectre de gain matériau sera composé de plusieurs spectres décalés les uns par rapport aux autres. Cela peut être exploité pour fabriquer un SOA à large bande passante optique. Afin de réaliser un spectre du gain le plus plat possible à la sortie du SOA, pour des fortes densités de porteurs, la différence énergétiques entre l'état fondamental et l'état excité, doit donc être ajustée pour que le spectre de gain de la transition excitée puisse compenser la pente du spectre du gain de la transition fondamentale, lorsque cette dernière est saturée [1]. Le spectre obtenu en combinant la présence de plusieurs transitions optiques séparées spectralement est équivalent à celui correspondant à la mise en cascade de plusieurs amplificateurs optiques comportant des spectres du gain décalés les uns par rapport aux autres. Ainsi, le spectre global obtenu devient bien large bande comme cela a été présenté au paragraphe 1.5.2. Pour illustrer graphiquement le principe d'élargissement de la bande passante optique dans le puits quantique, On s'appuie sur le modèle de gain matériau développé au chapitre 2. La figure 1.35(a) présente les spectres du gain matériau pour différentes densités de porteurs. Nous constatons que le spectre de gain est aplati pour une densité de porteurs donnée (ici, $N = 2.64 \times 10^{24} m^{-3}$). Pour ce cas, la figure 1.35(b) présente les réponses spectrales de la première, de la deuxième transition optique et de la somme de ces dernières.

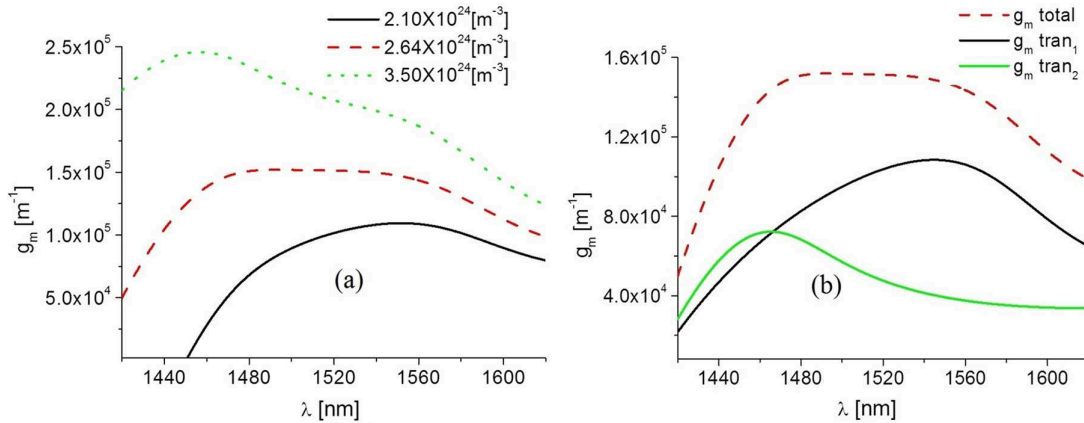


FIGURE 1.35 – (a) Spectres simulés de gain matériau d'une structure à base de puits quantiques pour différentes densités de porteurs. (b) Spectres simulés de gain de la première transition, de la deuxième transition et de la somme de deux transitions optiques correspondant à un spectre de gain matériau élargi.

La référence [1] montre un nouvel SOA à base de multi-puits quantiques fournissant une large BO@ $-3dB$ avec un faible NF et une forte puissance de saturation.

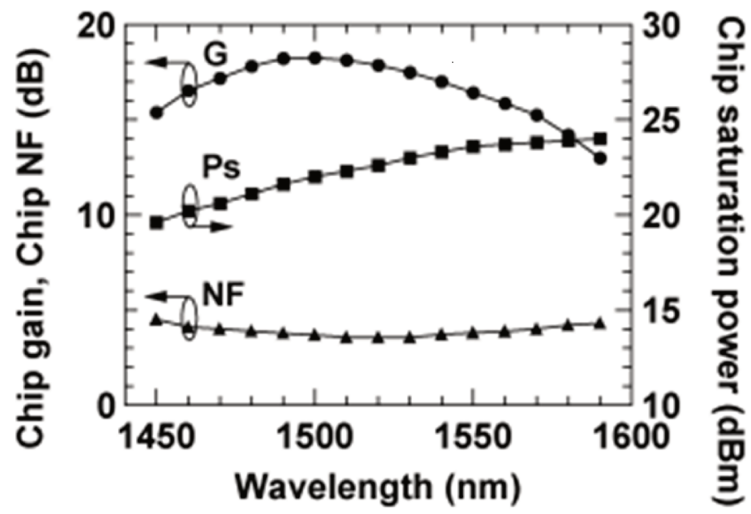


FIGURE 1.36 – Spectre de gain, de NF et de la puissance de saturation d'un SOA à base de multi-puits quantiques [1].

Chapitre 2

Modélisation et caractérisation des SOA à large bande passante optique

2.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons la modélisation et la caractérisation de nouvelles structures à multi-puits quantiques pour réaliser des SOA à large bande passante optique. Ces structures spécifiques ont été réalisées par Alcatel-Thales III-V Lab dans le cadre du projet ANR AROME et elles ont ensuite été utilisées dans le cadre du projet ANR UltraWIDE.

Pour ce type de SOA dit "large bande", nous avons développé une modélisation du gain matériau dans l'objectif de reproduire le plus fidèlement possible les comportements statiques sur des plages importantes de variation des principaux paramètres clés comme la longueur d'onde du signal, la puissance injectée et le courant d'alimentation. Dans un premier temps, nous faisons une description de la structure de la zone active. Ensuite, nous présentons les équations du modèle semi-phénoménologique du gain matériau et du coefficient de gain de la structure de la zone active de notre SOA à large bande. Puis, nous développons le modèle complet du SOA. Dans un deuxième temps, nous caractérisons un SOA à large bande passante optique (composant III-V Lab), dans l'objectif en premier lieu de valider le modèle utilisé, et en deuxième lieu de présenter les performances statiques et dynamiques d'un tel composant.

2.2 Description du SOA

2.2.1 Description de la structure de la zone active du SOA

Le SOA étudié à été réalisé au laboratoire III-V lab dans le cadre du projet ANR AROME. La structure de sa zone active est composée de 6 puits quantiques identiques de matériaux ($In_{0,53}Ga_{0,47}As_{0,96}P_{0,04}/In_{0,2}Ga_{0,8}As_{0,45}P_{0,55}$) sur un substrat InP où les indices indiquent les fractions des atomes correspondant. Les couches de ($In_{0,53}Ga_{0,47}As_{0,96}P_{0,04}$) sont les matériaux constituant les puits. Le gap d'énergie de ces matériaux est de $0,792 eV$. Les couches de ($In_{0,2}Ga_{0,8}As_{0,45}P_{0,55}$) sont les matériaux des barrières. Le gap d'énergie de ces matériaux est de $1,06 eV$. Les largeurs des puits et des barrières sont respectivement de $14 nm$ et de $15 nm$. L'ensemble des 6 puits quantiques se trouve entre deux couches de confinement optique caractérisées par un indice de réfraction inférieur à celui des puits quantiques. La largeur des couches de confinement est égale à $50 nm$. L'ensemble (les puits quantiques avec les couches de confinement) forme un guide d'onde plan de largeur $159 nm$. La figure 2.1(a) montre schématiquement la structure de la zone active du SOA à multi-puits quantiques. La figure 2.1(b) présente l'alignement des bandes d'énergies dans un seul puits quantique étudié.

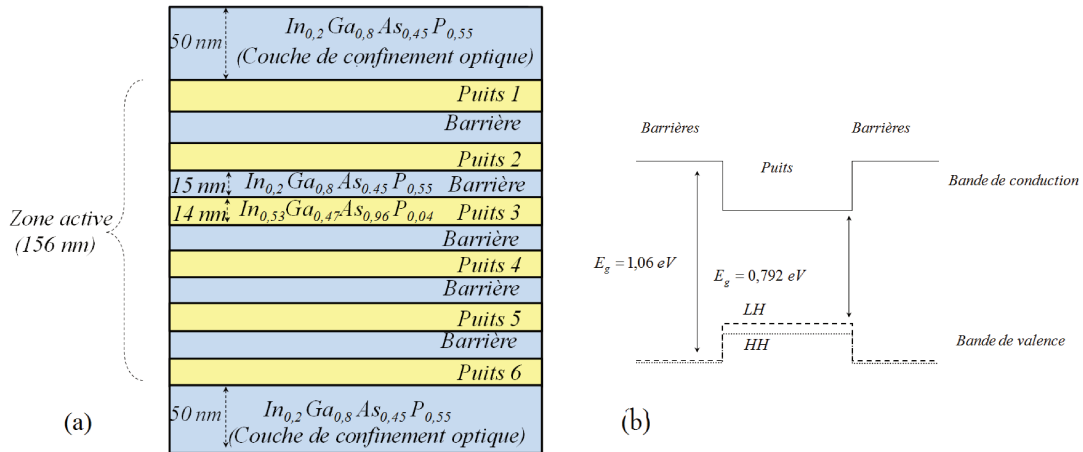


FIGURE 2.1 – (a) Schéma de la structure de la zone active du SOA. (b) Schéma des discontinuités de la bande de conduction et de valence dans un puits quantique de la structure étudiée. HH est la bande de valence des trous lourds, HL est la bande de valence des trous légers.

Les compositions des alliages des puits quantiques, des barrières et leurs largeurs sont optimisées pour réaliser une nano-structure qui présente un spectre de gain avec une large bande passante optique. Cette nano-structure est conçue pour fabriquer une nouvelle génération de SOA à large BO@ $-3dB$ supérieure à $100 nm$. Une étude théorique effectuée par H. Carrière et al [2] a montré que le spectre du gain s'obtient grâce aux contributions de plusieurs transitions inter-bandes, entre les niveaux discrets présents dans la bande de conduction et la bande de valence. Cette étude montre aussi que les écarts entre les niveaux énergétiques fondamentaux et les niveaux excités permettent d'élargir la BO de gain. Les

désaccords légers entre les paramètres de maille d'un côté, entre le substrat (InP) et les matériaux constituant le puits (contrainte en tension) et de l'autre côté, entre le substrat et les matériaux constituant les barrières (contrainte en compression), contribuent à rendre les émissions stimulées en modes TE et TM sensiblement équivalentes [2].

2.2.2 Description de la puce SOA

Dans cette partie, nous donnons quelques informations sur la composition de la puce SOA que nous allons étudier dans les chapitres suivants. Ce SOA a été fabriqué par Alcatel Thales III-V lab, dans le cadre du projet ANR AROME. Son ruban actif, correspondant à la partie fournissant le gain et contenant la zone active, a été élaboré sur un substrat InP , par épitaxie par jet moléculaire (MBE). Ce SOA est de type "guide enterré". Le ruban actif fait un angle de 7° par rapport à la normale sur les facettes. Les deux extrémités du ruban actif sont gravées pour former ce qu'on appelle des adaptateurs de mode (*tapers*). La longueur de chaque adaptateur est de $100 \mu m$. Ils se terminent par une pointe de $100 nm$ afin de déconfiner le mode optique et de réduire la réflexion entre le ruban actif et la zone de propagation libre. Cette zone, nommée fenêtre enterrée, est de 20 à $50 \mu m$ de longueur.

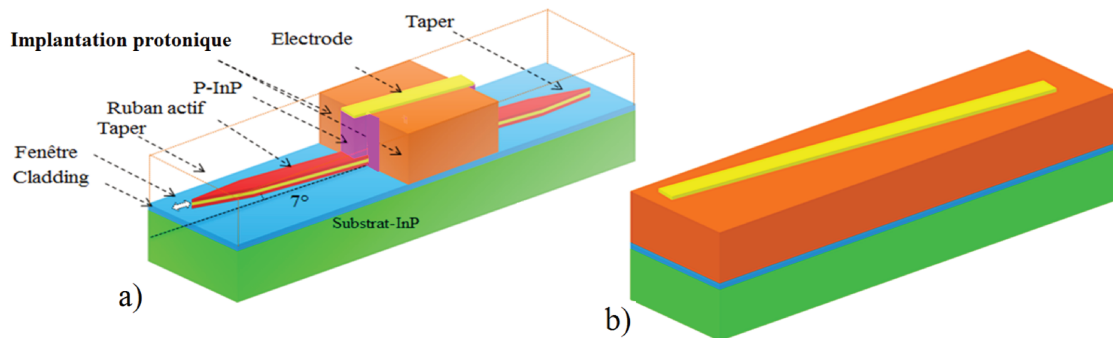


FIGURE 2.2 – Schémas du SOA montrant les différentes parties de la structure (a) sa forme finale du SOA (b).

L'alimentation du SOA est assurée par deux électrodes métalliques n et p. L'électrode n est déposée sur la totalité de la face arrière de la plaque, alors que l'électrode p, parallèle au ruban actif, est déposée sur une surface limitée. Cela limite latéralement la zone alimentée par le courant électrique. La zone implantée InP résistive, sert à empêcher le passage du courant électrique à travers elle. Au milieu de cette zone, une autre zone dopée-p sert à guider le courant à l'intérieur du SOA vers le ruban actif. Le SOA final est monté sur une embase en AlN par des brasures $AuSn$. Des fils en or sont utilisés pour l'injection du courant et pour faire la connexion électrique entre les plots et les électrodes. Deux fibres lentillées sont couplées avec les accès optiques du SOA (figure 2.3). Elles sont positionnées à proximité (distance focale) et leur positionnement est effectuée grâce à des piézoélectriques permettant d'optimiser au maximum le couplage.

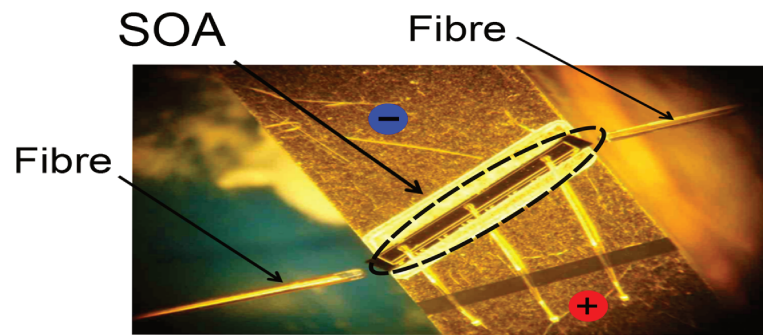


FIGURE 2.3 – Photo d'un SOA monté sur une embase et couplé avec deux fibres lentillées.

2.3 Modélisation du gain matériau et du coefficient de gain d'une structure à base de puits quantiques

La modélisation du gain matériau de la zone active est primordiale pour une modélisation large bande du comportement du SOA. En général, deux méthodes sont utilisées, soit avec une approche totalement physique qui nécessite de connaître parfaitement la structure étudiée et tous les processus physiques mis en jeu lors de l'interaction lumière-matière, soit avec une approche de type phénoménologique où le gain est représenté par une fonction analytique permettant de reproduire les résultats obtenus lors de la caractérisation du composant. C'est souvent la méthode phénoménologique qui est utilisée pour les structures à base de matériaux semi-conducteurs massifs [121]. Dans ce cas, la forme spectrale du gain matériau est fréquemment ajustée avec très bonne précision sur une fonction analytique polynomiale d'ordre 3 comme dans [121]. Cette fonction permet de modéliser l'évolution du gain matériau en fonction de la longueur d'onde et de la densité de porteurs avec de bons résultats. Cette approximation polynomiale ne peut cependant pas s'appliquer au cas d'un SOA à base de puits quantiques car la forme spectrale du gain est complètement modifiée lorsque la densité de porteurs change. Ce changement provient de la présence de multiples transitions décalées spectralement.

Dans le travail décrit ci-après, nous proposons un modèle semi-phénoménologique adapté au cas du gain matériau d'une structure à multi-puits quantiques en contrainte avec le substrat. Nous le classons dans la catégorie des modèles semi-phénoménologiques ou même semi-physiques, car il est basé sur un modèle physique simplifié. Dans ce modèle, les fonctions mathématiques utilisées sont développées à partir des équations physiques proposées pour un puits quantique individuel par Asada [122] puis simplifiées par Makino [123]. Nous justifions l'utilisation d'équations pour un puits quantique unique par les similitudes entre la forme spectrale du gain obtenu avec ce puits quantique unique et celle obtenue avec une structure multi-puits quantiques. Nous introduisons ensuite des hypothèses qui conduisent à simplifier le modèle afin de le rendre complètement analytique. Enfin, nous utilisons une méthode d'optimisation numérique pour déterminer les paramètres définis dans ce modèle à partir des résultats de caractérisation du SOA.

2.3.1 Modèle du gain matériau

Nous avons développé l'expression du gain matériau d'une structure multi-puits quantiques en prenant en compte seulement un système à deux transitions optiques. Ces dernières correspondent aux niveaux discrets dans la bande de conduction d'énergies respectives $E_{c,0}$ et $E_{c,1}$, et aux niveaux discrets dans la bande de valence, d'énergies $E_{v,0}$ et $E_{v,1}$ (figure 2.4). La figure 2.4 présente schématiquement les sous-bandes en espace réciproque et l'évolution de leurs énergies en fonction du vecteur d'onde (k) dans le cas d'une structure à base de puits quantiques (deux sous-bandes dans la bande de conduction et deux autres dans la bande de valence). Elle présente aussi les différentes notations utilisées et les transitions optiques sélectionnées qui sont entre les sous-bandes de même indice (règle de sélectivité) [124]. Dans la figure 2.4, E_c est le minimum d'énergie de la bande de

conduction du matériau constituant le puits, et E_v est le maximum d'énergie de la bande de valence de ce même matériau.

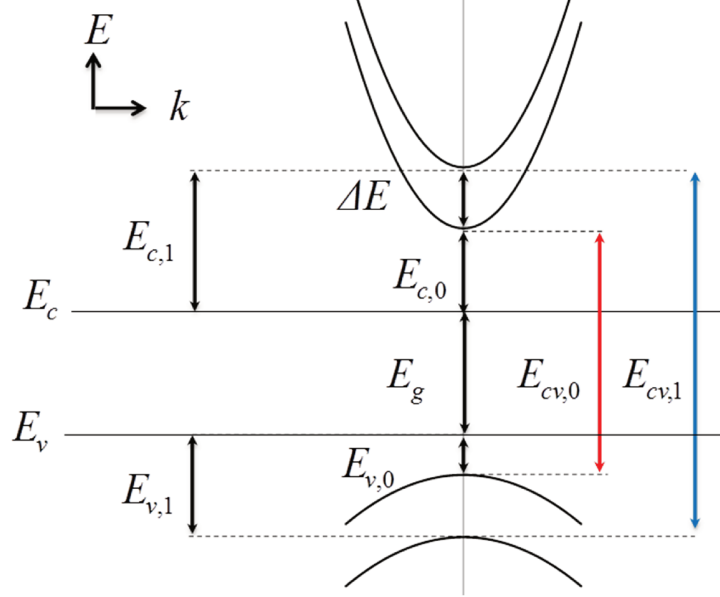


FIGURE 2.4 – Schéma des sous-bandes des bandes de conduction et de valence dans une structure à puits quantiques. Les notations employées pour définir les énergies en jeu et les deux transitions $E_{cv,0}$ et $E_{cv,1}$ possibles sont indiquées.

Dans notre étude, nous ne modélisons que le mode TE en raison des conditions expérimentales exposées au paragraphe 2.5.1.

L'expression du gain matériau peut alors être donnée par l'équation suivante [122, 123] :

$$g_m(N, \lambda) = \frac{g_0 \lambda}{d} \sum_{n=0}^1 \left(1 + \frac{E_{c,n}}{\varepsilon_{c,n}(\lambda)} \right) (f_{c,n}(N, \lambda) - f_{v,n}(N, \lambda)) \times \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \arctan \left(2\pi \tau_{in} c_0 \left(\frac{1}{\lambda} - \frac{1}{\lambda_{cv,n}} \right) \right) \right) \quad (2.1)$$

Où n indique la transition optique en jeu, c_0 est la vitesse de la lumière dans le vide, d est la largeur d'un puits, τ_{in} est le temps de relaxation intra-bande, $f_{c,n}(N, \lambda)$ est la fonction de Fermi pour les électrons, $f_{v,n}(N, \lambda)$ est celle pour les trous, $\varepsilon_{c,n}(\lambda)$ est l'énergie de l'électron dans la bande de conduction en fonction de la longueur d'onde, $E_{c,n}$ est l'énergie de l'électron au pic de gain de la transition optique. $\lambda_{cv,n}$ est le pic de gain de la transition optique n . Rappelons que $(\lambda_{cv,n}|_{\mu m} = \frac{1.24}{E_{c,n}|_{eV}})$, et g_0 est un coefficient lié à la structure du puits étudié et sa valeur est donnée par la relation suivante :

$$g_0 = \frac{3\pi m_r q_e^2 E_g (E_g + \Delta)}{8m_c \sqrt{\varepsilon_r} \varepsilon_0 c_0^2 h^2 (E_g + \frac{2}{3}\Delta)} \quad (2.2)$$

où m_r est la masse réduite, h la constante de Planck, ε_0 la permittivité du vide, ε_r la constante diélectrique relative, m_c la masse effective de l'électron dans la bande de

conduction, q_e la charge de cet électron, Δ l'énergie de *split-off* du matériau *InP* et E_g l'énergie du gap de la bande interdite du matériau constituant le puits quantique.

Les paramètres (m_c , m_v , E_g , Δ et ε_r) sont liés à la composition du matériau de la zone active du *SOA* réalisée avec du quaternaire $In_xGa_{1-x}As_yP_{1-y}$ où x, y sont respectivement les concentrations en *In* et *As*. Ces paramètres des matériaux quaternaires peuvent être déterminés par la loi de Végard à partir de la base de données des matériaux binaires *InP*, *InAs*, *GaAs* et *GaP* :

$$\mathcal{P}_{In_xGa_{1-x}As_yP_{1-y}} = xy\mathcal{P}_{InAs} + (1-x)y\mathcal{P}_{GaAs} + x(1-y)\mathcal{P}_{InP} + (1-x)(1-y)\mathcal{P}_{GaP} \quad (2.3)$$

Pour calculer E_g nous avons utilisé la relation suivante [125] :

$$E_g = 1,350 + 0,668x - 1,068y + 0,758x^2 + 0,078y^2 - 0,068xy - 0,322x^2y + 0,03xy^2 \quad (2.4)$$

où \mathcal{P} est le paramètre visé. La base de données des matériaux binaires *InP*, *InAs*, *GaAs* et *GaP* est présentée dans le tableau suivant :

Paramètre	GaAs	InAs	GaP	InP
E_g [eV]	1,424	0,354	2,272	1,344
ε_r	13,1	15,15	11,1	12,56
m_c/m_o	0,067	0,023	0,254	0,073
m_v/m_o	0,50	0,40	0,67	0,60

TABLE 2.1 – Valeurs des paramètres clés pour le calcul du gain matériau à la température de 300 K. Ces paramètres servent à calculer ceux du quaternaire $In_xGa_{1-x}As_yP_{1-y}$ [124].

Les fonctions de Fermi pour les électrons ($f_{c,n}(N, \lambda)$) et pour les trous ($f_{v,n}(N, \lambda)$) sont données par les relations suivantes :

$$f_{c,n}(N, \lambda) = \left[1 + \exp \left(\frac{\varepsilon_{c,n}(\lambda) - E_{f,c}(N)}{k_B T} \right) \right]^{-1} \quad (2.5)$$

$$f_{v,n}(N, \lambda) = \left[1 + \exp \left(\frac{\varepsilon_{v,n}(\lambda) - E_{f,v}(N)}{k_B T} \right) \right]^{-1} \quad (2.6)$$

où $E_{f,c}(N)$ $E_{f,v}(N)$ sont respectivement le niveau de Fermi pour les électrons dans la bande de conduction et pour les trous dans la bande de valence, $\varepsilon_{c,n}(\lambda)$ et $\varepsilon_{v,n}(\lambda)$ sont respectivement l'énergie des électrons dans la bande de conduction et des trous dans la bande de valence en fonction de la longueur d'onde de la transition optique en jeu, k_B est la constante de Boltzmann et T la température en Kelvin. Les énergies $\varepsilon_{c,n}(\lambda)$ et $\varepsilon_{v,n}(\lambda)$ sont données par les expressions suivantes :

$$\varepsilon_{c,n}(\lambda) = E_{c,n} + \frac{hc}{\left(1 + \frac{m_c}{m_v}\right)} \left(\frac{1}{\lambda} - \frac{1}{\lambda_{cv,n}} \right) \quad (2.7)$$

$$\varepsilon_{v,n}(\lambda) = -E_{v,n} - E_g - \frac{hc}{\left(1 + \frac{m_v}{m_c}\right)} \left(\frac{1}{\lambda} - \frac{1}{\lambda_{cv,n}} \right) \quad (2.8)$$

où m_v et $E_{v,n}$ sont respectivement la masse effective des trous et l'énergie au pic de gain de la transition optique dans la bande de valence.

Le fait de limiter le nombre de niveaux discrets dans les bandes de conduction et de valence à deux dans chaque bande, permet de dériver des formules analytiques pour $E_{f,c}(N)$ et $E_{f,v}(N)$. En effet, $E_{f,c}(N)$ et $E_{f,v}(N)$ sont les solutions des équations suivantes :

$$N = N_c = \sum_{n=0}^1 \frac{m_c k_B T}{d\hbar^2 \pi} \ln \left[1 + e^{\frac{E_{f,c} - E_{c,n}}{k_B T}} \right] \quad (2.9)$$

$$N = N_v = \sum_{n=0}^1 \frac{m_v k_B T}{d\hbar^2 \pi} \ln \left[1 + e^{\frac{-E_{f,v} - E_g - E_{v,n}}{k_B T}} \right] \quad (2.10)$$

Où N_c et N_v sont respectivement les densités de porteurs (électrons et trous) dans les bandes de conduction et de valence. Les solutions des équations (2.9,2.10) sont données par :

$$E_{f,c}(N) = k_B T \ln \left(\frac{-A_c + \sqrt{A_c^2 - 4 \left(1 - e^{\frac{N}{N_{c,0}}}\right) e^{-B_c}}}{2e^{-B_c}} \right) \quad (2.11)$$

$$E_{f,v}(N) = -k_B T \ln \left(\frac{-A_v + \sqrt{A_v^2 - 4 \left(1 - e^{\frac{N}{N_{v,0}}}\right) e^{-B_v}}}{2e^{-B_v}} \right) \quad (2.12)$$

où

$$A_c = \sum_{n=0}^1 e^{-\frac{E_{c,n}}{k_B T}}, \quad B_c = \sum_{n=0}^1 \frac{E_{c,n}}{k_B T} \quad \text{et} \quad N_{c,0} = \frac{k_B T m_c}{d\hbar^2 \pi} \quad (2.13)$$

$$A_v = \sum_{n=0}^1 e^{-\frac{E_{v,n} + E_g}{k_B T}}, \quad B_v = \sum_{n=0}^1 \frac{E_{v,n} + E_g}{k_B T} \quad \text{et} \quad N_{v,0} = \frac{k_B T m_v}{d\hbar^2 \pi} \quad (2.14)$$

Pour simplifier la présentation des paramètres de notre modèle, nous définissons un paramètre intermédiaire $\Delta E = E_{c,1} - E_{c,0}$; nous remplaçons $E_{c,0}$ par le paramètre E_0 et nous calculons les niveaux d'énergie par :

$$E_{c,0} = E_0 \quad (2.15)$$

$$E_{c,1} = E_0 + \Delta E \quad (2.16)$$

$$E_{v,0} = \frac{hc_0}{\lambda_{cv,0}} - E_0 - E_g \quad (2.17)$$

$$E_{v,1} = \frac{hc_0}{\lambda_{cv,1}} - (E_0 + \Delta E) - E_g \quad (2.18)$$

Le calcul du gain matériau en utilisant les équations de 2.1 à 2.18 se limite alors à la détermination de cinq paramètres $\lambda_{cv,0}$, $\lambda_{cv,1}$, ΔE , τ_{in} et E_0 .

La figure 2.5 montre l'évolution du gain matériau en fonction de la longueur d'onde pour différentes densités de porteurs. Les valeurs des paramètres utilisés sont : $\lambda_{cv,0} = 1565 \text{ nm}$, $\lambda_{cv,1} = 1465 \text{ nm}$, $\tau_{in} = 0,04 \text{ ps}$, $E_0 = 100 \text{ meV}$, $\Delta E = 50 \text{ meV}$. Nous constatons pour une densité de porteurs de $2,5 \times 10^{24} \text{ m}^{-3}$ l'apparition d'un plateau sur la forme spectrale du gain matériau, caractéristique d'une structure à large bande.

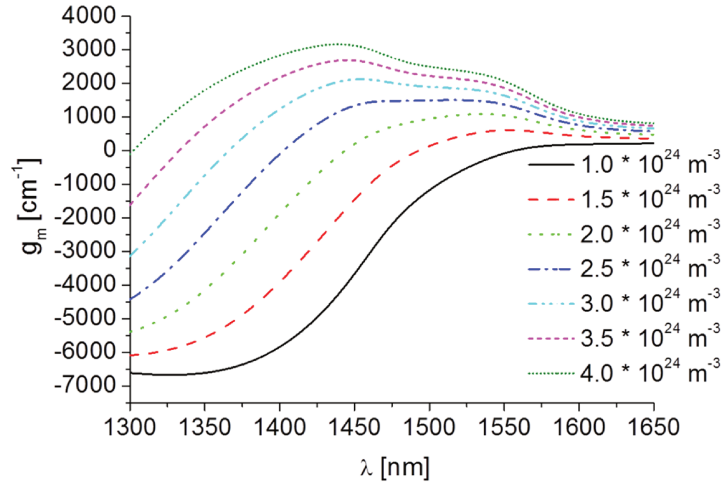


FIGURE 2.5 – Gain matériau en fonction de la longueur d'onde pour différentes densités de porteurs. $\lambda_{cv,0} = 1565 \text{ nm}$, $\lambda_{cv,1} = 1465 \text{ nm}$, $\tau_{in} = 0,04 \text{ ps}$, $E_0 = 100 \text{ meV}$ et $\Delta E = 50 \text{ meV}$.

2.3.2 Modèle du coefficient de gain

Le coefficient de gain (g'_m), permettant de modéliser l'ASE et de calculer le facteur de bruit, peut être donné par l'équation 2.1 en remplaçant le terme $(f_{c,n}(N,\lambda) - f_{v,n}(N,\lambda))$ par $f_{c,n}(N,\lambda)(1 - f_{v,n}(N,\lambda))$ tel que :

$$g'_m(N,\lambda) = \frac{g_0\lambda}{d} \sum_{n=0}^1 \left(1 + \frac{E_{c,n}}{\varepsilon_{c,n}(\lambda)} \right) f_{c,n}(N,\lambda) (1 - f_{v,n}(N,\lambda)) \times \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \arctan \left(2\pi\tau_{in}c_0 \left(\frac{1}{\lambda} - \frac{1}{\lambda_{cv,n}} \right) \right) \right) \quad (2.19)$$

Pour tenir compte du fait que les deux modes principaux de polarisation de l'ASE n'ont pas les mêmes coefficients de gain, et que la puissance mesurée de l'ASE est égale à la somme des puissances sur les modes TE et TM, nous rajoutons un paramètre supplémentaire γ_{ASE} , qui a une valeur positive limitée à 1 et qui vient réduire la valeur maximale donnée par $g^{m,TE}$. Dans ce cas, le coefficient de gain s'écrit :

$$g'_m(N,\lambda) \rightarrow \hat{g}'_m(N,\lambda) \gamma_{ASE} \quad (2.20)$$

Ainsi, la modélisation du coefficient de gain ne rajoute qu'un seul paramètre supplémentaire (γ_{ASE}). Ce paramètre permet de représenter les coefficients du gain des modes TE et TM par un coefficient moyen.

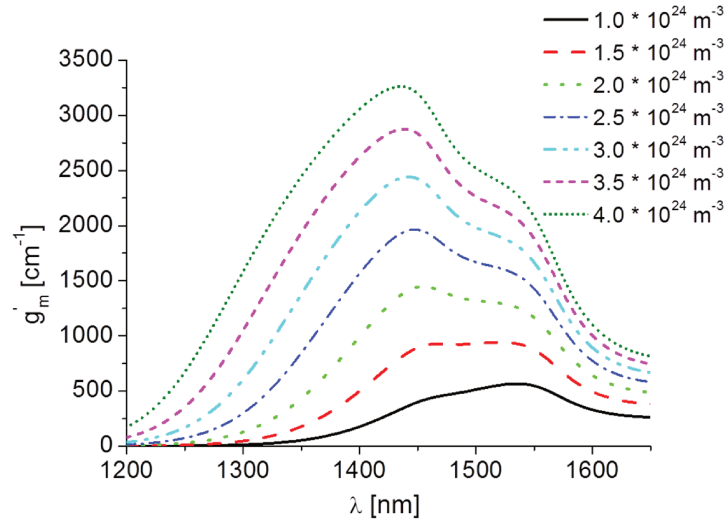


FIGURE 2.6 – Coefficient de gain matériel en fonction de la longueur d'onde pour différentes densités de porteurs. $\lambda_{cv,0} = 1565 \text{ nm}$, $\lambda_{cv,1} = 1465 \text{ nm}$, $\tau_{in} = 0,04 \text{ ps}$, $E_0 = 100 \text{ meV}$ et $\Delta E = 50 \text{ meV}$.

La figure 2.6 montre l'évolution du coefficient de gain matériel en fonction de la longueur d'onde pour différentes densités de porteurs. Dans cette simulation, les valeurs des paramètres utilisés sont : $\lambda_{cv,0} = 1565 \text{ nm}$, $\lambda_{cv,1} = 1465 \text{ nm}$, $\tau_{in} = 0,04 \text{ ps}$, $E_0 = 100 \text{ meV}$, $\Delta E = 50 \text{ meV}$. Nous constatons pour une densité de porteurs de $1.5 \times 10^{24} \text{ m}^{-3}$, l'apparition d'un "plateau" (coefficient de gain quasi constant sur une large plage de longueur d'onde) caractéristique d'une structure à large bande.

2.3.3 Influence des 5 paramètres ($\lambda_{cv,0}$, $\lambda_{cv,1}$, ΔE , E_0 , τ_{in}) sur les profils spectraux du gain matériel et du coefficient de gain

Nous avons réalisé plusieurs simulations dans lesquelles nous avons varié uniquement un seul paramètre à la fois parmi les cinq paramètres ($\lambda_{cv,0}$, $\lambda_{cv,1}$, ΔE , E_0 , τ_{in}) afin d'étudier leurs influences respectives sur le profil spectral du gain matériel. Les valeurs nominales de ces 5 paramètres utilisés sont : $\lambda_{cv,0} = 1565 \text{ nm}$, $\lambda_{cv,1} = 1465 \text{ nm}$, $\tau_{in} = 0,04 \text{ ps}$, $E_0 = 100 \text{ meV}$, $\Delta E = 50 \text{ meV}$. Il faut noter que les deux transitions optiques ne sont pas indépendantes. Elles sont couplées à travers les équations (2.11 et 2.12). Par conséquent, chaque paramètre a une influence sur les deux transitions en même temps. Les résultats sont présentés sur les figures suivantes (2.7 à 2.11). Sur chaque figure, nous montrons l'influence du paramètre étudié sur les spectres du gain matériel et du coefficient de gain pour la première transition optique notée "tran1" et pour la deuxième transition optique notée "tran2" ainsi que pour la somme des deux transitions notée "spectre total". Les flèches, sur les figures, indiquent la tendance du gain en fonction du paramètre étudié. Généralement, changer les valeurs d'un des 4 paramètres ($\lambda_{cv,0}$, $\lambda_{cv,1}$, ΔE et E_0) fait varier les valeurs des niveaux $E_{c,0}$, $E_{c,1}$, $E_{v,0}$ et $E_{v,1}$ (équation (2.18)). Suite à ces changements de niveaux d'énergie, le gain sera modifié.

Influence de $\lambda_{cv,0}$

La figure 2.7(a) montre que l'augmentation des valeurs de $\lambda_{cv,0}$ décale le pic de gain de la première transition optique vers les grandes longueurs d'ondes avec une amélioration de son gain mais dans cette bande spectrale au détriment d'une dégradation du gain matériau autour de la deuxième transition.

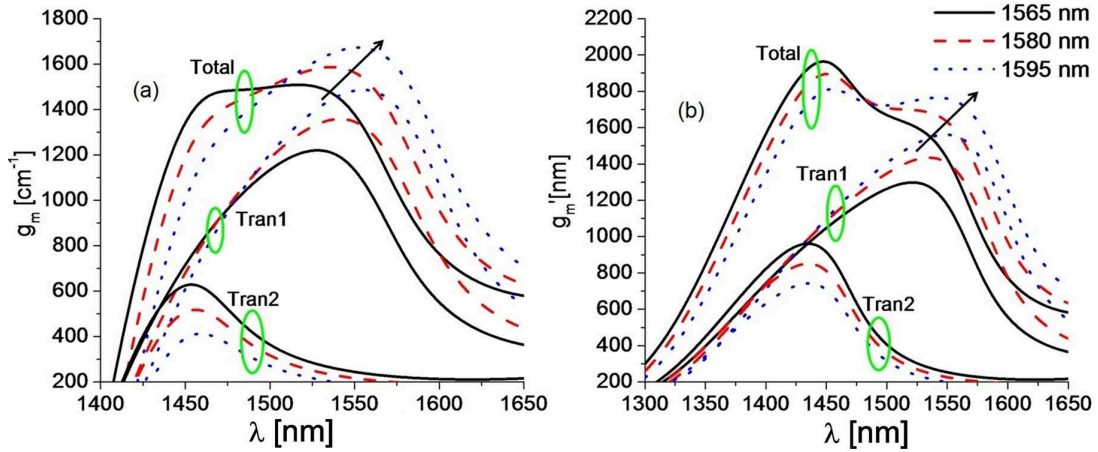


FIGURE 2.7 – g_m (a) et g'_m (b) simulés en fonction de la longueur d'onde pour différentes valeurs de $\lambda_{cv,0}$. $\lambda_{cv,1} = 1465 \text{ nm}$, $\tau_{in} = 0,04 \text{ ps}$, $E_0 = 100 \text{ meV}$, $\Delta E = 50 \text{ meV}$, $N = 2,5 \times 10^{24} \text{ m}^{-3}$.

Les mêmes comportements sont observés pour l'évolution du spectre du coefficient de gain (g'_m) en fonction de $\lambda_{cv,0}$ comme le montre la figure 2.7(b). Nous constatons donc que le paramètre $\lambda_{cv,0}$ permet d'ajuster la position spectrale du premier pic de gain (première transition optique) et qu'en raison de la diminution du gain correspondant à la seconde transition optique, une déformation spectrale est obtenue sur le spectre total (spectre des deux contributions).

Influence de $\lambda_{cv,1}$

La figure 2.8 montre que l'augmentation des valeurs de $\lambda_{cv,1}$ décale le pic de gain de la deuxième transition optique vers les grandes longueurs d'ondes tout en améliorant le gain dans cette bande spectrale mais au détriment du gain correspondant à la première transition. En effet, une diminution de l'écart entre les deux transitions provoque une modification de la répartition des porteurs entre les niveaux.

Nous constatons donc que le paramètre $\lambda_{cv,1}$ permet d'ajuster la position spectrale du second pic de gain (deuxième transition optique) et qu'en raison de la diminution du gain matériau autour de la première transition optique, une déformation spectrale est obtenue sur le spectre total (spectre des deux contributions).

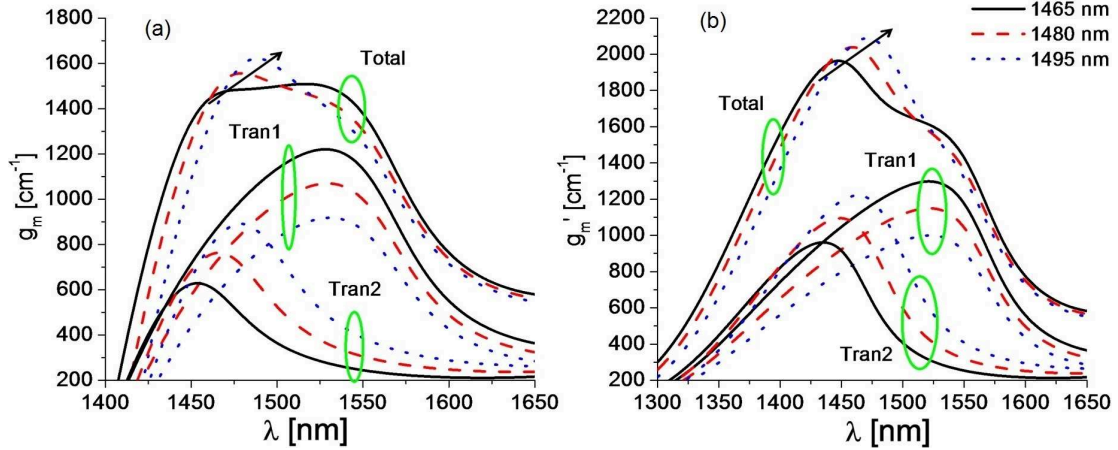


FIGURE 2.8 – g_m (a) et g'_m (b) simulés en fonction de la longueur d'onde pour différentes valeurs de $\lambda_{cv,1}$. $\lambda_{cv,0} = 1565$ nm, $\tau_{in} = 0,04$ ps, $E_0 = 100$ meV, $\Delta E = 50$ meV, $N = 2,5 \times 10^{24}$ m⁻³.

Influence de ΔE

La figure 2.9 montre que l'augmentation des valeurs de ΔE entraîne la diminution du maximum du gain matériau de la première transition optique et améliore légèrement celui du gain de la deuxième transition optique. Les valeurs du gain matériau sont significativement réduites pour les longueurs d'ondes autour de 1540 nm conduisant à une modification spectrale importante de la forme du gain. Ceci permet de "tilter" le gain avec une pente descendante pour les longueurs d'ondes allant croissantes.

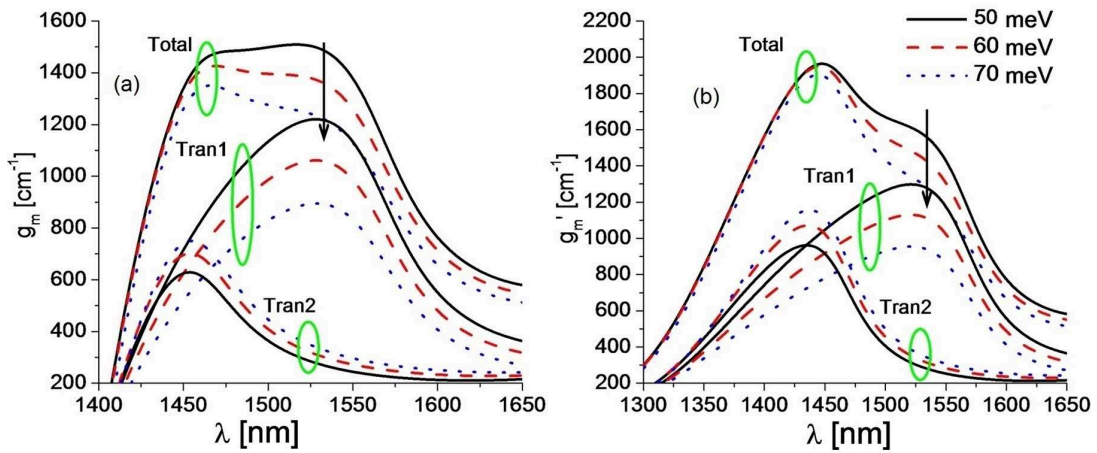


FIGURE 2.9 – g_m (a) et g'_m (b) simulés en fonction de la longueur d'onde pour différentes valeurs de ΔE . $\lambda_{cv,0} = 1565$ nm, $\lambda_{cv,1} = 1465$ nm, $\tau_{in} = 0,04$ ps, $E_0 = 100$ meV, $N = 2,5 \times 10^{24}$ m⁻³.

Influence de τ_{in}

La figure 2.10 montre que l'augmentation des valeurs de τ_{in} entraîne la réduction de la largeur à mi-hauteur des spectres correspondants à chacune des deux transitions optiques tout en provoquant une légère amélioration de leurs gains. τ_{in} contribue à affiner spectralement les pics et à creuser le gain dans la bande spectrale entre les pics. Cette influence de τ_{in} sur le spectre total du gain matériau est conforme à ce qui est constaté dans le cas d'un modèle complètement physique [122].

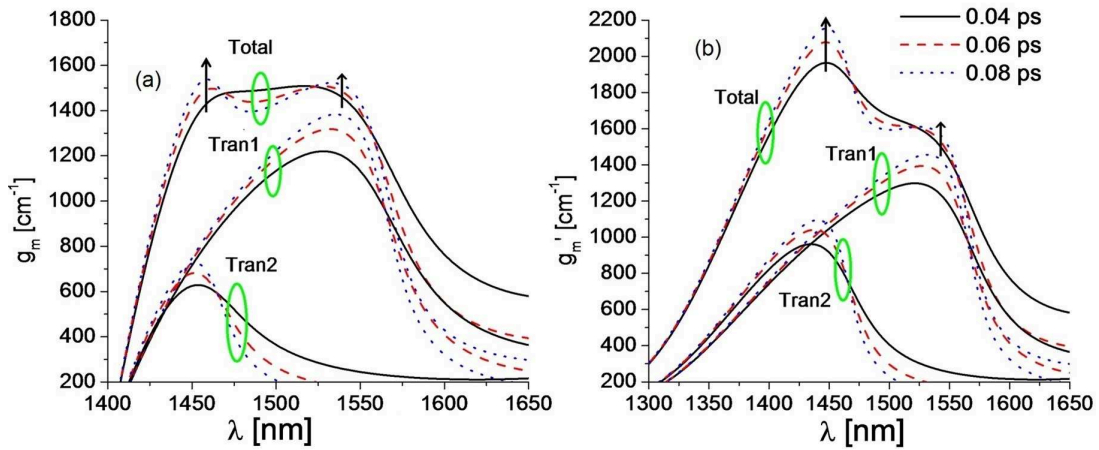


FIGURE 2.10 – g_m (a) et g'_m (b) simulés en fonction de la longueur d'onde pour différentes valeurs de τ_{in} . $\lambda_{cv,0} = 1565 \text{ nm}$, $\lambda_{cv,1} = 1465 \text{ nm}$, $\Delta E = 50 \text{ meV}$, $E_0 = 100 \text{ meV}$, $N = 2,5 \times 10^{24} \text{ m}^{-3}$.

Influence de E_0

La figure 2.11 montre que la diminution de la valeur de E_0 dégrade le gain pour les longueurs d'ondes inférieures à 1550 nm et provoque en même temps une augmentation importante du gain pour les longueurs d'ondes proches de 1650 nm . Ces comportements montrent que les valeurs faibles (proches de 50 meV) de E_0 sont inappropriées pour simuler le gain matériau à cause de l'apparition d'un gain pour des longueurs d'onde supérieures à 1600 nm , c'est-à-dire dans une zone spectrale située à l'extérieur de la plage d'amplification de ce type de composant. En revanche, les grandes valeurs (proches de 200 meV) de E_0 permettent de bien restituer le gain matériau avec un gain qui tend bien vers zéro en dehors de la plage d'amplification. La figure 2.11 illustre aussi que pour les grandes valeurs de E_0 , supérieures à 150 meV , son influence sur le gain devient négligeable. Pour éviter l'effet indésirable apparu pour les faibles valeurs de E_0 , il est donc recommandé de mettre des contraintes sur la valeur minimale de E_0 lors de l'optimisation.

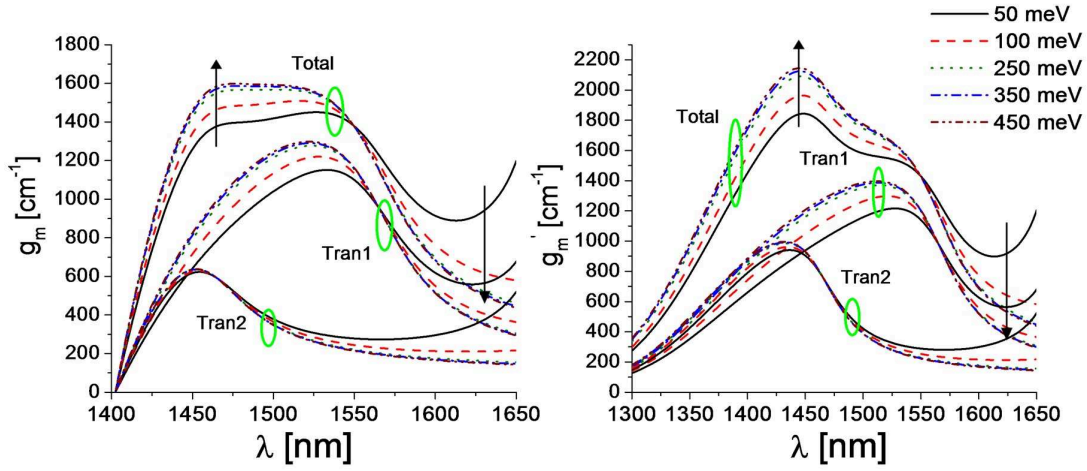


FIGURE 2.11 – g_m (a) et g'_m (b) simulés en fonction de la longueur d'onde pour différentes valeurs de E_0 . $\lambda_{cv,0} = 1565$ nm, $\lambda_{cv,1} = 1465$ nm, $\tau_{in} = 0,04$ ps, $\Delta E = 50$ meV, $N = 2,5 \times 10^{24}$ m $^{-3}$.

2.3.4 Dépendance à la température du gain matériau et du coefficient de gain

Les relations (2.1) et (2.19), qui donnent respectivement le gain matériau et le coefficient de gain, contiennent des termes qui varient en fonction de la température de la zone active. Pour étudier son effet sur les spectres du gain matériau et du coefficient de gain, nous avons simulé ces derniers pour différentes températures de la zone active et les résultats sont présentés sur la figure 2.12.

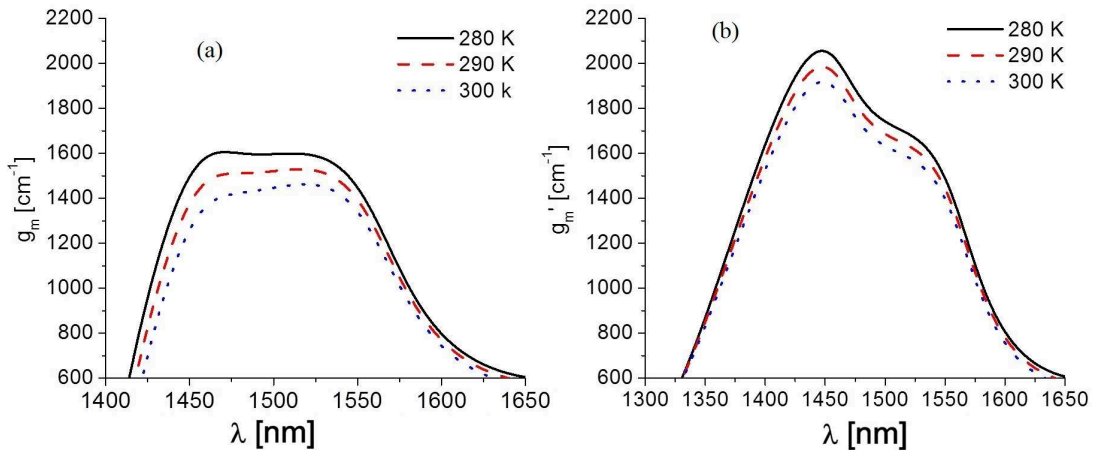


FIGURE 2.12 – g_m (a) et g'_m (b) simulés en fonction de la longueur d'onde pour différentes températures de la zone active. $\lambda_{cv,0} = 1565$ nm, $\lambda_{cv,1} = 1465$ nm, $\tau_{in} = 0,04$ ps, $\Delta E = 50$ meV, $E_0 = 100$ meV et $N = 2,5 \times 10^{24}$ m $^{-3}$.

Cette figure montre que le fait d'augmenter la température entraîne bien la diminution

du gain matériau ainsi que celle du coefficient de gain. Par exemple pour une longueur d'onde de 1480 nm , une augmentation de température de la zone active de 280 à 300 K produit une dégradation du gain matériau de 1605 à 1409 cm^{-1} , soit de 13% .

Au niveau du composant, la température du SOA est contrôlée par un système de régulation de température à effet Peltier. Ce système est présenté sur la figure 2.13. Il comporte une cellule à effet Peltier en contact avec une plaque en cuivre via une couche de pâte thermique et une sonde thermique (thermorésistance) plongée dans cette pâte pour mesurer la température de l'embase sur laquelle le SOA est collé. La température affichée est la température de la sonde mais la différence entre cette température et celle du SOA peut être négligée pour des courants faibles, par contre un écart significatif apparaît pour des forts courants d'alimentation.

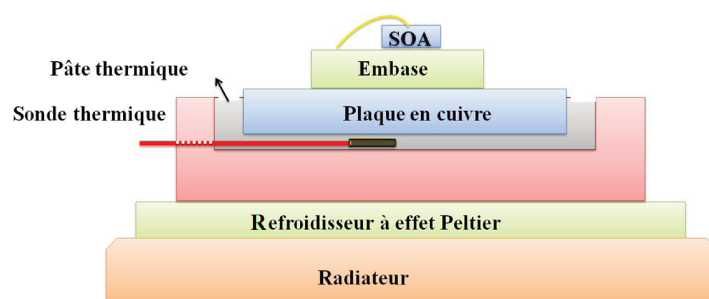


FIGURE 2.13 – Schéma du dispositif de régulation en température utilisé pour le SOA.

Afin de prendre en compte l'influence du courant d'alimentation du SOA sur l'écart entre la température de la sonde et celle du SOA, nous avons modélisé l'augmentation de température en fonction du courant d'alimentation du SOA. La référence [126] montre que l'évolution de la température de la zone active en fonction du courant peut être simulée par une fonction d'ordre 2. Pour des raisons de simplicité, nous avons choisi de représenter l'évolution de la température en fonction du courant par la relation phénoménologique suivante, inspirée de [126] :

$$T = T_0 + T_1 I_{bias}^2 \quad (2.21)$$

où T_0 est la température avec un courant de polarisation du SOA nul ($I_{bias} = 0$) T_1 est un coefficient en (K/A^2) qui décrit l'évolution de la température en fonction du carré du courant d'alimentation du SOA [126]. Les paramètres T_0 et T_1 peuvent être déterminés par la méthode d'optimisation qui sera présentée dans le paragraphe 2.4.5.

2.4 Modélisation du SOA

Dans cette partie, nous présentons le modèle de SOA à multi-puits quantiques dans lequel nous avons intégré notre modélisation du gain matériau et du coefficient de gain. La modélisation du SOA s'appuie sur un modèle déjà développé au laboratoire dans la thèse de P. Morel [26]. Dans cette approche, la zone active du SOA est divisée en M sections de calcul suivant l'axe de propagation de la lumière (z). La densité de porteurs et la densité moyenne de photons en fonction de z sont considérées homogènes et constantes dans chaque section et peuvent varier d'une section à l'autre. L'objectif d'un tel découpage de la zone active est de prendre en compte l'inhomogénéité de la distribution spatiale de la densité de porteurs et de photons le long de la zone active. La figure 2.14 présente les différentes contributions dans chaque section du SOA. Elle montre aussi les deux facettes du SOA couplées avec deux fibres lentillées présentant des pertes de couplage nommées A_g à gauche et A_d à droite. Les couches antireflets ont des réflectivités respectivement à gauche R_g et R_d à droite. La figure 2.14 montre la subdivision de la zone active du SOA en M sections de calcul suivant l'axe de propagation z . N_k et I_k indiquent respectivement la densité de porteurs et le courant d'alimentation de la k -ième section de calcul. \mathcal{I}_k^+ est l'intensité du signal à l'entrée de la $(k+1)^{ième}$ section et en sortie de la $k^{ième}$ section et qui se propage suivant l'axe des z croissants. \mathcal{I}_k^- est l'intensité du signal injecté à l'entrée de la $k^{ième}$ section et en sortie de la $(k+1)^{ième}$ se propageant suivant l'axe des z décroissants. $\mathcal{I}_{ase,k}^+$ est l'intensité de l'émission spontanée amplifiée (ASE) centrée sur λ_{ase} (pseudo-mode) à l'entrée de la $(k+1)^{ième}$ section de calcul et en sortie de la $k^{ième}$ section de calcul et se propageant suivant l'axe des z croissants, $\mathcal{I}_{ase,k}^-$ est l'intensité d'ASE centrée sur λ_{ase} à l'entrée de la $k^{ième}$ section se propageant suivant l'axe des z décroissants.

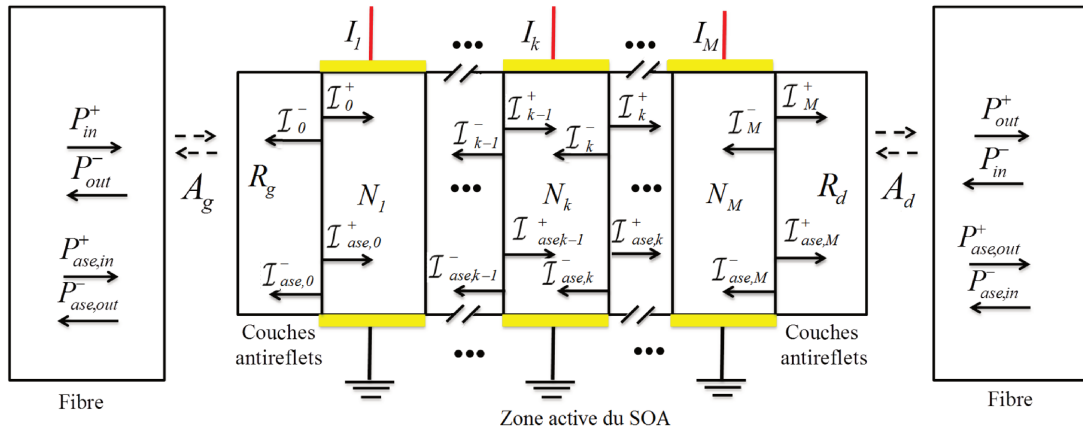


FIGURE 2.14 – Schéma du découpage de la zone active d'un SOA couplé avec deux fibres. Les termes intervenants dans chaque section pour tenir compte de la propagation d'un signal optique et d'un pseudo-mode d'ASE sont présentés.

P_{in}^+ et P_{in}^- sont respectivement les puissances du signal sortant des fibres gauche et droite vers le SOA. \mathcal{I}_0^- et \mathcal{I}_M^+ sont respectivement les intensités de signal obtenues aux sorties gauche et droite de la zone active. $\mathcal{I}_{ase,0}^+$ et $\mathcal{I}_{ase,M}^-$ sont les intensités de l'ASE à

la sortie de la fibre à gauche et à droite. $P_{ase,in}^-$ et $P_{ase,in}^+$ sont les puissances de l'ASE obtenues aux sorties de la fibre respectivement à gauche et à droite de la fibre. Ces dernières puissances interviennent dans le modèle du SOA lors de la mise en cascade de plusieurs SOA. Les relations suivantes donnent les intensités du signal et de l'ASE injectées aux entrées dans la zone active dans les deux directions de propagation :

$$\mathcal{I}_0^+ = (1 - R_g) \frac{\Gamma A_g}{w d_z} P_{in}^+ + R_g \mathcal{I}_0^- \quad (2.22)$$

$$\mathcal{I}_M^- = (1 - R_d) \frac{\Gamma A_d}{w d_z} P_{in}^- + R_d \mathcal{I}_M^+ \quad (2.23)$$

$$\mathcal{I}_{ase,0}^+ = (1 - R_g) \frac{\Gamma A_g}{w d_z} P_{ase,in}^+ + R_g \mathcal{I}_{ase,0}^- \quad (2.24)$$

$$\mathcal{I}_{ase,M}^- = (1 - R_d) \frac{\Gamma A_d}{w d_z} P_{ase,in}^- + R_d \mathcal{I}_{ase,M}^+ \quad (2.25)$$

où d_z est l'épaisseur de la zone active du SOA. De la même manière, les signaux sortants du SOA et se propageant dans les fibres peuvent être décrits par les équations suivantes :

$$P_{out}^- = (1 - R_g) \frac{w d_z A_g}{\Gamma} \mathcal{I}_0^- + R_g A_g^2 P_{in}^+ \quad (2.26)$$

$$P_{out}^+ = (1 - R_d) \frac{w d_z A_d}{\Gamma} \mathcal{I}_M^+ + R_d A_d^2 P_{in}^- \quad (2.27)$$

$$P_{ase,out}^- = (1 - R_g) \frac{w d_z A_g}{\Gamma} \mathcal{I}_{ase,0}^- + R_g A_g^2 P_{ase,in}^+ \quad (2.28)$$

$$P_{ase,out}^+ = (1 - R_d) \frac{w d_z A_d}{\Gamma} \mathcal{I}_{ase,M}^+ + R_d A_d^2 P_{ase,in}^- \quad (2.29)$$

2.4.1 Propagation du signal

Il s'agit d'établir l'équation de l'intensité du signal optique de longueur d'onde λ à la sortie de la section de calcul k . Les équations suivantes décrivent la propagation de l'intensité des signaux optiques dans le SOA :

$$\mathcal{I}_k^+ = e^{g_n(N_k, \lambda) L_s} \mathcal{I}_{k-1}^+ \quad (2.30)$$

$$\mathcal{I}_{k-1}^- = e^{g_n(N_k, \lambda) L_s} \mathcal{I}_k^- \quad (2.31)$$

$g_n(N_k, \lambda)$ est le gain net dans la section de calcul k de longueur L_s . Le gain net est lié au gain matériau, aux pertes internes et au facteur de confinement de la zone active par la relation suivante :

$$g_n(N, \lambda) = \Gamma(N, \lambda) g_m(N, \lambda) - \alpha(N, \lambda) \quad (2.32)$$

Le facteur de confinement $\Gamma(N, \lambda)$ est donné par la relation suivante [26, 40] :

$$\Gamma(N, \lambda) = \Gamma_0 + \Gamma_N (N - N_{\Gamma,0}) + \Gamma_\lambda (\lambda - \lambda_0) \quad (2.33)$$

où Γ_0 est le facteur de confinement de référence déterminé à $N = N_{\Gamma,0}$ et $\lambda = \lambda_0$, Γ_N et Γ_λ sont des constantes liées à la variation du facteur de confinement en fonction de la densité de porteurs et de la longueur d'onde. Les pertes totales peuvent être calculées par la formule suivante [26] :

$$\alpha(N, \lambda) = \Gamma(N, \lambda) \alpha_a(N, \lambda) + (1 - \Gamma(N, \lambda)) \alpha_c + \alpha_s \quad (2.34)$$

où $\alpha_a(N, \lambda)$ constitue les pertes dans la zone active en fonction de la longueur d'onde et de la densité des porteurs, α_c et α_s correspondent respectivement aux pertes dans les couches de confinement et entre ces couches. Ce terme est défini par :

$$\alpha_a(N, \lambda) = \alpha_0 + \alpha_N(N - N_0) + \alpha_\lambda(\lambda - \lambda_0) \quad (2.35)$$

où α_0 représente les pertes déterminées à $N = N_0$ et $\lambda = \lambda_0$. α_N et α_λ constituent respectivement les pertes différentielles en fonction de la densité de porteurs et de la longueur d'onde.

2.4.2 Émission spontanée amplifiée

Le spectre d'ASE peut être représenté, dans le cadre d'une simulation large bande, par une combinaison de plusieurs pseudo-modes d'intensité respective $I_{ase,i}$.

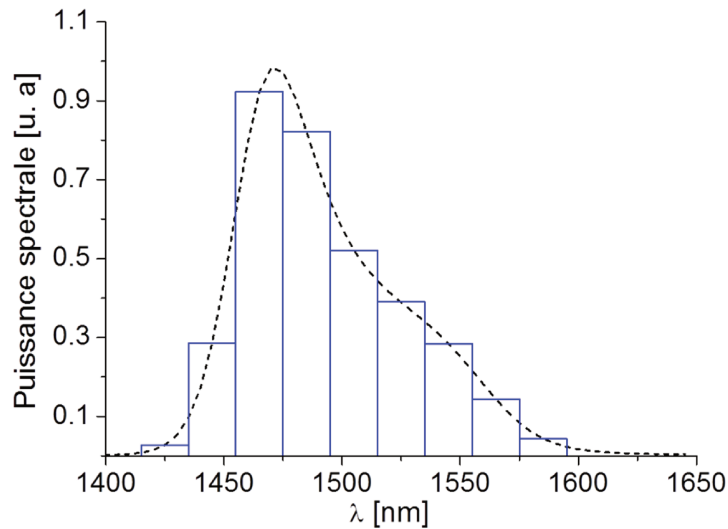


FIGURE 2.15 – Exemple d'un spectre d'ASE découpé en 9 pseudo-modes. La courbe pointillée présente le spectre de puissance de l'ASE calculé sur une fenêtre spectrale de 0,1 nm et obtenu par simulation pour un courant d'alimentation de 400 mA. La largeur spectrale de chaque pseudo-mode est fixée à 20 nm.

Chaque pseudo-mode de l'ASE a une extension spectrale $\Delta\lambda$ centrée autour de sa longueur d'onde $\lambda_{ase,i}$ [26]. Cette largeur spectrale d'un pseudo-mode est définie par :

$$\Delta\lambda = \frac{\Delta\lambda_{tot}}{n_{mod}} \quad (2.36)$$

où $\Delta\lambda_{tot}$ est la largeur totale du spectre d'ASE, n_{mod} est le nombre total des pseudo-modes considérés. La figure 2.15 montre un exemple de découpage du spectre d'ASE en pseudo-modes conjoints.

2.4.3 Propagation de l'ASE

Dans une section de calcul de longueur L_s et de densité de porteurs N_k , l'intensité totale d'un pseudo-mode centré sur une longueur d'onde $\lambda_{ase,i}$ de l'ASE à la sortie de cette même section de calcul (dans les deux sens de propagation) est donnée par la formule suivante :

$$\mathcal{I}_{ase,i,k}^+ = \mathcal{I}_{sp,i,k}^+ + \mathcal{I}_{ase,i,k-1}^+ e^{g_n(N_k, \lambda_{ase,i})L_s} \quad (2.37)$$

$$\mathcal{I}_{ase,i,k-1}^- = \mathcal{I}_{sp,i,k}^- + \mathcal{I}_{ase,i,k}^- e^{g_n(N_k, \lambda_{ase,i})L_s} \quad (2.38)$$

Où $\mathcal{I}_{ase,i,k-1}^+$, $\mathcal{I}_{ase,i,k}^-$ sont les intensités amplifiées du pseudo-mode respectivement en co- et contra-propagation sortant de la $k^{ième}$ section, $\mathcal{I}_{sp,i,k}^+$ et $\mathcal{I}_{sp,i,k}^-$ représentent les intensités totales d'un pseudo-mode de l'émission spontanée centré sur $\lambda_{ase,i}$ et générées dans la $k^{ième}$ section dans les deux sens de propagation. Ces intensités, réellement couplées à la zone active de largeur w et d'épaisseur d_z , peuvent être données par la relation suivante [26] :

$$\mathcal{I}_{sp,i,k}^\mp = \frac{\Gamma(N_k, \lambda_{ase,i})}{wd_z} \frac{hc}{\lambda_{ase,i}} r_{sp}(N_k, \lambda_{ase,i}) \frac{e^{g_n(N_k, \lambda_{ase,i})L_s} - 1}{g_n(N_k, \lambda_{ase,i})L_s} \quad (2.39)$$

où $r_{sp}(N_k, \lambda_{ase,i})$ correspond aux taux d'émission spontanée qui est décrit par la relation suivante [26, 127] :

$$\begin{aligned} r_{sp}(N_k, \lambda_{ase,i}) &= \frac{2c}{\lambda_{ase,i}^2} \int_{\lambda_{ase,i} - \frac{\Delta\lambda_{ase}}{2}}^{\lambda_{ase,i} + \frac{\Delta\lambda_{ase}}{2}} \Gamma(N_k, \lambda_{ase,i}) g'_m(N_k, \lambda_{ase,i}) d\lambda \\ &\approx 2\Gamma(N_k, \lambda_{ase,i}) \frac{c\Delta\lambda_{ase}}{\lambda_{ase,i}^2} g'_m(N_k, \lambda_{ase,i}) \end{aligned} \quad (2.40)$$

2.4.4 Équation d'évolution

L'équation d'évolution permet de déterminer la densité de porteurs dans une section de calcul en présence de tous les phénomènes de recombinaison. Ces derniers interviennent lorsqu'on applique un courant d'alimentation I_k . L'équation d'évolution est donnée par la relation suivante :

$$\frac{dN_k}{dt} = \frac{I_k}{q_e L_s w d_z} - (R_{sig,k} + R_{ase,k} + R_{nst,k}) \quad (2.41)$$

$R_{sig,k}$ est la somme des taux de recombinaisons stimulées dues aux signaux injectés dans le SOA. $R_{ase,k}$ est le taux de recombinaison dues à l'ASE. $R_{nst,k}$ est le taux de recombinaisons non stimulées. La somme des taux de recombinaisons stimulées est la somme des recombinaisons associées à chaque signal injecté et peut être exprimée par la formule suivante [34, 128] :

$$R_{sig,k} = \sum_{i=1}^{M_{sig}} \frac{\lambda_i}{hc} g_m(N_k, \lambda_i) \frac{e^{g_n(N_k, \lambda_i)L_s} - 1}{g_n(N_k, \lambda_i)L_s} (\mathcal{I}_{i,k-1}^+ + \mathcal{I}_{i,k}^-) \quad (2.42)$$

où M_{sig} est le nombre total des signaux injectés.

Le taux de recombinaisons $R_{ase,k}$ dû à la somme des M_{ase} pseudo-modes dans la $k^{ième}$ section peut être donné par la relation suivante :

$$R_{ase} = \sum_1^{M_{ase}} \frac{\lambda_{ase,i}}{hc} g_m(N_k, \lambda_{ase,i}) \left(\frac{e^{g_n(N_k, \lambda_{ase,i}) L_s} - 1}{g_n(N_k, \lambda_{ase,i}) L_s} \right) \left(\mathcal{I}_{ase,i,k-1}^+ + \mathcal{I}_{ase,i,k}^- \right) + \frac{2\Gamma(N_k, \lambda_{ase,i})}{wd_z} \frac{hc}{\lambda_{ase,i}} r_{sp}(N_k, \lambda_{ase,i}) \frac{e^{g_n(N_k, \lambda_{ase,i}) L_s} - g_n(N_k, \lambda_{ase,i}) L_s - 1}{(g_n(N_k, \lambda_{ase,i}))^2 L_s} \quad (2.43)$$

Quand au taux de recombinaisons non stimulées il s'exprime par la relation :

$$R_{nst,k} = A_{nr} N_k + B_{ns} N_k^2 + C_{Au} N_k^3 + D_{leak} N_k^{5,5} \quad (2.44)$$

où A_{nr} est le coefficient de recombinaisons non radiatives sur les pièges et les centres d'impuretés, B_{ns} est le coefficient de recombinaisons radiative, C_{Au} est le coefficient de recombinaisons par effet Auger, D_{leak} est le coefficient de recombinaisons représentant les courants de fuite.

2.4.5 Optimisation des paramètres du modèle

Pour déterminer les bonnes valeurs des paramètres qui permettent de donner un bon accord entre les mesures et les simulations, nous avons utilisé une méthode d'optimisation développée au sein de notre laboratoire essentiellement pour des SOA massifs. Cette méthode est bien expliquée dans le manuscrit de thèse de P. Morel [26]. L'optimisation est effectuée en utilisant, entre autres, les outils fournis par Matlab, par l'emploi d'une combinaison de plusieurs algorithmes d'optimisation. Le premier est un algorithme de recuit simulé, le deuxième est un algorithme de type descente de gradient. L'algorithme basé sur du recuit simulé est de type aléatoire, contrairement à l'algorithme de descente de gradient qui trouve un minimum local en déterminant la pente de notre système à X variables. Dans tous les cas, on cherche à minimiser la fonction d'erreur "cumulée" définie par :

$$err = (err_{moy} + 1) (err_{rel} + 1) (err_{max} + 1) \quad (2.45)$$

avec

$$err_{moy} = \sum_{\beta=1}^{\mathcal{N}} \frac{|\mathcal{E}_{ase,\beta}| + |\mathcal{E}_{sig,\beta}|}{2\mathcal{N}} \quad (2.46)$$

$$err_{rel} = \sum_{\beta=1}^{\mathcal{N}} \left| \frac{\mathcal{E}_{ase,\beta} - \mathcal{E}_{sig,\beta}}{\mathcal{N}} \right| \quad (2.47)$$

$$err_{max} = max \left(\max_{\beta} |\mathcal{E}_{ase,\beta}|, \max_{\beta} |\mathcal{E}_{sig,\beta}| \right) \quad (2.48)$$

$$\mathcal{E}_{sig,\beta} = P_{sig,sim,\beta}|_{dBm} - P_{sig,mes,\beta}|_{dBm} \quad (2.49)$$

$$\mathcal{E}_{ase,\beta} = P_{ase,sim,\beta}|_{dBm} - P_{ase,mes,\beta}|_{dBm} \quad (2.50)$$

où err_{max} est l'erreur maximale sur tous les points de mesure ; err_{moy} est l'erreur moyenne sur tous les points de mesure ; err_{rel} (erreur relative) est la différence en valeur absolue entre l'erreur moyenne sur le signal et celle de l'ASE ; \mathcal{N} est le nombre de points de mesure. Un point de mesure β comporte une puissance d'ASE $P_{ase,mes,\beta}|_{dBm}$ et une puissance du signal $P_{sig,mes,\beta}|_{dBm}$. Les deux puissances sont mesurées à la même longueur d'onde. $P_{ase,sim,\beta}|_{dBm}$ est la puissance simulée de l'ASE et $P_{sig,sim,\beta}|_{dBm}$ est la puissance simulée du signal. Dans l'équation 2.49 les termes $\mathcal{E}_{sig,\beta}$ et $\mathcal{E}_{ase,\beta}$ indiquent respectivement un point de comparaison pour le signal et l'ASE. En minimisant err , on cherche donc à faire tendre vers 0 chacun des trois termes err_{moy} , err_{rel} et err_{max} .

Nous avons effectué notre optimisation sur une base de 381 points de mesures. Les meilleurs paramètres obtenus correspondent à une erreur cumulée (err) valant 6,74 dB. Les paramètres d'optimisation obtenus sont présentés dans le tableau 2.2.

Paramètre	Valeur
$L[mm]$	1
$d_z[nm]$	84
$d[nm]$	14
$w[\mu m]$	1,25
$\tau_{in} [s]$	$2,987 \times 10^{-14}$
$E_o [eV]$	0,07455
$\Delta E[eV]$	0,0612
$\lambda_{cv,0} [nm]$	1584,54
$\lambda_{cv,1} [nm]$	1475,5
$\alpha_0 [m^{-1}]$	50382,69
$\alpha_N [m^2]$	$5,37 \times 10^{-22}$
$\alpha_\lambda [m^{-2}]$	$-9,94 \times 10^{10}$
$\alpha_c [m^{-1}]$	4740,4
$\alpha_s [m^{-1}]$	25,6
Γ_0	0,06
$\Gamma_N [m^3]$	$-4,27 \times 10^{-26}$
$\Gamma_\lambda [m^{-1}]$	-15,40
$N_{\Gamma,0} [m^{-3}]$	$3,5 \times 10^{24}$
$N_0 [m^{-3}]$	$6,8 \times 110^{23}$
$A_{st} [s^{-1}]$	$3,28 \times 10^8$
$B_{nr} [m^3 s^{-1}]$	$4,98 \times 10^{-20}$
$C_{Au} [m^6 s^{-1}]$	$9,2522 \times 10^{-42}$
$D_{leak} [m^{13,5} s^{-1}]$	$5,6 \times 10^{-101}$
$T_0 [K]$	296,1
$T_1 [KA^{-2}]$	2
γ_{ASE}	0,5

TABLE 2.2 – Paramètres du modèle fournissent une erreur cumulée (err) minimale de 6,74.

Le tableau 2.3 présente l'analyse de l'erreur entre simulations et mesures en termes

d'erreur moyenne pour les signaux et pour l'ASE, d'erreur moyenne globale et d'erreur de type écart-type.

Erreur moyenne err_{moy}	Erreur relative err_{rel}	Erreur maximale err_{max}	Erreur moyenne pour les signaux	Erreur moyenne pour l'ASE
0,5738 dB	0,3558 dB	2,1563 dB	0,6105 dB	0,5371 dB

TABLE 2.3 – Erreurs obtenues lorsque l'optimisation effectuée sur 381 points de mesure fournit une erreur cumulée minimale (err) de valeur 6,74.

2.5 Caractéristiques statiques et dynamiques

Nous allons présenter dans cette partie les caractéristiques statiques et dynamiques de notre SOA à large bande passante optique et confronter les simulations aux résultats de mesure.

2.5.1 Banc de mesures du SOA

Avant de présenter le montage expérimental, nous rappelons que le SOA étudié dans ce travail est une puce non fibrée. Elle est montée sur une embase en *AlN*, sa cathode est collée sur l'une des bornes de l'embase et son anode est connectée à l'autre borne de l'embase en utilisant plusieurs fils de *bonding* en or (figure 2.16). La figure 2.16 présente schématiquement le SOA non fibré monté sur une embase et alimenté électriquement par des pointes.

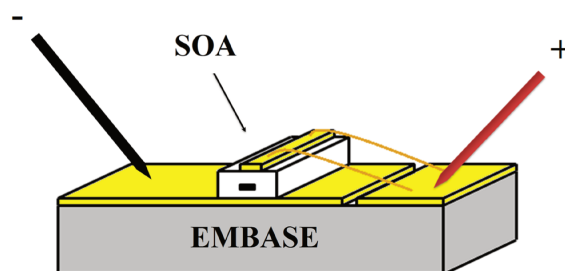


FIGURE 2.16 – Schéma du SOA non fibré.

Les deux sorties du SOA ont été couplées avec deux fibres lentillées. Le couplage entre les fibres lentillées et le SOA est régulièrement surveillé tout au long de la manipulation grâce à deux commutateurs optiques qui sont reliés à deux radiomètres. Les commutateurs optiques permettent de connecter et de déconnecter les deux sorties des fibres lentillées aux radiomètres sans modifier le banc de mesure. Cela nous permet d'assurer que les puissances de l'ASE délivrées aux sorties du SOA et couplées dans les fibres sont toujours constantes. Il est à noter que nous n'avons pas d'accès aux pertes de couplage entre le SOA et les fibres optiques lentillées. Néanmoins, nous estimons ces pertes à environ 4 à 5 *dB* par face. La puce du SOA est posée sur une plaque en cuivre collée sur un régulateur de température à effet Peltier. La température du SOA est fixée à 20°. Le montage expérimental, mis en place pour caractériser en régime statique le SOA en termes de gain fibre-à-fibre (G_f , le gain "maximal" du SOA, comparable au mode optique le plus amplifié, ajusté grâce au contrôleur de polarisation), de facteur de bruit et de puissance de saturation, est présenté sur la figure 2.17. Nous avons choisi une configuration expérimentale de type pompe sonde pour pouvoir caractériser la bande passante optique en fonction de la puissance injectée. Dans ce montage, la pompe et la sonde sont injectées dans le SOA en utilisant un coupleur 50/50. Les puissances injectées au niveau des commutateurs optiques sont mesurées par un radiomètre connecté à l'une des deux sorties du coupleur. À la sortie du SOA, un analyseur de spectre optique (OSA) est utilisé derrière un commutateur optique.

La pompe présentée dans ce montage est seulement utilisée pour caractériser la bande passante optique en régime saturé. En cas d'activation de cette pompe, celle-ci contribue à la saturation du gain du SOA.

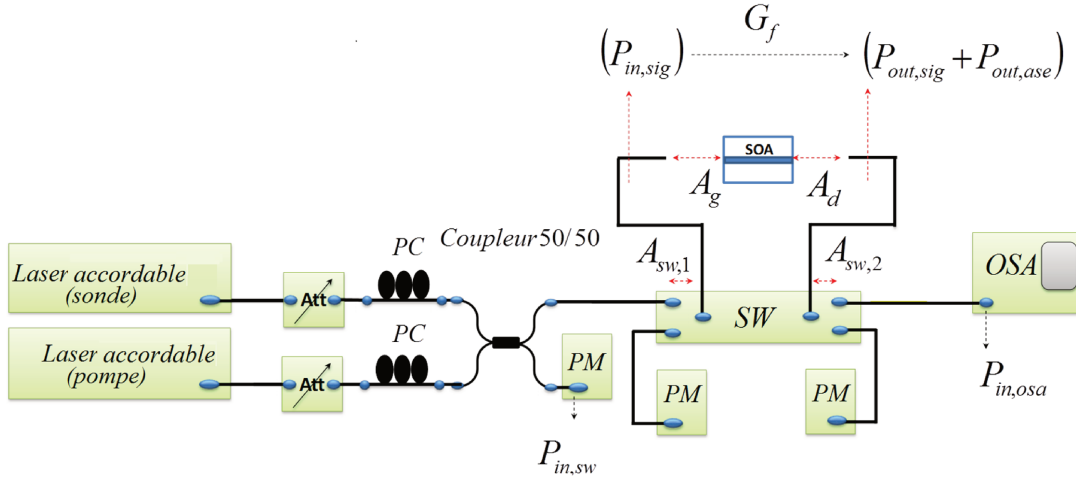


FIGURE 2.17 – Montage expérimental mis en place pour mesurer le gain fibre-à-fibre (G_f), le facteur de bruit et la bande passante optique ; A_g et A_d sont les pertes de couplage entre le SOA et les fibres optiques lentillées à gauche et à droite respectivement ; $A_{sw,1}$ et $A_{sw,2}$ sont les pertes d'insertion du premier commutateur optique et du deuxième commutateur optique respectivement ; Att : atténuateur optique variable, PM : radiomètre, OSA : analyseur de spectre optique, SW : commutateur optique, PC : contrôleur de polarisation.

Dans la figure 2.17, le signal à l'entrée du SOA est un signal de spectre fin (monochromatique assez résolu) avec un plancher de bruit formé d'ASE. Le rapport signal à bruit est typiquement d'une quarantaine de dB . Ainsi, sa puissance ($P_{in,sig}$) peut être mesurée directement avec précision par l'utilisation d'un radiomètre. En revanche, la puissance de l'ASE du SOA s'ajoute à la puissance du signal amplifié à la sortie du SOA. Afin d'extraire la puissance du signal à la sortie du SOA, nous utilisons un analyseur de spectre optique (OSA) pour effectuer la mesure. La figure 2.18 montre un spectre mesuré d'un signal sortant du SOA. La puissance de l'ASE ajoutée à celle du signal ($P_{out,ase}$) peut être estimée approximativement par la moyenne des puissances de l'ASE à gauche ($P_{out,ase,g}$) et celle à droite ($P_{out,ase,d}$) dans une fenêtre spectrale (*span*) étroite (typiquement de 1 nm). Ces puissances sont relevées à la base du signal. Une fois $P_{out,ase}$ estimée, la puissance du signal ($P_{out,sig}$) est donnée comme suit :

$$P_{out,sig}|_W = P_{pic,osa}|_W - P_{out,ase}|_W \quad (2.51)$$

où $P_{pic,osa}|_W$ est le pic du spectre relevé à l'OSA. Les valeurs de puissance $P_{out,sig}|_W$, $P_{out,ase}|_W$ et $P_{in,sig}|_W$ permettent de calculer le gain fibre-à-fibre ($G_f|_{dB}$) par l'équation (2.52) et le facteur de bruit (NF) par l'équation (2.53) [129, 130], après avoir mesuré les

valeurs des puissances juste avant et après le SOA (figure 2.17).

$$G_f|_{dB} = 10\log_{10} \left(\frac{P_{out,sig}|_W}{P_{in,sig}|_W} \right) \quad (2.52)$$

$$NF|_{dB} = 10\log_{10} \left(\frac{P_{out,ase}|_W P_{in,sig}|_W}{P_{out,sig}|_W h c^2 \frac{\Delta\lambda_{ase}}{\lambda^3}} + \frac{P_{in,sig}|_W}{P_{out,sig}|_W} \right) \quad (2.53)$$

où $\Delta\lambda$ est la résolution de l'analyseur de spectre optique (fixée à 0,1 nm pour toutes nos mesures), λ est la longueur d'onde du signal injecté dans le SOA.

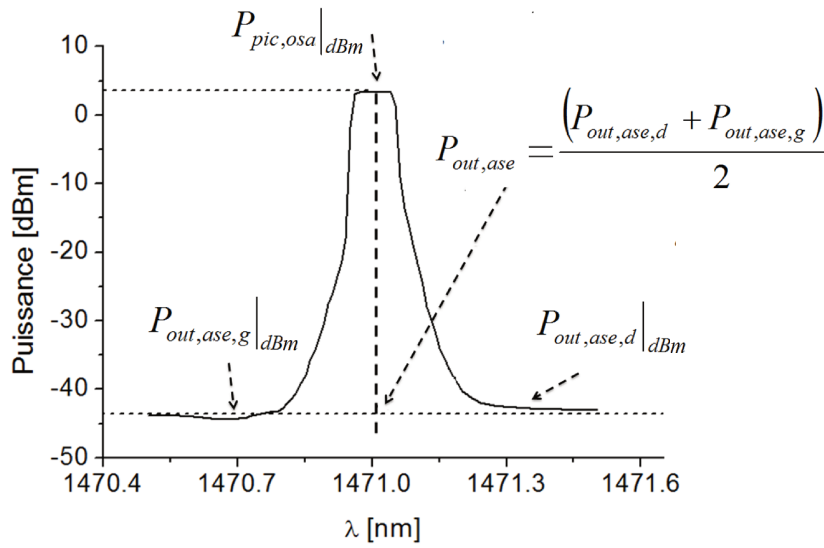


FIGURE 2.18 – Exemple d'un spectre du signal optique en sortie du SOA mesuré par l'analyseur de spectre optique (OSA). La résolution spectrale de l'OSA est de 0,1 nm.

Pour les caractérisations dynamiques du SOA en régime petit signal et le facteur de couplage phase amplitude effectif, nous avons utilisé le montage expérimental pompe sonde présenté sur la figure 2.19. Dans ce dispositif, la pompe est modulée en intensité par un signal sinusoïdal en utilisant un modulateur optique à interféromètre de Mach-Zehnder (MZI). Deux contrôleurs de polarisation sont utilisés respectivement à l'entrée du modulateur et à l'entrée du SOA. La pompe et la sonde sont injectées dans le SOA en utilisant un coupleur 50/50. Les puissances injectées dans le SOA sont mesurées par un radiomètre connecté à l'une des deux sorties du coupleur. À la sortie du SOA, un filtre accordable est utilisé derrière le commutateur optique. La réponse fréquentielle du SOA est obtenue sur l'analyseur de spectre électrique après détection sur une photodiode de 12,5 GHz de bande passante électrique (configuration A). Pour la mesure du facteur de couplage phase-amplitude effectif, nous utilisons la configuration B dans laquelle une fibre optique de 76 km de long est insérée comme milieu dispersif entre le SOA et la photodiode.

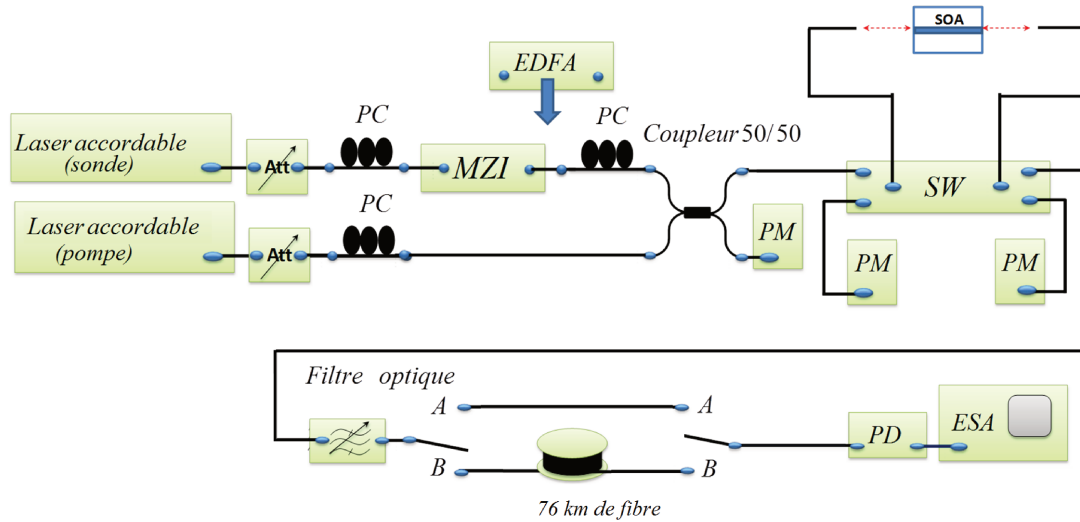


FIGURE 2.19 – Montage pompe-sonde mis en place pour caractériser les réponses en fréquence du SOA $\{A\}$ ainsi que pour caractériser le facteur de couplage phase-amplitude $\{B\}$. Att : atténuateur optique variable, PM : radiomètre, MZI : modulateur à interféromètre de Mach-Zehnder, SW : commutateur optique, PC : contrôleur de polarisation, ESA : analyseur de spectre électrique.

2.5.2 Caractérisation du gain et du facteur de bruit

Les figures 2.20(a) et 2.20(b) montrent les spectres de l'ASE et du gain en fonction de la longueur d'onde pour plusieurs courants d'alimentation. Les spectres obtenus ont une forme caractéristique des structures à puits quantiques à deux transitions optiques distinctes. Dans notre composant, la structure à multi-puits quantiques est optimisée en termes de composition, de dimension géométrique et de nombre des puits quantiques afin d'obtenir une BO la plus grande possible. L'idée repose sur un alignement spectral judicieux de la première transition optique (fondamentale) et de la deuxième transition afin que la superposition des gains des deux transitions donne une forme totale plate en fonction de la longueur d'onde, pour certains courants d'alimentation. Pour les faibles courants d'alimentation autour de 100 mA, une première transition optique centrée à 1545 nm apparaît. En augmentant le courant d'alimentation du SOA, la densité de porteurs dans la zone active augmente et atteint une valeur qui permet de faire apparaître la deuxième transition. Les figures 2.20 (a) et 2.20 (b) montrent qu'un très bon accord entre les mesures et les simulations est obtenu sur une large plage de longueurs d'ondes pour différents courants d'alimentation et en particulier sur la plage des courants d'alimentation situés entre 150 et 260 mA. Plus précisément, on observe sur les figures 2.20(a) et 2.20(b), que si pour des courants compris entre 100 et 320 mA l'optimisation permet un très bon accord entre les gains mesurés et simulés sur toute la bande, ce n'est pas le cas de l'ASE. En effet le comportement observé en mesure est moins bien reproduit en simulation pour les grandes longueurs d'ondes supérieures à 1520 nm (avec toutefois un écart maximal inférieur à 2,1 dB). Cette tendance s'inverse aux forts courants (320 à 400 mA) où l'optimisation est meilleure pour la puissance d'ASE mais moins bonne

pour le gain aux courtes longueurs d'ondes (avec un écart maximal inférieur à $2,1\text{ dB}$ à nouveau)

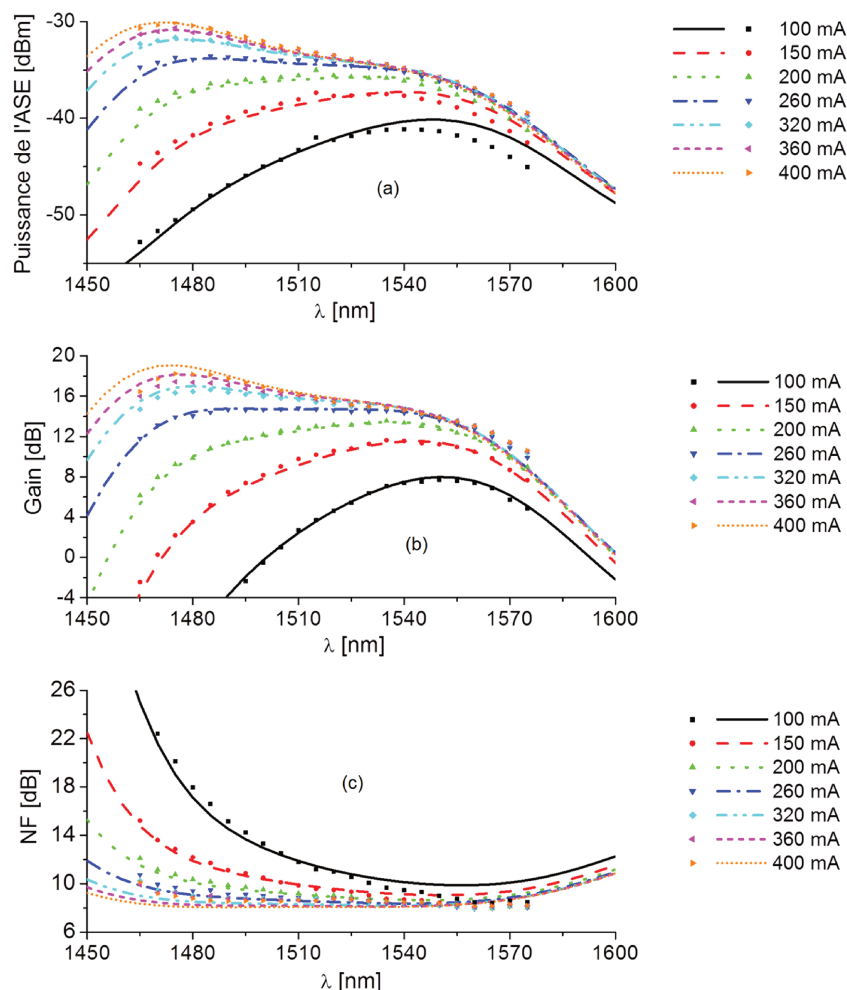


FIGURE 2.20 – Spectres de l'ASE (a), du gain du SOA (pointillé) (b), du NF (c) pour différents courants d'alimentation du SOA. Sur chaque figure, les courbes en trait plein correspondent aux simulations et en pointillé aux mesures. La fenêtre d'intégration de l'OSA est de $0,1\text{ nm}$. La puissance du signal injecté est de $-28,6\text{ dBm}$.

Le NF en fonction de la longueur d'onde pour différents courants d'alimentation est présenté sur la figure 2.20(c). Cette figure montre que l'optimisation permet un très bon accord entre les NF mesurés et simulés en particulier sur la plage des courants d'alimentation située entre 150 mA et 260 mA . En revanche, pour les grandes longueurs d'onde et pour les courants inférieurs à 150 mA les simulations sont en moins bon accord, de même pour les courants supérieurs à 260 mA . La figure 2.20 montre aussi que le NF pour sa valeur minimale tend vers une valeur limite égale à 8 dB .

L'évolution de la BO respectivement définie à -1 dB ($\text{BO}@ -1\text{ dB}$) et définie à -3 dB ($\text{BO}@ -3\text{ dB}$) en fonction du courant d'alimentation du SOA est présentée sur les fi-

gures 2.21 (a) et (b). Ces figures montrent que les bandes passantes optiques les plus larges, à savoir $73 \text{ nm} @ -1\text{dB}$ et $102 \text{ nm} @ -3\text{dB}$ obtenues par mesure, sont obtenues pour un courant d'alimentation de 260 mA . Ce résultat montre que notre SOA fournit une $\text{BO} @ -3\text{dB}$ d'environ 30 nm supérieure à celle fournie par un SOA standard et que le spectre de gain correspondant à cette bande passante optique présente un plateau d'environ 73 nm de large. Les figures 2.21(a) et (b) montrent aussi que les simulations sont en bon accord avec les mesures.

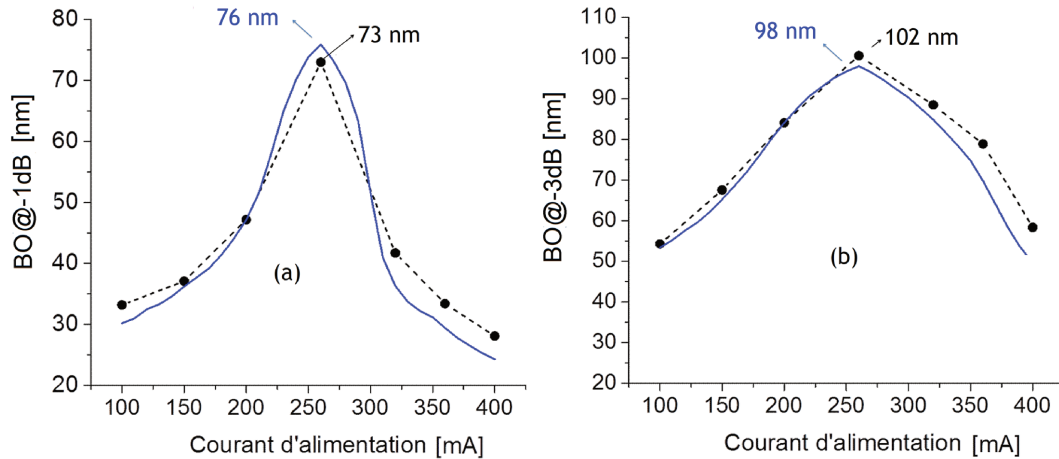


FIGURE 2.21 – Bande passante optique mesurée (en traits pointillés) et simulée (en traits pleins) en fonction du courant d'alimentation du SOA : (a) $@ -1\text{dB}$ (b) $@ -3\text{dB}$.

2.5.2.1 Puissance de saturation

La figure 2.22 montre l'évolution de la puissance de saturation à la sortie définie à -3 dB en fonction de la longueur d'onde pour trois différents courants d'alimentation.

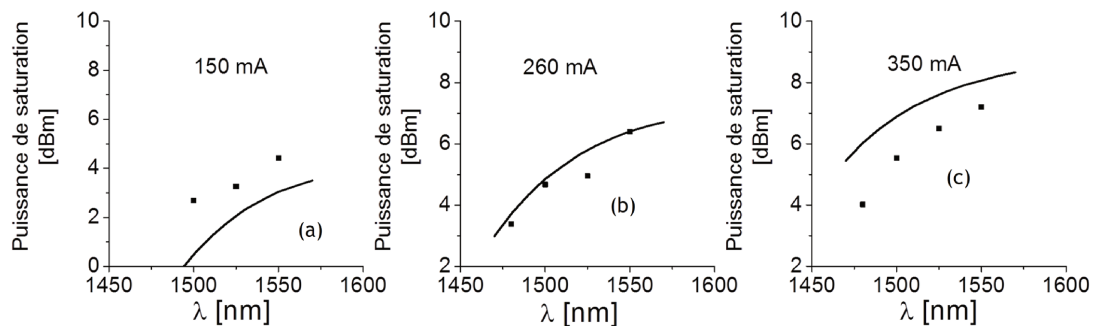


FIGURE 2.22 – Puissance de saturation mesurée (marqueurs) et simulée (trait plein) en fonction de la longueur d'onde pour différents courants d'alimentation.

Nous constatons d'abord que les simulations sont en très bon accord avec les mesures à 260 mA et en accord acceptable pour les courants extrêmes avec un écart maximal de $2,1 \text{ dB}$. Nous constatons aussi que la puissance de saturation à la sortie définie à -3 dB

s'améliore en fonction du courant d'alimentation et en fonction de la longueur d'onde. Par exemple, la puissance de saturation atteint $7,2 \text{ dBm}$ à 350 mA pour la longueur d'onde 1550 nm .

2.5.2.2 Facteur de bruit en régime saturé

Nous avons mesuré et simulé le NF en fonction de la puissance en sortie pour plusieurs longueurs d'ondes situées entre 1480 nm et 1550 nm et plusieurs courants d'alimentation entre 260 et 350 mA . Les résultats obtenus sont présentés sur la figure 2.23.

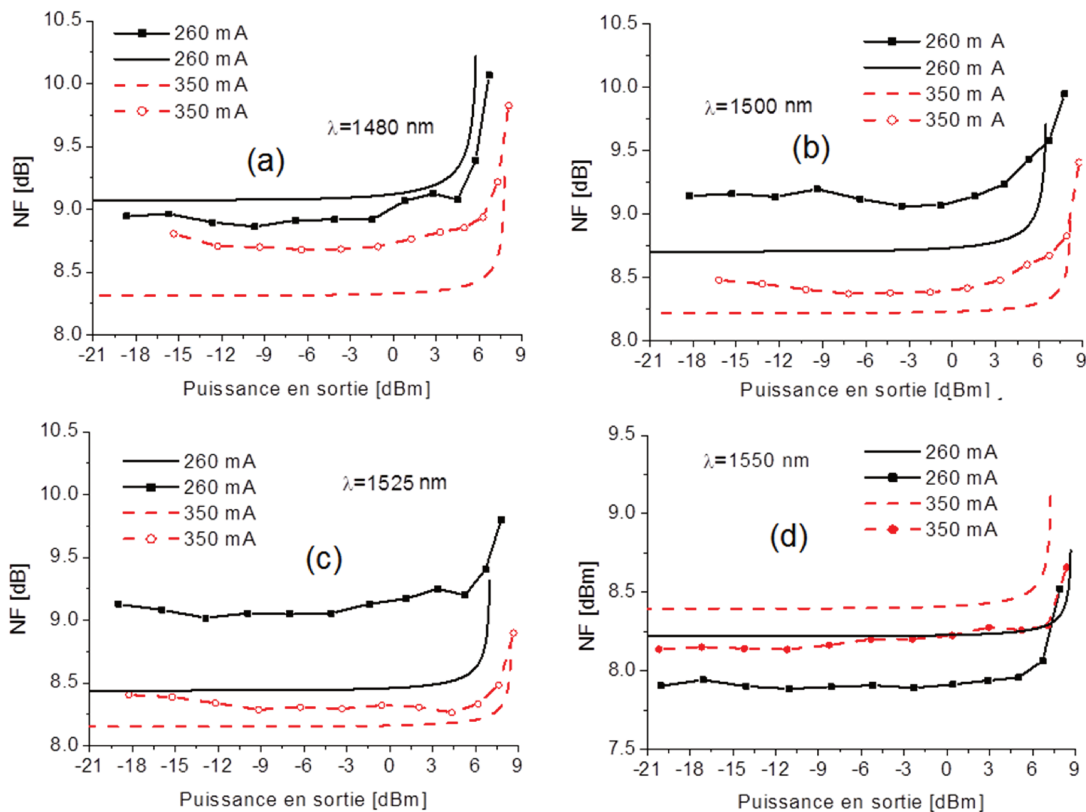


FIGURE 2.23 – NF mesuré (marqueurs) et simulé (sans marqueurs) du SOA en fonction de la puissance en sortie pour différents courants d'alimentation et plusieurs longueurs d'ondes du signal.

Nous pouvons constater que notre modélisation du SOA permet de restituer le NF mesuré avec un très bon accord. Notons que pour une longueur d'onde et un courant d'alimentation donnés, le NF est constant en fonction de la puissance en sortie jusqu'à (P_{sat}) et qu'il augmente ensuite à cause de la diminution du gain. Par exemple pour une longueur d'onde de 1480 nm et un courant d'alimentation de 350 mA , le NF commence à augmenter à partir de 4 dBm . Il est à noter que le NF varie légèrement en fonction du courant d'alimentation et en fonction de la longueur d'onde dans la plage étudiée (figure 2.20(c)).

2.5.2.3 Bande passante optique en régime saturé

Nous présentons la $BO@ - 1dB$ obtenue par mesure et par simulation, en fonction de la puissance de la pompe injectée, pour un courant d'alimentation du SOA de 260 mA sur la figure 2.24.

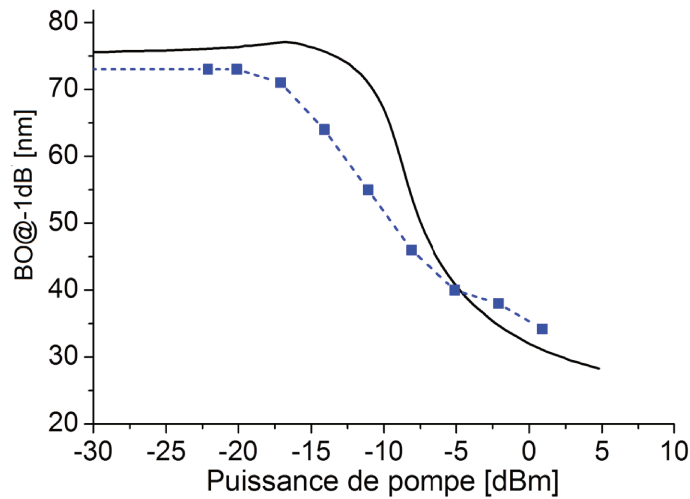


FIGURE 2.24 – $BO@ - 1dB$ mesurée (traits pointillés) et simulée (trait plein) en fonction de la puissance de la pompe à 1528 nm et pour un courant d'alimentation du SOA $I_{bias} = 260\text{ mA}$. La puissance de la sonde est $-29,1\text{ dBm}$.

On note que la $BO@ - 1dB$, pour ce courant d'alimentation et en l'absence de pompe, atteint une valeur maximale de 73 nm . Nous trouvons que la $BO@ - 1dB$ reste à sa valeur maximale lorsque la puissance injectée de la pompe augmente jusqu'à -20 dBm . À partir de cette puissance, la bande passante optique du SOA commence à diminuer jusqu'à atteindre 35 nm pour une puissance de la pompe de -2 dBm . Nous pouvons voir que les résultats obtenus par simulation sont à nouveau en bon accord avec ceux obtenus par la mesure. La figure 2.25 représente la $BO@ - 1dB$, obtenue par la simulation, en fonction de la puissance de pompe, pour plusieurs courants d'alimentation de 260 à 400 mA . La puissance de la sonde est de $-28,6\text{ dBm}$.

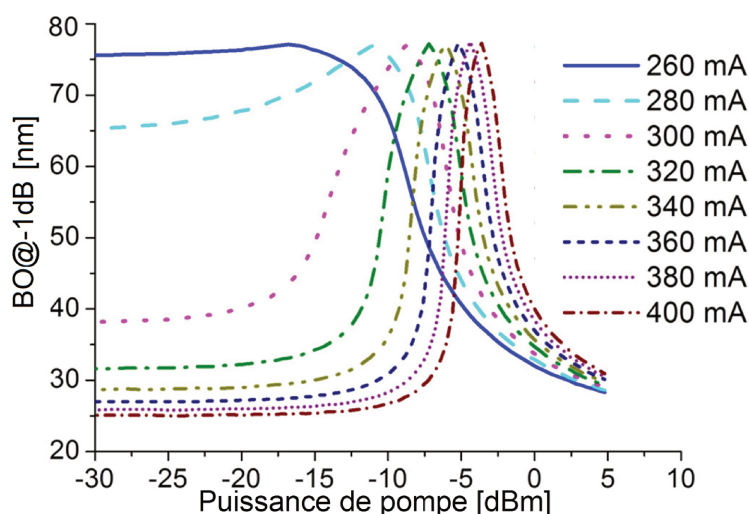


FIGURE 2.25 – $BO @ -1 \text{ dB}$ simulée en fonction de la puissance de la pompe à 1528 nm pour différents courants d'alimentation du SOA.

Nous trouvons que, pour tous les courants d'alimentation supérieurs à 260 mA , la BO du SOA évolue en deux temps avec l'augmentation de la puissance de la pompe : augmentation significative jusqu'à atteindre une valeur maximale d'environ 77 nm pour une puissance optimale, et diminution pour des puissances supérieures à cette puissance optimale. Cette puissance optimale augmente en fonction du courant d'alimentation par exemple $-3,6 \text{ dBm}$ pour un courant de 400 mA .

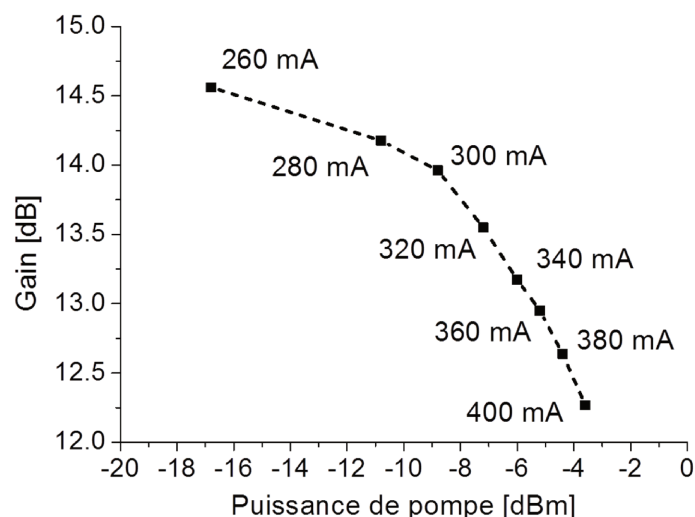


FIGURE 2.26 – Gain maximum simulé pour une $BO(@-1\text{dB})$ optimale de 77 nm , en fonction de la puissance de pompe. Les résultats sont obtenus en ajustant chaque fois le courant d'alimentation pour conserver une BO optimale.

Cette information montre qu'il est possible d'ajuster la bande passante par le courant lors de l'augmentation de la puissance totale injectée, ce qui peut être exploité pour du

« monitoring » dans une application système. L'évolution du maximum de gain correspondant à la BO optimale en fonction de la puissance de la pompe injectée est représentée sur la figure 2.26. Cette figure révèle que le gain diminue de $2,5 \text{ dB}$ en fonction de la puissance de la pompe et garde une valeur supérieure à 12 dB . Cette diminution est due principalement au phénomène de saturation du gain par l'augmentation de la puissance totale injectée.

2.5.3 Caractérisation en régime dynamique

L'étude en régime dynamique a été effectuée à l'aide de la configuration expérimentale pompe-sonde (figure 2.19). Nous avons étudié la réponse fréquentielle en régime petit signal pour SGM et XGM. Le principe est présenté sur la figure 2.27. L'injection de la pompe modulée en intensité $P_{in,p}$ provoque une variation de la densité de porteurs dans le SOA, induisant ainsi une modulation de son gain pour la pompe et pour la sonde $P_{in,s}$. Après un filtrage optique adéquat, la puissance de la pompe en sortie du SOA est dirigée sur une photodiode (PD), pour donner la réponse fréquentielle du SGM, tandis que la puissance de la sonde dirigée sur une autre PD permet d'obtenir la réponse fréquentielle du XGM.

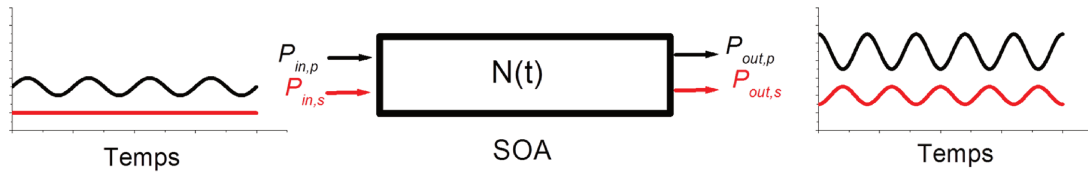


FIGURE 2.27 – Principe du montage expérimental pompe-sonde.

2.5.3.1 Réponse fréquentielle du SGM du SOA

La figure 2.28 présente les mesures des réponses fréquentielles ($\Delta P_{out,p}$), normalisée par rapport à la valeur maximale de la réponse fréquentielle SGM ($\Delta P_{out,p}^{max}$), pour différentes longueurs d'ondes de la pompe. Dans ces mesures, la puissance de la pompe vaut $-10,6 \text{ dBm}$ et le courant d'alimentation du SOA est de 260 mA . La figure montre que la réponse fréquentielle SGM du SOA correspond à celle d'un filtre passe-haut [33]. Cette réponse est caractérisée par deux fréquences de coupure f_1 et f_2 définies dans la référence [33] et par un écart d'amplitude asymptotique $\Delta P_{\infty,0}$ défini par le rapport entre la réponse fréquentielle $\Delta P_{out,p}(f \rightarrow \infty)$ et $\Delta P_{out,p}(f \rightarrow 0)$:

$$\Delta P_{\infty,0} = \left| \frac{\Delta P_{out,p}(f \rightarrow \infty)}{\Delta P_{out,p}(f \rightarrow 0)} \right| \quad (2.54)$$

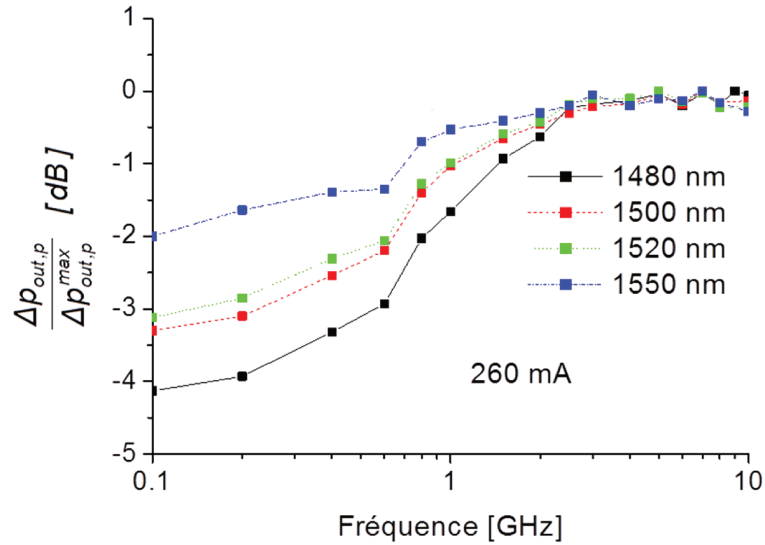


FIGURE 2.28 – Réponse fréquentielle SGM normalisée $\frac{\Delta p_{out,p}}{\Delta p_{out,p}^{max}}$ pour différentes longueurs d'ondes de la pompe. La puissance de pompe est de $-10,6$ dBm. Le courant d'alimentation du SOA est de 260 mA.

L'évolution de l'écart asymptotique ($\Delta P_{\infty,0}$), mesuré en fonction de la longueur d'onde de la pompe pour différents courants d'alimentation du SOA, est présentée sur la figure 2.29. Dans ce cas, la puissance de pompe est fixée à $-10,6$ dBm. Nous constatons bien sur la figure 2.29 que l'écart asymptotique diminue avec la longueur d'onde et augmente avec le courant d'alimentation pour les faibles longueurs d'ondes.

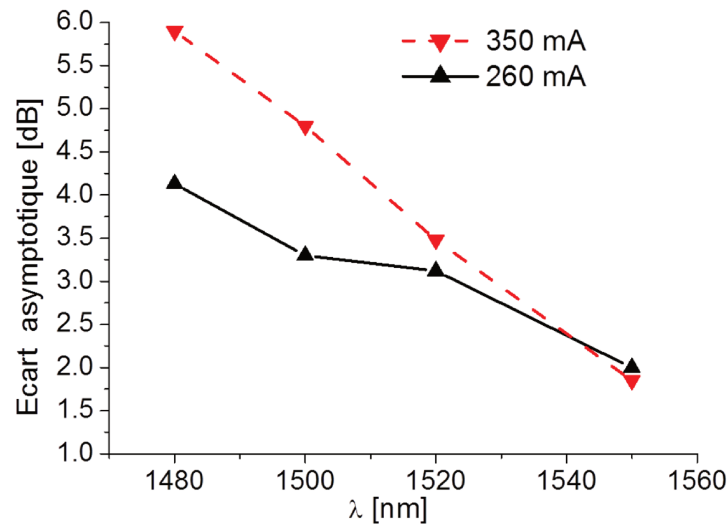


FIGURE 2.29 – Évolution de l'écart asymptotique ($\Delta P_{\infty,0}$) en fonction de la longueur d'onde de la pompe. Le courant d'alimentation du SOA est de 260 mA.

En comparant l'écart asymptotique avec les valeurs des puissances de saturation as-

sociées (figure 2.24), nous pouvons constater que le filtrage passe haut apparaît toujours, toutefois il diminue lorsque la puissance de saturation augmente, c'est le cas en fonction de la longueur d'onde.

Pour approfondir notre étude sur le comportement du filtrage passe haut en fonction de la longueur d'onde, nous utilisons le calcul petit signal développé dans l'annexe. Il est à noter que ce calcul est inspiré de la référence [33] puis simplifié. L'écart $\Delta P_{\infty,0}$ peut alors être calculé par l'équation suivante :

$$\Delta P_{\infty,0} = 1 + \frac{P_{out,P}}{P_{sat,P}} \quad (2.55)$$

où $P_{out,P}$ est la puissance moyenne du signal de pompe et $P_{sat,P}$ est la puissance de saturation de la pompe. L'équation 2.55 montre que l'évolution de l'écart asymptotique dépend du rapport $\left(\frac{P_{out,P}}{P_{sat,P}}\right)$. En effet, plus la pompe est décalée vers les grandes longueurs d'onde, plus la puissance de saturation est élevée. L'augmentation de cette dernière produit une diminution du rapport $\frac{P_{out,P}}{P_{sat,P}}$ en fonction de la longueur d'onde (figure 2.30). Il en résulte que l'écart asymptotique diminue.

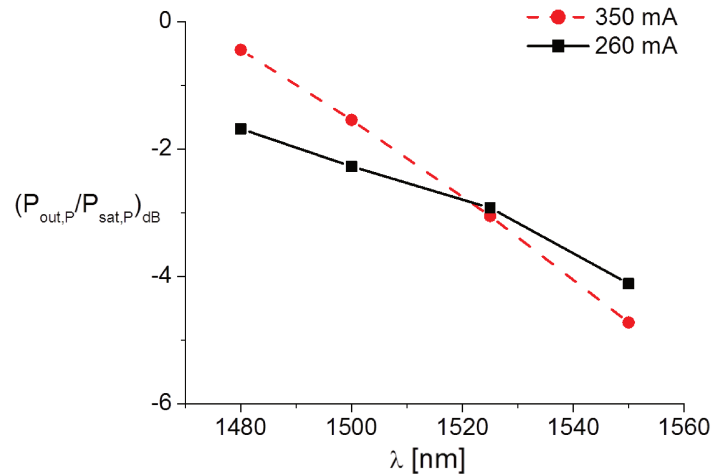


FIGURE 2.30 – Évolution du rapport $\frac{P_{out,P}}{P_{sat,P}}$ en fonction de la longueur d'onde pour deux courants d'alimentation du SOA.

2.5.3.2 Réponse fréquentielle du XGM du SOA

La figure 2.31 présente les réponses fréquentielles du XGM ($\Delta P_{out,s}$), obtenues par la mesure, normalisées chaque fois par rapport à la valeur maximale ($\Delta p_{out,p}^{max}$), pour différentes longueurs d'onde de la pompe. Dans ces mesures, la puissance de la pompe est égale soit à $-10,6$ dBm, soit à $-20,6$ dBm ; le courant du SOA est fixé à 260 mA. Ces mesures sont relevées pour un signal sonde à 1528 nm à une puissance de $-20,6$ dBm.

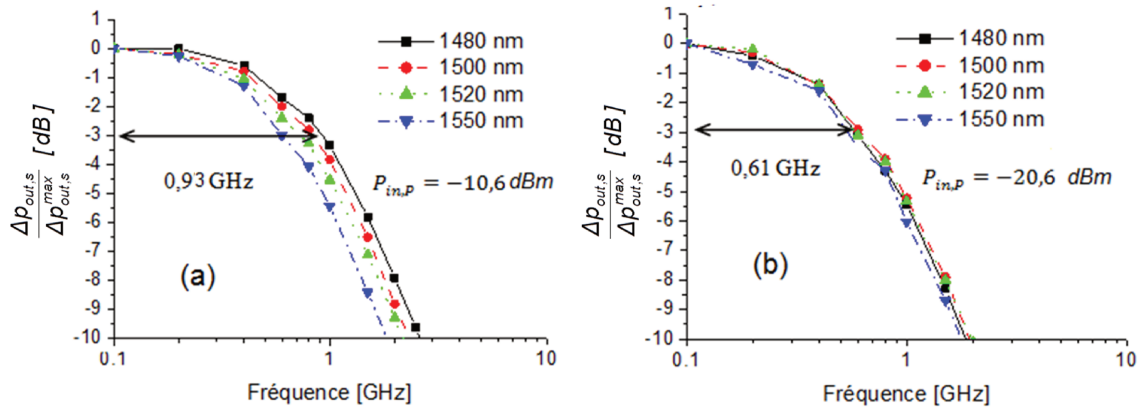


FIGURE 2.31 – Réponse fréquentielle de la sonde mesurée pour différentes longueurs d'ondes de pompe et pour deux puissances moyennes injectées de la pompe ($P_{in,P}$) : (a) $-10,6 \text{ dBm}$ (b) $-20,6 \text{ dBm}$.

La figure 2.31 montre que la réponse XGM du SOA correspond à celle d'un filtre passe-bas [33] caractérisé par la fréquence de coupure $f_0 = \frac{1}{2\pi\tau_d}$. La figure 2.32 présente l'évolution de cette fréquence de coupure, en fonction de la longueur d'onde de la pompe, pour un courant d'alimentation du SOA fixé à 260 mA et pour deux puissances injectées de la pompe : $-10,6 \text{ dBm}$ et $-20,6 \text{ dBm}$.

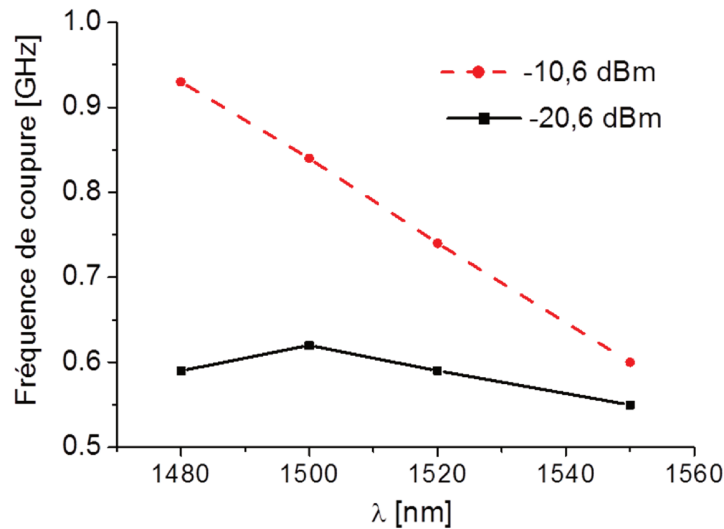


FIGURE 2.32 – Fréquence de coupure du XGM en fonction de la longueur d'onde de pompe pour différentes puissances de pompe. Le courant d'alimentation vaut 260 mA .

Dans ces mesures, la puissance de la sonde a été fixée à $-20,6 \text{ dBm}$ et sa longueur d'onde à 1528 nm . Nous constatons qu'à faible puissance de la pompe ($-20,6 \text{ dBm}$), la fréquence de coupure (ou la durée de vie dynamique des porteurs) est quasiment constante en fonction de la longueur d'onde de la pompe. Ce comportement peut être expliqué à partir de l'équation 2.56, qui décrit l'évolution de la durée de vie dynamique des porteurs

(τ_d) en fonction de la puissance de la pompe : à faible puissance de pompe, le terme $P_{out,P}$ est petit devant la puissance de saturation $P_{sat,P}$ et donc le rapport $\frac{P_{out,P}}{P_{sat,P}}$ est négligeable et $\tau_d \approx \tau$.

$$\frac{1}{\tau_d} = \frac{1}{\tau} \left(1 + \frac{P_{out,P}}{P_{sat,P}} \right) \quad (2.56)$$

Ainsi, la durée de vie dynamique des porteurs à faible puissance de la pompe devient indépendante de la longueur d'onde. À forte puissance de pompe ($-10,6 \text{ dBm}$), la durée de vie τ_d des porteurs augmente en fonction de la longueur d'onde. Cette augmentation vient du fait que le rapport $\frac{P_{out,P}}{P_{sat,P}}$ dans l'équation (2.56) diminue en fonction de la longueur d'onde comme le montre la figure 2.30.

2.5.4 Mesure du facteur de couplage phase-amplitude

La méthode utilisée pour mesurer le facteur de couplage phase-amplitude est basée sur la mesure de la réponse fréquentielle (fonction de transfert) en petit signal d'un signal sonde propagé dans un SOA filtré puis cascadié avec une fibre optique de plusieurs kilomètres de long, dans une configuration pompe-sonde (figure 2.19). Cette méthode proposée par Devaux [131] pour mesurer le facteur de couplage d'un modulateur électro-optique, a été appliquée par Dupont [82] au cas d'un SOA. Dans ce travail, nous considérons le SOA comme un modulateur optique où son gain et sa phase sont modulés par la pompe. La réponse fréquentielle optique obtenue à la sortie de la fibre optique sur la fréquence de la sonde est donnée par l'équation [131] :

$$H_D(f) = I_0 \sqrt{\alpha_{eff} + 1} \left| \cos \left(\frac{\pi \lambda_s^2 D L f^2}{c} + \arctan(\alpha_{eff}) \right) \right| \quad (2.57)$$

où I_0 est l'intensité moyenne de la sonde à la sortie du SOA, λ_s est la longueur d'onde de la sonde, L la longueur de la fibre, D la dispersion chromatique de la fibre optique calculée à λ_s . Les fréquences qui annulent H_D servent à calculer le facteur de couplage en utilisant la formule suivante :

$$\frac{\pi \lambda_s^2 D L f_u^2}{c} + \arctan(\alpha_{eff}) = \frac{\pi}{2} + \pi u \quad (2.58)$$

où f_u correspond à une fréquence annulant H_D d'ordre u avec $u = 0, 1, \dots$. Cette réponse fréquentielle établie par Devaux peut être remplacée par celle de Royset [132] qui permet d'avoir un meilleur accord avec la mesure. Dans ce cas, la réponse fréquentielle du système (SOA cascadié avec la fibre) est donnée par la relation suivante :

$$H_R(f) = \cos \left(\frac{\pi \lambda_s^2 D L f^2}{c} \right) - \alpha_{eff} \left(1 - j \frac{f_c}{f} \right) \sin \left(\frac{\pi \lambda_s^2 D L f^2}{c} \right) \quad (2.59)$$

où f_c est la fréquence de croisement entre les *chirps* transitoire et adiabatique. Dans le cas de la réponse proposée par Royset, le facteur α_{eff} peut être calculé en cherchant le minimum local du module $|H_R|$ qui correspond à la fréquence f_u pour laquelle $\left(\frac{\partial |H_R|}{\partial f} \Big|_{f_u} = 0 \right)$ tel que :

$$\alpha_{eff} = f_u^2 A \frac{(-1+B^2) f_u^2 - \sqrt{(1+B^2)^2 f_u^4 - \frac{2B^2 f_c^2 (B-2A f_u^2)}{A}}}{B (-B f_c^2 + 2A f_u^2 (f_c^2 + A f_u^2))} \quad (2.60)$$

$A = \frac{\pi\lambda^2 DL}{c}$, $B = \tan(Af_u^2)$, f_u correspond à la position fréquentielle d'un minimum local du module de réponse H_R d'ordre u avec $u = 0, 1 \dots$

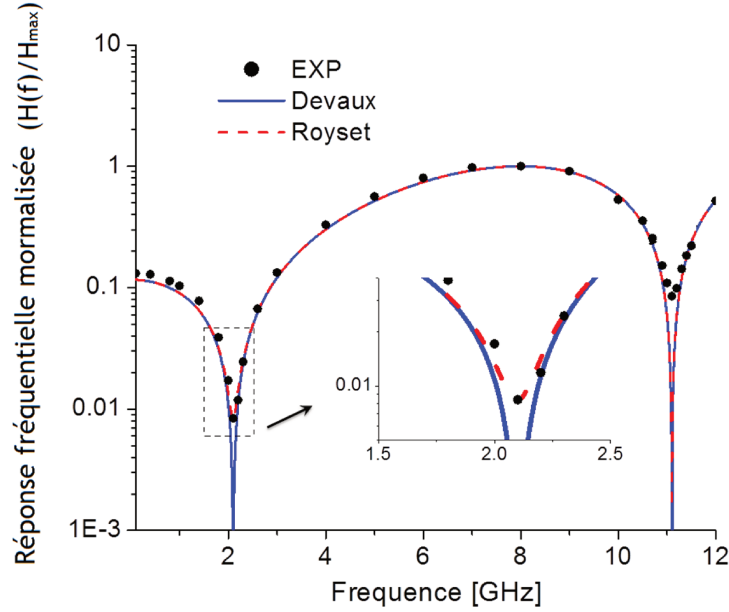


FIGURE 2.33 – Réponse fréquentielle normalisée par rapport à son maximum en sortie de la chaîne comportant le SOA, le filtre, et la fibre optique selon la figure 2.19. $DL = 1081 \text{ ps/nm}$, $\alpha_{eff} = 8,5$, calculé avec $\lambda_s = 1528 \text{ nm}$ et un courant d'alimentation du SOA de 275 mA .

Dans un système composé d'un SOA cascadié avec un filtre optique puis avec 76 km de fibre conformément à la figure 2.19, nous avons comparé les réponses fréquentielles de la sonde obtenue en mesure avec celles calculées par la méthode de Devaux et de Royset. Les résultats obtenus sont présentés sur la figure 2.33. Dans le cas de notre système (SOA+fibre), nous constatons que les deux réponses calculées (Devaux et Royset) restituent toutes les deux avec un très bon accord les mesures avec de meilleures performances pour la méthode de Royset concernant les variations au voisinage des minima locaux. Néanmoins, nous avons préféré conserver la méthode de Devaux pour mesurer le facteur de couplage α_{eff} car le calcul est plus simple.

Résultats de mesure de facteur du couplage du SOA à large bande

Dans toutes nos mesures, la longueur d'onde de la pompe a été fixée à 1550 nm . La puissance de la sonde est toujours choisie comme inférieure à celle de la pompe mais ajustée pour être assez puissante pour sa détection sur la photodiode. La détermination de α_{eff} se fait à partir de la mesure de la fréquence f_u (équation (2.58)). Cette fréquence ne peut être mesurée que par pas de 100 MHz en raison de la précision limitée de notre appareil de mesure. Par conséquent, nous ne pouvons pas, avec notre dispositif expérimental, identifier des variations pour α_{eff} que provoqueraient un changement de f_u de moins de 100 MHz . Pour cette raison, dans tous les résultats présentés, nous donnons

les valeurs de α_{eff} avec une barre d'erreur correspondant à la précision de la mesure. La figure 2.34 montre les variations de α_{eff} en fonction du courant d'alimentation du SOA, pour deux puissances de la pompe : $-10,6$ et $4,4$ dBm. Pour cette mesure, la longueur d'onde de la sonde a été fixée à 1560 nm et sa puissance à $-10,6$ dBm dans le cas d'une puissance de pompe de $4,4$ dBm, et à $-20,6$ dBm dans le cas d'une puissance de pompe de $-10,6$ dBm. Nous constatons que pour une forte puissance de pompe ($4,4$ dBm), le facteur α_{eff} est quasiment constant en fonction du courant et égal à 10. En revanche, le facteur α_{eff} augmente en fonction du courant dans le cas d'une faible puissance de pompe ($-10,6$ dBm).

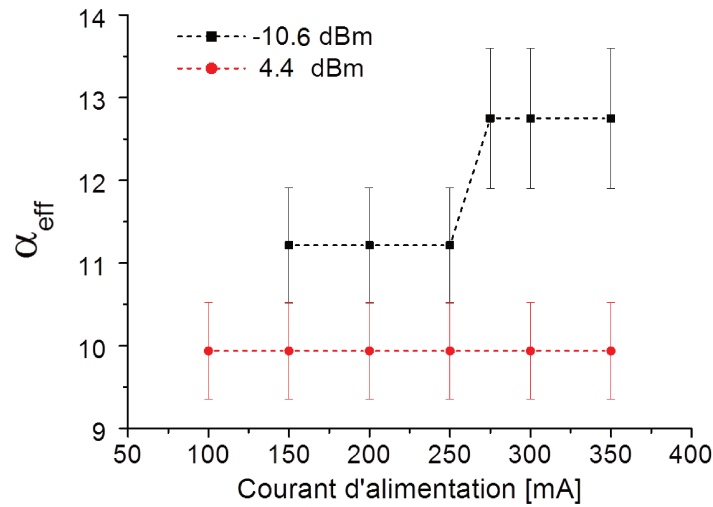


FIGURE 2.34 – Facteur de couplage phase-amplitude effectif (α_{eff}) en fonction du courant d'alimentation du SOA pour deux puissances différentes du signal de pompe; $\lambda_p=1550$ nm avec $\lambda_s=1560$ nm.

Selon la référence [40], l'évolution de (α_{eff}) en fonction du courant d'alimentation provient du fait que la densité de porteurs dans la zone active du SOA est faible et constante en fonction du courant d'alimentation pour la forte puissance injectée. En revanche, à faible puissance de pompe, la densité de porteurs augmente en fonction du courant d'alimentation.

La figure 2.35 montre la mesure de α_{eff} en fonction de la puissance de pompe. Pour cette mesure, le courant d'alimentation du SOA est de 275 mA, la longueur d'onde du signal de sonde est fixée à 1560 nm et sa puissance à $-10,6$ dBm. Cette figure révèle que α_{eff} diminue en fonction de la puissance de la pompe. Il atteint une valeur de 10 pour les fortes puissances. Ce comportement ressemble à celui d'un SOA massif [40]. Il provient selon cette référence de la diminution de la densité de porteurs dans la zone active en fonction de la puissance injectée pour la pompe.

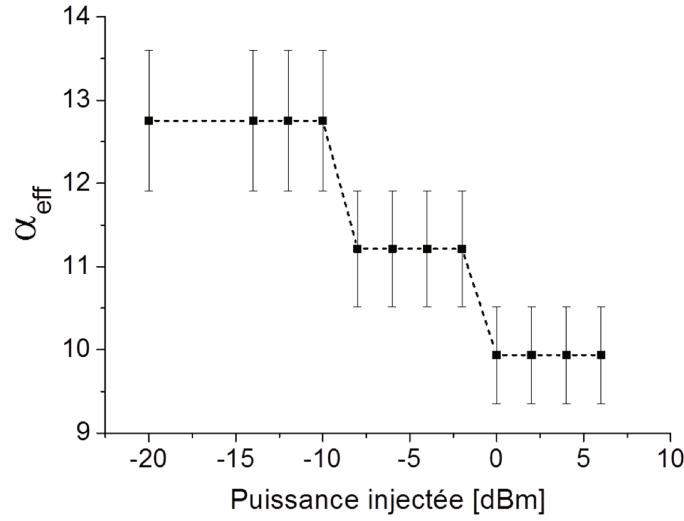


FIGURE 2.35 – *Facteur de couplage-phase amplitude en fonction de la puissance du signal de pompe ; $\lambda_p=1550$ nm, $\lambda_s=1560$ nm, $I_{SOA} = 275$ mA.*

La figure 2.36 montre l'évolution du facteur de couplage en fonction de la longueur d'onde de la sonde pour une puissance de la pompe de $-10,6$ dBm. Le courant d'alimentation du SOA est fixé à 275 mA. Nous remarquons que α_{eff} augmente considérablement en fonction de la longueur d'onde de la sonde (de 7 pour une longueur d'onde 1505 nm à 14 pour une longueur d'onde de 1575 nm).

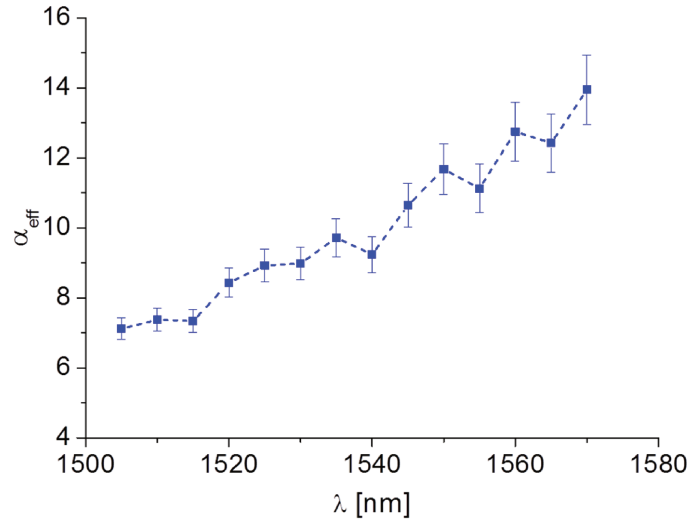


FIGURE 2.36 – *Facteur de couplage phase-amplitude en fonction de la longueur d'onde de la sonde ; $\lambda_p = 1550$ nm, $I_{SOA}=275$ mA et $P_{in,p} = -10,6$ dBm.*

Ce comportement ressemble à celui d'un SOA massif [40]. D'après la définition du facteur de Henry (Eq 1.11) nous pouvons affirmer de la figure 2.36 que l'augmentation du facteur de couplage α_{eff} provient du fait que le terme $\frac{\partial n}{\partial N}$ dans l'équation (1.11) diminue

plus vite que le terme $\frac{\partial g_m}{\partial N}$ en fonction de la longueur d'onde.

Pour conclure, cette étude de α_{eff} , nous a permis d'avoir une idée sur son évolution en fonction de la puissance injectée, du courant d'alimentation et de la longueur d'onde de la sonde et de constater un comportement comparable à celui des SOA massifs.

2.6 Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons présenté notre modèle adapté au cas des SOA large bande en commençant par la présentation de la structure d'un tel SOA. Ensuite, nous avons présenté les équations de ce modèle pour le gain matériau et pour le coefficient de gain. Les paramètres proposés pour ce modèle ainsi que leurs influences sur les spectres du gain matériau et du coefficient du gain ont été présentés. Nous avons montré qu'il suffit de déterminer 5 paramètres pour restituer correctement ces spectres pour une structure à base de puits quantiques. Après avoir intégré notre modélisation du gain matériau et du coefficient de gain dans un modèle de SOA développé au sein de notre laboratoire, nous avons déterminé à partir des caractérisations statiques les valeurs des paramètres du modèle du SOA à l'aide d'algorithmes d'optimisation. Nous avons confronté, en régime statique, les résultats obtenus par la mesure avec ceux obtenus par la simulation et montré une bonne concordance avec une erreur moyenne sur toute la plage de fonctionnement de $0,54 \text{ dB}$ pour 381 points de mesure. Nous avons trouvé que la valeur mesurée de la bande passante optique optimale du SOA est de 73 nm @ -1 dB et 102 nm @ -3 dB . Nous avons montré que la réduction de cette bande passante lorsque la puissance totale injectée augmente, peut être corrigée en ajustant le courant d'alimentation du SOA.

La dynamique du SOA à large bande a été étudiée expérimentalement en termes de réponses fréquentielles mesurées par le montage expérimental pompe-sonde, en régime petit signal et la bande passante XGM est d'environ $0,93 \text{ GHz}$.

Nous avons complété la caractérisation du SOA à large bande par la mesure du facteur de couplage phase-amplitude effectif (α_{eff}) en utilisant la méthode développée par Devaux. Le facteur de couplage phase-amplitude a été caractérisé en fonction de la puissance injectée, du courant d'alimentation du SOA et de la longueur d'onde de la sonde. Les valeurs du facteur de couplage effectif sont comprises entre 7 et 14 et nous avons conclu sur un comportement comparable du SOA large bande avec celui des SOA massifs en ce qui concerne ce facteur α_{eff} .

Chapitre 3

Optimisation structurelle d'un SOA large bande mono et bi-électrodes

3.1 Introduction

Au cours de chapitre précédant, nous avons montré que le modèle de SOA mis en place permettait de restituer fidèlement le comportement d'un SOA large-bande. Nous allons dans ce chapitre exploiter ce modèle pour déterminer la structure mono-électrode puis bi-électrode optimale de tels composants.

Dans un premier temps, il s'agira d'optimiser la longueur et le courant d'alimentation d'un SOA mono-électrode et d'étudier l'impact de cette opération sur la puissance de saturation et le facteur de bruit du composant.

Dans un deuxième temps, il s'agira d'optimiser la longueur et le courant d'alimentation d'une structure bi-électrode, et d'étudier l'influence d'une telle structure sur le facteur de bruit et la puissance de saturation de composant.

3.2 Optimisation de la bande passante optique pour un gain cible d'une structure mono-électrode

3.2.1 Algorithme d'optimisation

La figure 3.1 représente schématiquement l'algorithme développé, basé sur l'utilisation du modèle de SOA présenté et validé au chapitre 2. L'algorithme a été implémenté sous Matlab en utilisant des outils d'optimisation de type gradient comme **fminsearch** et **patternsearch**. L'algorithme est appliqué sur toutes les configurations du SOA : mono-électrode et multi-électrodes. Dans cet algorithme, l'optimisation est lancée à partir d'un point de départ imposé par l'utilisateur. Ce point fixe des valeurs initiales pour les longueurs des électrodes et les courants d'alimentation correspondants.

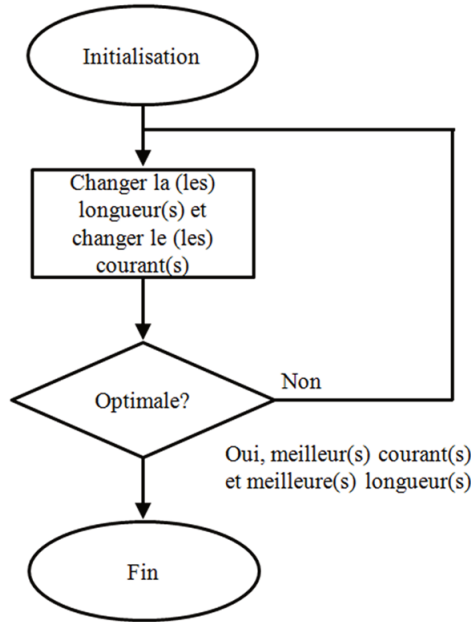


FIGURE 3.1 – Algorithme permettant d'optimiser la bande passante optique.

Pour permettre à l'algorithme d'optimisation de converger, nous avons défini la fonction d'erreur suivante :

$$err_{BO,G} = \left(\frac{G_{max,dB} - S_{G,dB}}{tol_{G,dB} S_{G,dB}} \right)^2 + \ln \left[\frac{S_{BO}}{BO} \right] \quad (3.1)$$

où $S_{G,dB}$: correspond au gain cible imposé. S_{BO} est une valeur choisie qui doit être supérieure à la bande passante souhaitée fixée à 100 nm pour ces optimisations. $tol_{G,dB}$ est la tolérance sur l'erreur entre le gain obtenu et le gain cible (fixé à $0,1 \text{ dB}$). $G_{max,dB}$ est le pic de gain obtenu pour une combinaison de longueurs d'électrodes et de courants d'alimentation.

Lorsque cette fonction devient minimale alors nous considérons que l'optimisation est

réalisée. L'équation 3.1 comporte d'une part, le terme $\ln \left[\frac{S_{BO}}{BO} \right]$ décroissant en fonction de BO (\Rightarrow plus la bande passante optique s'élargit, plus l'erreur diminue). D'autre part, elle contient le terme $\left(\frac{G_{max,dB} - S_{G,dB}}{tol_{G,dB} S_{G,dB}} \right)^2$, représentant une variation parabolique en fonction de $G_{max,dB}$ (\Rightarrow plus le gain maximal $G_{max,dB}$ se rapproche du gain cible $S_{G,dB}$, plus sa contribution à l'erreur devient minime). Ainsi, le premier terme $\left(\frac{G_{max,dB} - S_{G,dB}}{tol_{G,dB} S_{G,dB}} \right)^2$ permet d'obtenir le maximum de gain voulu, tandis que le deuxième $\left(\ln \left[\frac{S_{BO}}{BO} \right] \right)$ permet de maximiser la BO pour ce même gain.

3.2.2 Évolution en fonction de la longueur du SOA

La figure 3.2 présente l'évolution de la $BO@ -1dB$ optimale obtenue en fonction de la longueur du SOA, pour un gain cible fixé à $15 dB$. Cette figure montre que la $BO@ -1dB$ optimale ($76 nm$) est obtenue pour une longueur du SOA légèrement supérieure à $1 mm$.

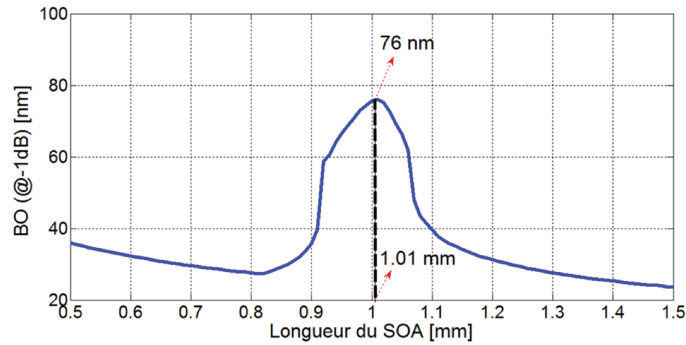


FIGURE 3.2 – Évolution de la bande passante optique définie à $-1dB$ optimisée en fonction de la longueur du SOA pour un gain cible imposé à $15 dB$, la puissance injectée totale est inférieure à $-30 dBm$ et la résolution en longueur (ΔL) a été fixée à $0,01 mm$. L'évolution du courant d'alimentation en fonction de la longueur du SOA est présenté dans l'annexe C (figure C.1).

Nous avons tracé également l'évolution du pic de gain (gain maximal) sur la figure 3.3 et la densité de courant nécessaire sur la figure 3.4 en fonction de la longueur du SOA. Comme le montre la figure 3.3, le gain cible fixé à $15 dB$ ne peut être assuré qu'à partir d'une longueur de SOA de $800 \mu m$. La figure 3.4 montre que pour une longueur du SOA inférieure à $800 \mu m$, la densité de courant est trop élevée et atteint la limite applicable sur le SOA ($500 mA/mm$, recommandée par Alcatel-Thales III-V Lab). En revanche, au delà de cette longueur de $800 \mu m$ la densité de courant d'alimentation nécessaire pour une BO optimale et un gain de $15 dB$, diminue en fonction de la longueur du SOA.

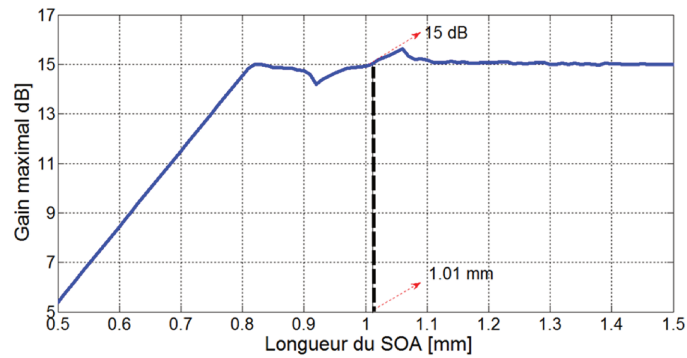


FIGURE 3.3 – Gain maximal en fonction de la longueur du SOA. Le gain cible est ici égal à 15 dB et la puissance injectée est inférieure à -30 dBm. L'évolution du courant d'alimentation en fonction de la longueur du SOA est présenté dans l'annexe C (figure C.1).

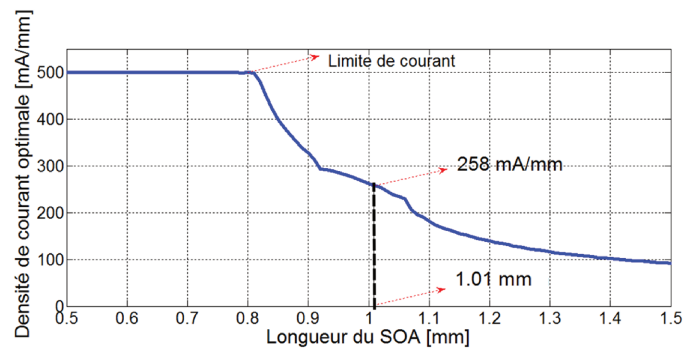


FIGURE 3.4 – Densité de courant en fonction de la longueur du SOA. Le gain cible est ici égal à 15 dB et la puissance injectée est inférieure à -30 dBm. L'évolution du courant d'alimentation en fonction de la longueur du SOA est présenté dans l'annexe C (figure C.1).

Nous avons aussi effectué des simulations pour un gain cible fixé à 20 dB. Les résultats sont présentés sur la figure 3.5 : nous trouvons ici que le gain cible de 20 dB ne peut être obtenu que pour une longueur du SOA supérieure à $950 \mu\text{m}$ (figure 3.5(b)). Nous constatons que pour un gain maximal obtenu proche des 20 dB requis, la BO@ -1 dB optimale atteint 73 nm pour une longueur du SOA de $1210 \mu\text{m}$ (figure 3.5(a)). En comparant ces derniers résultats avec ceux obtenus lorsque le gain cible est fixé à 15 dB, nous constatons que le fait d'augmenter celui-ci se paye par une réduction de la BO@ -1 dB optimale obtenue (différentiel de 3 nm). Nous allons au paragraphe suivant détailler ce point.

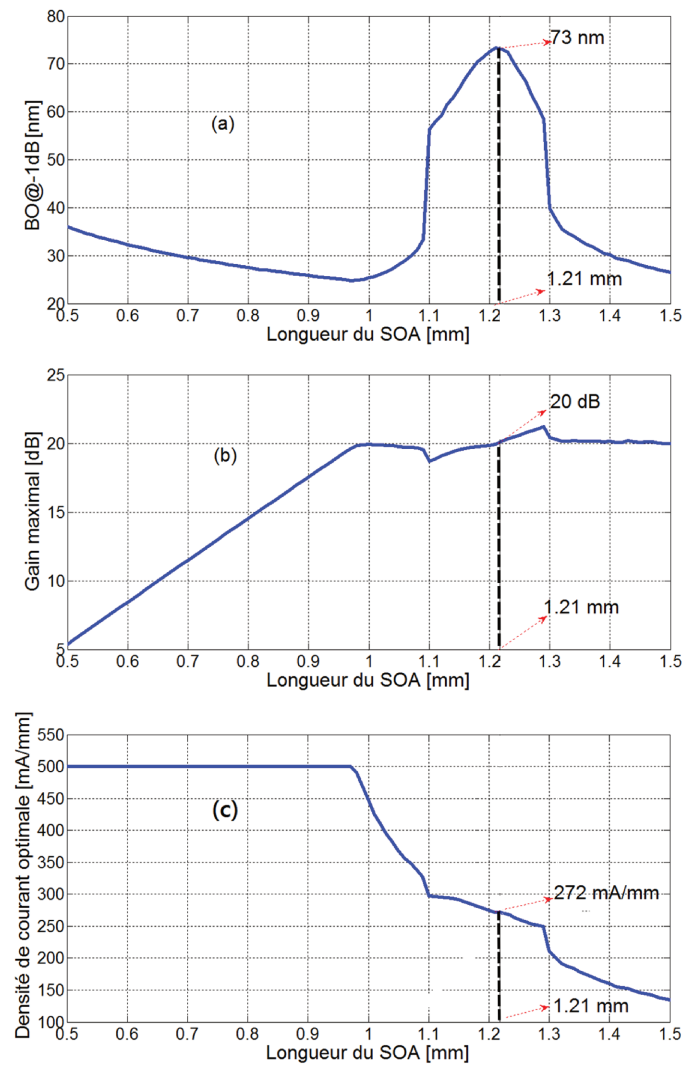


FIGURE 3.5 – $BO@ - 1dB$ optimale (a), gain maximal (b) et densité de courant optimale (c) obtenus en fonction de la longueur totale du SOA et pour un gain cible de 20 dB. L'évolution du courant d'alimentation en fonction de la longueur du SOA est présenté dans l'annexe C (figure C.2).

3.2.3 Évolution de la BO@ - 1dB optimisée en fonction du gain maximal obtenu

Pour une étude plus approfondie, nous avons présenté, sur la figure 3.6, l'évolution de la BO@ - 1dB optimale en fonction du gain maximal obtenu. Rappelons que l'algorithme utilisé permet d'optimiser les courants d'alimentation ainsi que la longueur du SOA afin d'obtenir la BO @ - 1dB optimale pour un gain cible imposé. Il est à noter que le gain maximal obtenu par notre algorithme est parfaitement égal au gain cible imposé. Les valeurs optimisées du courant d'alimentation et de la longueur totale du SOA correspondant à chaque gain maximal sont indiquées sur la figure 3.6

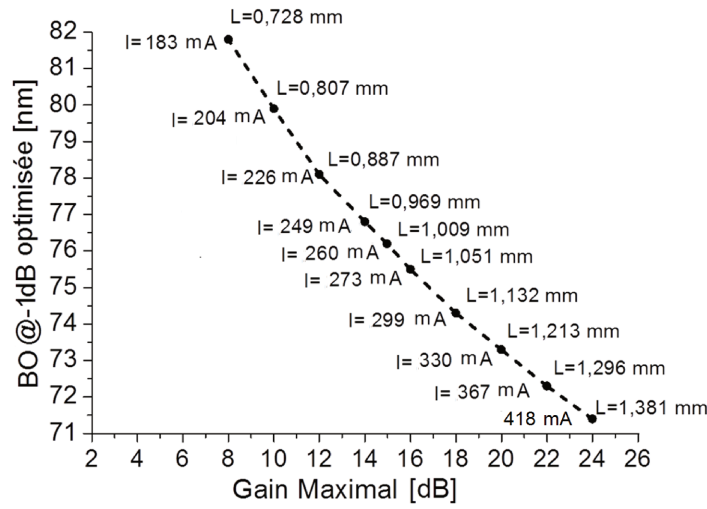


FIGURE 3.6 – BO@-1dB optimisée en fonction du gain maximal. La longueur du SOA (L) et le courant d'alimentation (I) correspondant au meilleur compromis d'optimisation sont notés pour chaque gain maximal.

Les résultats obtenus montrent clairement que le fait d'augmenter le gain maximal de 8 à 24 dB, nécessitant donc un SOA de plus en plus long, réduit de manière importante la BO pour atteindre une réduction de 10 nm sur l'excursion en gain imposé. Cette évolution de la BO@ - 1dB optimisée peut être estimée de manière analytique. Ceci est possible en simplifiant le modèle du gain matériau dans le cas où la bande passante optique est plate et présente donc une bande passante optique optimale. Nous utilisons une expression polynomiale à l'ordre n pour décrire le gain matériau du SOA dans ce cas :

$$g_m(\lambda) = g_{max} - a_{1,n}(\lambda - \lambda_{max})^n \quad (3.2)$$

où g_{max} est le maximum du gain matériau, n est un entier pair ($n = 2, 4, \dots$), λ_{max} est la longueur d'onde du gain maximal. $a_{1,n}$ est une constante exprimée en $[1/m^{n+1}]$, qui peut être estimée à partir des résultats de mesure.

La figure 3.7 montre que le modèle parabolique du gain matériau (correspondant à $n = 2$) ne permet pas de représenter avec suffisamment de précision l'évolution du gain matériau correspondant à la BO optimale au contraire de celui correspondant à $n = 4$.

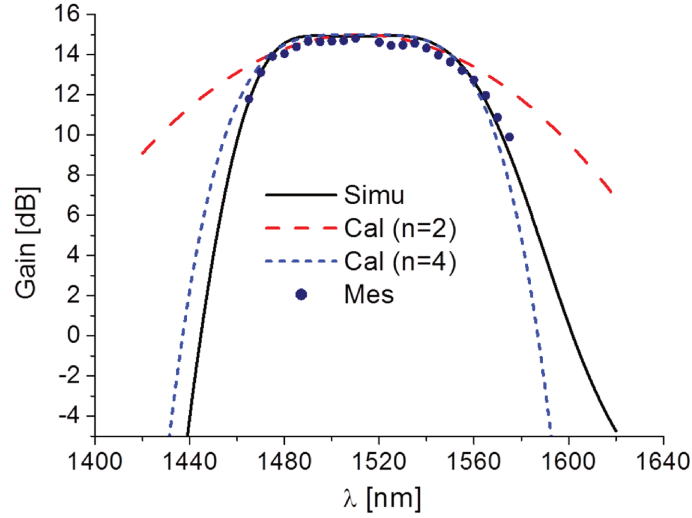


FIGURE 3.7 – Spectre du gain, correspondant à la BO@ – 1dB optimale, mesuré, simulé et calculé par l'équation 3.2 pour différentes valeurs de n , en fonction de la longueur du SOA. Les résultats sont obtenus pour une longueur du SOA de 1 mm avec $g_{max} = 57045,7 \text{ m}^{-1}$ $a_{1,2} = 2,65 \times 10^{18} \text{ m}^{-3}$, $a_{1,4} = 1,80 \times 10^{33} \text{ m}^{-5}$ $\Gamma = 0,06$. Le courant d'alimentation est de 260 mA.

Le gain composant utilisé par la suite pour déterminer la BO est calculé en négligeant les pertes afin de simplifier les calculs ultérieurs :

$$G(\lambda) = \exp(\Gamma g_m(\lambda)L) \quad (3.3)$$

Nous cherchons en fait l'écart en nm entre les longueurs d'onde $\lambda_{1,-1dB}$ et $\lambda_{2,-1dB}$ correspondant à une réduction du gain de 1 dB au pic de gain $G = \frac{G_{pic}}{10^{(1/10)}}$ où G_{pic} est le gain maximal. Ainsi, $\lambda_{1,-1dB}$ et $\lambda_{2,-1dB}$ sont les solutions de l'équation suivante :

$$\frac{G_{pic}}{10^{(1/10)}} = \exp(\Gamma g_m(\lambda)L) \quad (3.4)$$

où

$$G_{pic} = \exp(\Gamma g_{max}L) \quad (3.5)$$

Après avoir trouvé les solutions de l'équation (3.4), la BO@ – 1dB est donnée par l'équation suivante :

$$\Delta\lambda_{-1dB} = 2 \left(\frac{\ln(1,26)}{a_{1,n}\Gamma L} \right)^{(1/n)} \quad (3.6)$$

La figure 3.8 montre l'évolution de la BO@ – 1dB optimisée, en fonction de la longueur du SOA calculée par l'équation (3.6) pour deux valeurs de n . Cette évolution est comparée avec la simulation numérique présentée auparavant sur la figure 3.5.

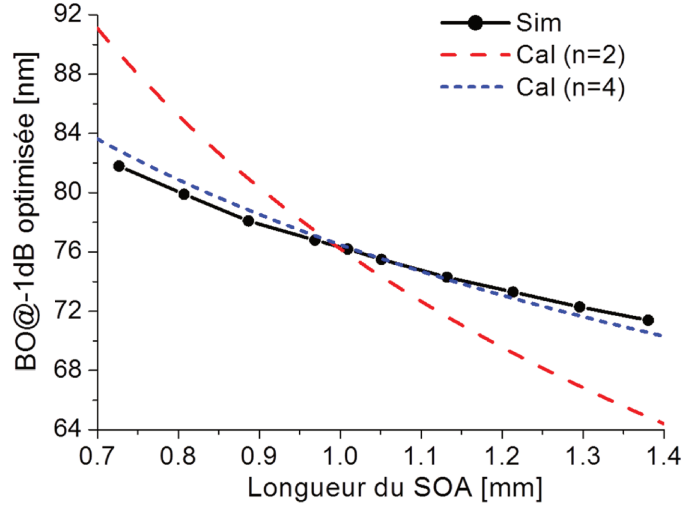


FIGURE 3.8 – Comparaison des valeurs simulées et calculées (équation 3.6) pour la BO@ – 1dB. Les résultats sont obtenus pour différentes longueurs du SOA et différentes valeurs de n avec $a_{1,2} = 2,65 \times 10^{18} \text{ m}^{-3}$, $a_{1,4} = 1,80 \times 10^{33} \text{ m}^{-5}$, $\Gamma = 0,06$.

Nous remarquons de nouveau que les résultats obtenus par le calcul (équation 3.6) sont en bon accord avec ceux obtenus par la simulation dans le cas où $n = 4$. Ceci confirme que le modèle parabolique du gain matériau (correspondant à $n = 2$) ne permet pas de représenter avec suffisamment de précision l'évolution du gain matériau correspondant au BO optimale, au contraire de celui correspondant à $n = 4$.

3.2.4 Impacts de l'optimisation de la bande passante optique sur la puissance de saturation et le NF

Pour compléter notre étude sur l'optimisation de la BO@ – 1dB du SOA mono-électrode, nous étudions par la suite les évolutions de la puissance de saturation et du NF en fonction du gain maximal. Pour chaque gain maximal, l'optimisation de la BO a été effectuée et a permis d'obtenir les valeurs de la longueur L et du courant I (figure 3.6). Pour ces valeurs, avec le modèle présenté au chapitre 2, nous avons simulé les comportements de la puissance de saturation et du NF. La figure 3.9 montre la puissance de saturation et le NF en fonction du gain maximal pour une longueur d'onde de 1530 nm. Les résultats montrent que plus le gain maximal augmente (et donc la longueur du SOA associée), plus la puissance de saturation augmente et que, au contraire le NF est réduit. Cette amélioration des performances du SOA s'obtient au prix d'une réduction de la BO optimale (figure 3.6). Cette amélioration de performances système (gain, puissance de saturation et NF) s'obtient grâce à l'augmentation de la densité de courant nécessaire pour optimiser la BO, en fonction de longueur du SOA (figure 3.10). La figure 3.10 montre l'évolution de la densité de courant optimale en fonction du gain maximal.

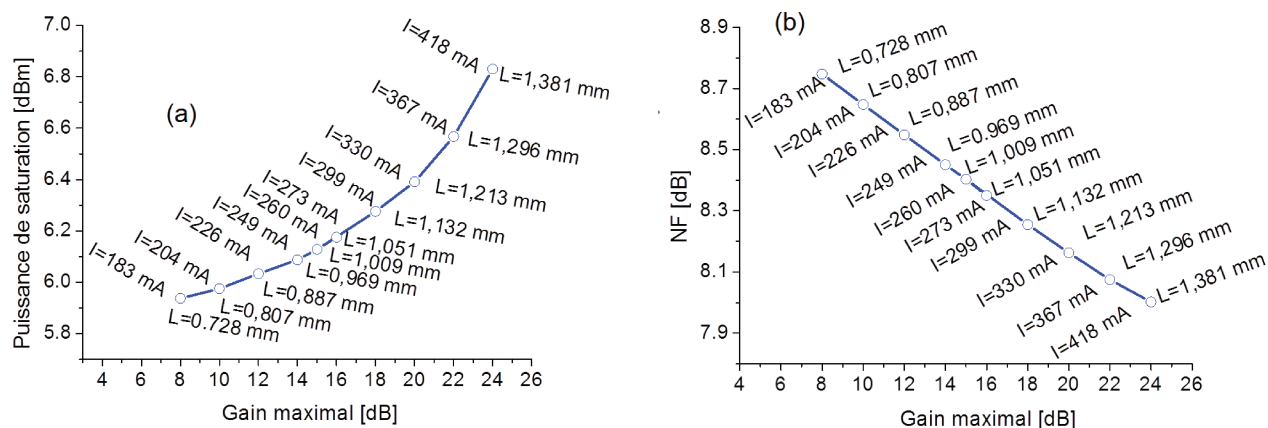


FIGURE 3.9 – (a) Puissance de saturation et (b) NF relevés à la longueur d'onde correspondant au meilleur compromis BO@ - 1dB optimale, gain cible imposé en fonction du gain maximal pour une longueur d'onde de 1530 nm. La longueur du SOA (L) et le courant d'alimentation (I) correspondant au meilleur compromis d'optimisation sont notés pour chaque gain maximal.

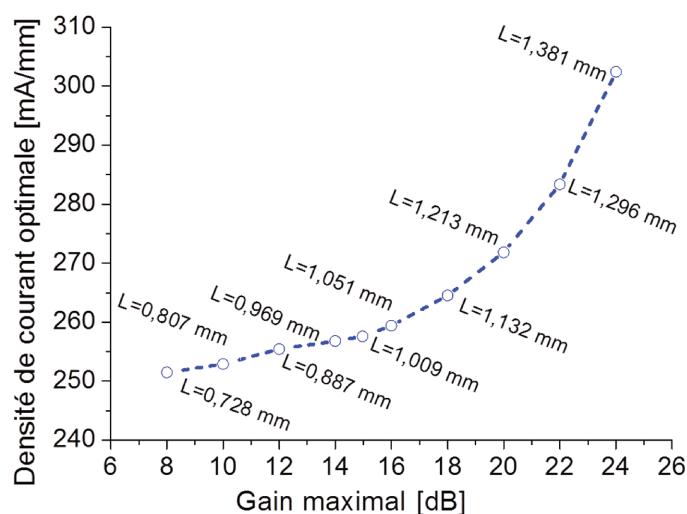


FIGURE 3.10 – Densité de courant optimale en fonction du gain maximal. La longueur du SOA (L) et le courant d'alimentation (I) correspondant au meilleur compromis d'optimisation sont notés pour chaque gain maximal.

Nous terminons cette partie en présentant l'évolution des spectres de la puissance de saturation (figure 3.11) et du NF (figure 3.12). Ces résultats montrent que la partie du spectre proche des grandes longueurs d'onde présente plus d'amélioration de la puissance de saturation et plus de réduction du NF.

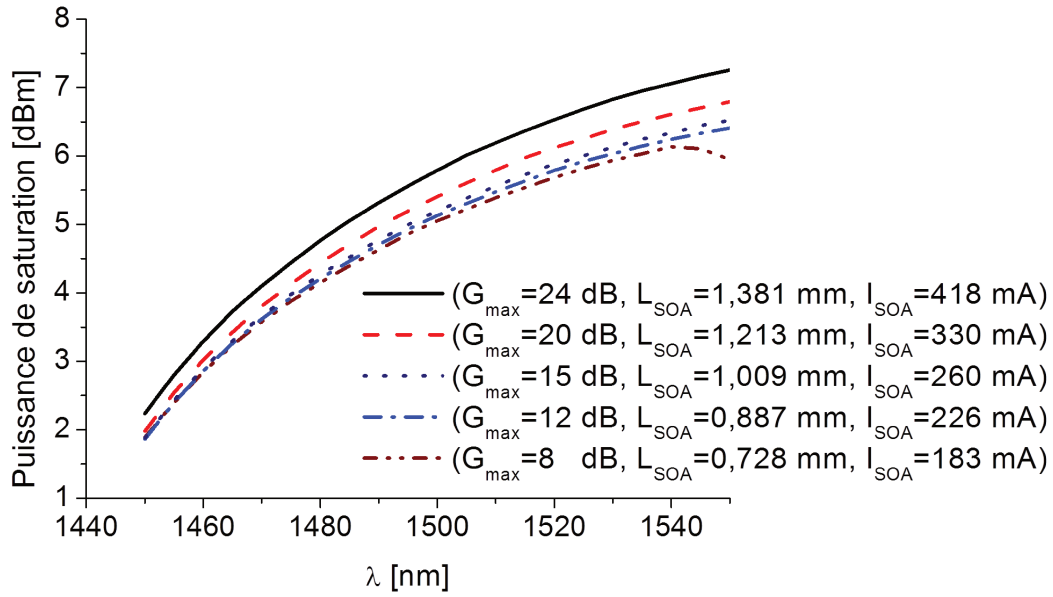


FIGURE 3.11 – Puissance de saturation en fonction de la longueur d'onde correspondant au meilleur compromis (bande passante optimale-gain max) pour différents gains maximaux.

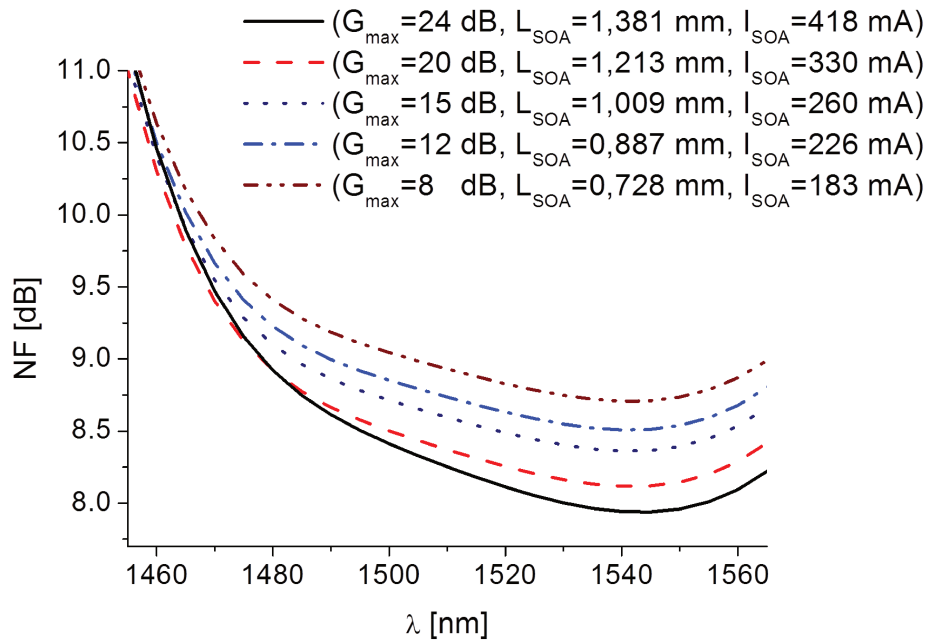


FIGURE 3.12 – NF en fonction de la longueur d'onde correspondant au meilleur compromis (bande passante optimale-gain max) pour différents gains maximaux.

3.3 Étude d'une structure SOA à bi-électrodes

La structure du SOA bi-électrodes est présentée schématiquement sur la figure 3.13. Dans cette figure L_1 et L_2 représentent les longueurs de l'électrode et de la deuxième électrode respectivement. I_1 et I_2 représentent les courants d'alimentation appliqués sur la première électrode et la deuxième électrode respectivement. Notons que la distance séparant les deux électrodes est négligée. L'intérêt d'une telle structure à deux électrodes est qu'elle permet de jouer sur la répartition de la densité de courant d'alimentation le long du SOA. Ainsi, elle permet de créer des zones à forte densité de courant. Cela peut être exploité pour améliorer les performances du SOA lui-même.

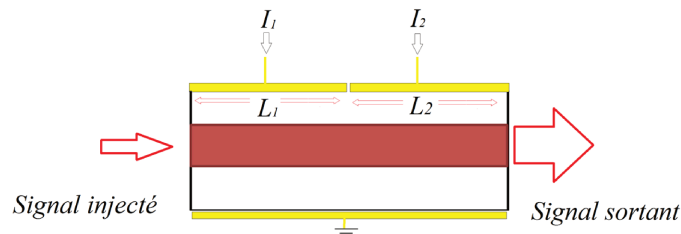


FIGURE 3.13 – Schéma de l'amplificateur optique à semi-conducteur (SOA) à bi-électrodes.

La structure SOA à bi-électrodes peut être symétrique si $L_1 = L_2$ et non-symétrique dans le cas contraire. Dans un premier temps, nous étudions l'évolution de la BO optimale du SOA à bi-électrodes en fonction de la longueur d'électrodes. Dans un deuxième temps, nous étudions l'influence de la structure à bi-électrodes sur la puissance de saturation et le NF. Pour un gain cible imposé, nous avons étudié l'évolution de la BO@ $-1dB$ d'un SOA bi-électrodes. Cette étude a été effectuée dans un espace $2D \{L_1, L_2\}$. Pour chaque point $\{L_1, L_2\}$ de cet espace, les courants appliqués sur les électrodes $\{I_1, I_2\}$ ont été optimisés à l'aide de notre algorithme afin de fournir une bande passante optimale. La figure 3.14(a) et 3.14(b) présentent l'évolution du gain maximal et de la BO@ $-1dB$ optimale correspondante, en fonction des longueurs respectives des électrodes $\{L_1, L_2\}$. Dans ce cas, le gain cible a été fixé à $15 dB$ et comme dans le cas du SOA mono-électrode, nous retrouvons qu'il y a des couples de longueurs d'électrodes qui ne peuvent pas fournir un gain maximal atteignant le gain cible de $15 dB$. Sur la figure 3.14, il apparaît une "ligne" sur laquelle la BO@ $-1dB$ optimisée et le gain maximal le plus proche du gain cible sont atteints. Pour tous les points appartenant à cette "ligne", la BO est d'environ $76 nm$. Cette ligne droite correspond au SOA bi-électrodes pour lequel la somme $(L_1 + L_2)$ est quasi constante et égale à environ $1 mm$. La même étude a été réalisée pour un gain cible de $20 dB$. Les figures 3.15(a) et 3.15(b) présentent les résultats concernant l'évolution du gain maximal et de la BO @ $-1dB$ optimale en fonction des longueurs respectives des électrodes $\{L_1, L_2\}$.

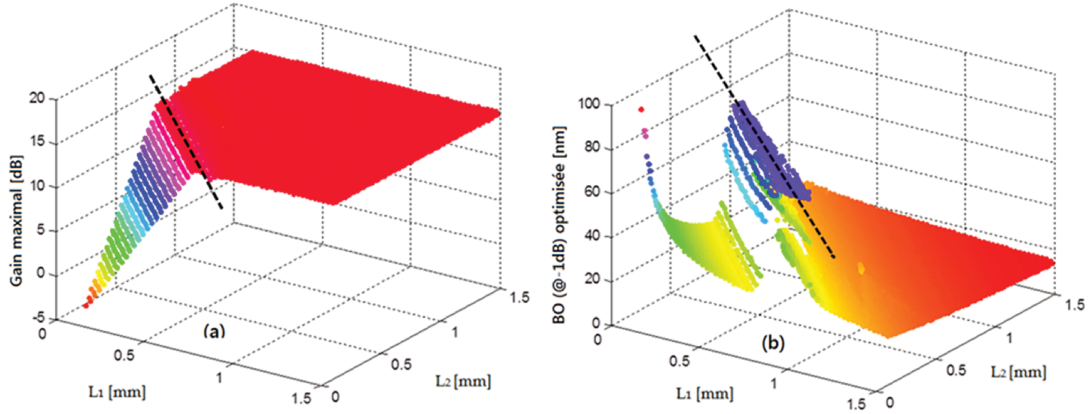


FIGURE 3.14 – Gain maximal (a) et BO@-1dB optimale (b), en fonction des longueurs respectives des électrodes d'un SOA bi-électrodes. Le gain cible a été fixé ici à 15 dB. Les courants optimaux appliqués sur les deux électrodes sont présentés graphiquement en fonction des longueurs respectives des électrodes dans l'annexe C (figure C.3).

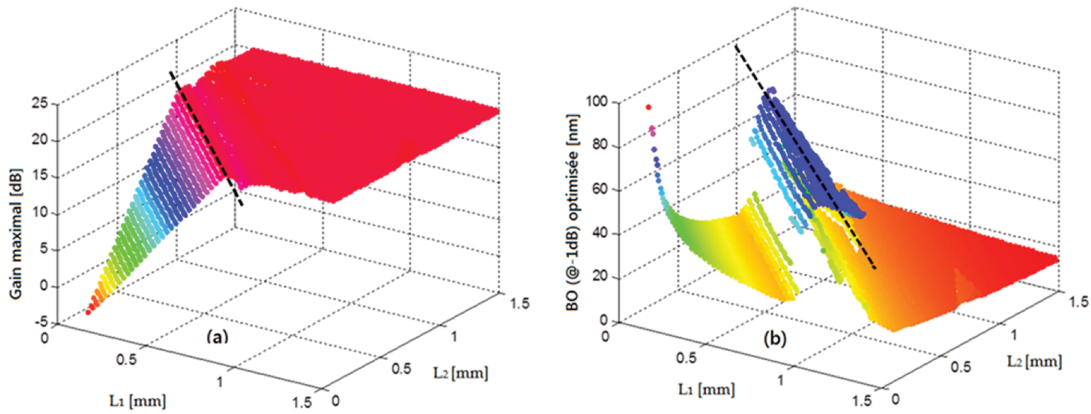


FIGURE 3.15 – Gain maximal (a) et BO optimale @-1dB (b) en fonction des longueurs respectives des électrodes d'un SOA bi-électrodes. Le gain cible a été fixé ici à 20 dB. Les courants optimaux appliqués sur les deux électrodes sont présentés graphiquement en fonction des longueurs respectives des électrodes dans l'annexe C (figure C.4).

De même, sur la figure 3.15 pour un gain cible de 20 dB, apparaît aussi une "ligne" sur laquelle la BO@ -1dB optimale et le gain maximal le plus proche du gain cible sont atteints. Pour tous les points appartenant à cette "ligne", la BO@ -1dB est d'environ 73 nm. En comparant les résultats obtenus pour le SOA bi-électrodes avec ceux du SOA mono-électrode (partie précédente), nous trouvons que la structure du SOA bi-électrodes ne permet pas d'améliorer significativement la BO par rapport au cas du mono électrode. Nous trouvons en effet que, dans le cas du SOA bi-électrodes, c'est toujours la longueur totale du SOA $L = L_1 + L_2$ qui impose la BO@ -1dB optimale pour un gain cible donné.

Néanmoins, nous verrons par la suite au paragraphe suivante, cette structure peut être employée pour améliorer la puissance de saturation ainsi que le NF du SOA à large bande sans avoir à sacrifier la BO.

3.3.1 Influence de la structure bi-électrodes "symétriques" sur le NF et la puissance de saturation

Choix d'une structure symétrique

Dans cette partie, nous partons sur une structure optimisée avec une longueur totale de 1 mm pour un gain cible de 15 dB. La structure choisie est symétrique par rapport à une longueur identique de 500 μm pour chaque électrode du SOA. Nous avons choisi trois configurations pour les répartitions du courant d'alimentation données dans le tableau 3.1. Dans la première configuration, le courant appliqué sur la première électrode est inférieur à celui appliqué sur la deuxième $\{I_1 < I_2\}$, contrairement à la deuxième configuration. Alors que dans la troisième configuration les courants appliqués sur les électrodes sont égaux. Cette dernière configuration est identique au SOA mono-électrode de long $\{2 \times 500 \mu m\}$ de long avec un courant d'alimentation égal à $2 \times 128,37 mA$. Dans ce cas, pour ce courant d'alimentation la bande passante est optimale et égale à 76,3 nm et le gain maximal est égal à 14,75 dB. Dans chaque configuration, les courants d'alimentation appliqués sont déterminés à l'aide de l'algorithme présenté précédemment (figure 3.1) en fixant les longueurs des électrodes à 500 μm. Notons que pour retrouver ces différentes configurations, nous fixons le courant d'alimentation de l'une des électrodes à une valeur donnée. En revanche, le courant d'alimentation appliqué sur la deuxième électrode est optimisé pour fournir la BO maximale.

Configuration	$I_1 (mA)$	$I_2 (mA)$	BO@ - 1dB (nm)	$G_{max} (dB)$
Bi-électrodes	87,5	228,36	76,8	14,95
Bi-électrodes	167,22	111	74,2	14,56
Mono-électrode	128,37	128,37	76,3	14,75

TABLE 3.1 – Configurations des répartitions du courant d'alimentation du SOA bi-électrodes $\{500, 500 \mu m\}$ obtenues par notre algorithme d'optimisation (figure 3.1) pour un gain cible fixé à 15 dB. Les BO et les gain maximaux sont relevés pour une puissance du signal injecté de -28,6 dBm.

La figure 3.16 représente les profils du gain du SOA pour les configurations bi-électrodes $\{167,22; 111\} mA$ et $\{87,5; 228,36\} mA$, et équivalente au mono-électrode à $\{128,37; 128,37\} mA$. Cette figure montre que la configuration $\{167,22; 111\} mA$ fournit une BO de 74,2 nm qui est inférieure à celle obtenue par le SOA mono-électrode. Notons que la configuration $\{87,5; 228,36\} mA$ fournit presque la même BO que celle obtenue avec le SOA mono-électrode à $\{128,37; 128,37\} mA$. Les gains maximaux des trois configurations étudiées sont très proches avec un écart inférieur à 0,5 dB.

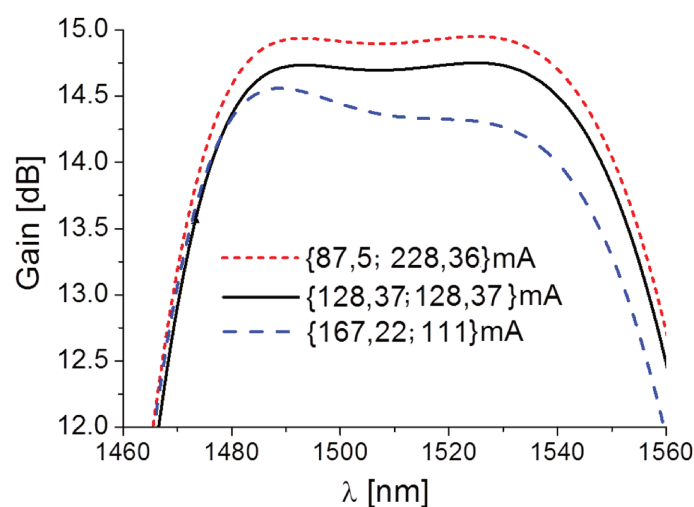


FIGURE 3.16 – Spectre du gain d'un SOA bi-électrodes pour les trois configurations de répartition du courant qui sont présentées dans le tableau 3.1. La puissance injectée est de $-28,6$ dBm.

Influence sur le NF

La figure 3.17 présente le spectre du NF pour les trois configurations étudiées. Les simulations ont été effectuées pour une puissance injectée de $-28,6$ dBm.

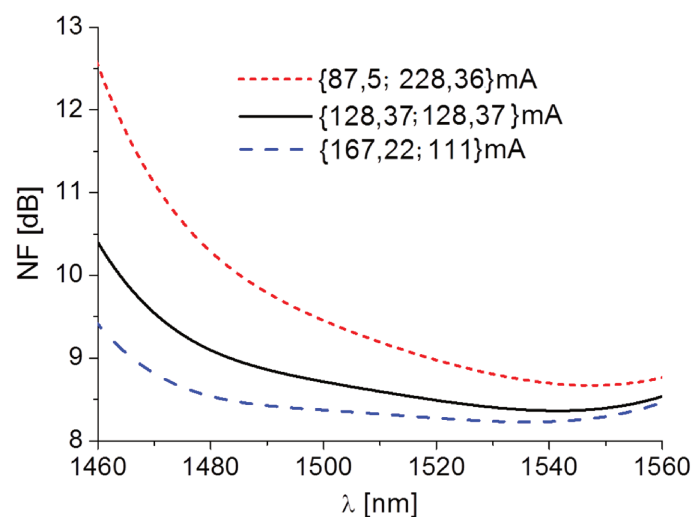


FIGURE 3.17 – NF en fonction de la longueur d'onde pour un SOA bi-électrodes et pour les trois configurations de répartition du courant qui sont présentées dans le tableau 3.1. La puissance injectée est de $-28,6$ dBm.

Les résultats obtenus sur la figure 3.17 montrent que la structure du SOA à bi-électrodes permet d'améliorer le NF pour des courants appliqués sur les électrodes de type $\{I_1 > I_2\}$, mais au détriment d'une légère réduction de la largeur de la BO@ -1 dB de (76,4 à 74,3 nm) (figure 3.16) par rapport au cas mono-électrode [133, 134].

Influence sur la puissance de saturation

Dans un premier temps, nous avons simulé l'évolution du gain en fonction de la puissance en sortie du SOA pour deux longueurs d'onde du signal (1480 et 1550 nm) injectée et pour deux configurations du SOA : bi-électrodes {87,5; 228,36} mA et mono-électrode {128,37; 128,37} mA. Les résultats obtenus sont présentés sur la figure 3.18.

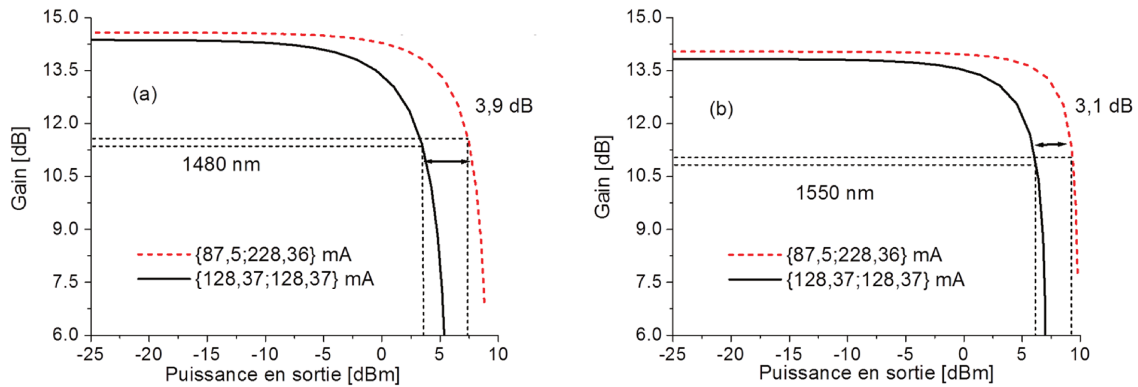


FIGURE 3.18 – Gain simulé en fonction de la puissance de sortie du SOA bi-électrodes pour deux configurations et pour deux longueurs d'ondes : a) 1480 nm et b) 1550 nm.

La figure 3.18 montre une amélioration significative de la puissance de saturation allant jusqu'à 3,9 dB à 1550 nm, par rapport à celle du SOA mono-électrode, tout en maintenant la BO@ -1dB à environ 76,4 nm (tableau 3.1 et figure 3.16).

La figure 3.19 représente la puissance de saturation en fonction de la longueur d'onde pour les trois configurations du SOA étudiées. La figure 3.19 met en évidence que la puissance de saturation de la configuration {87,5; 228,36} mA est nettement améliorée par rapport aux autres configurations [133, 134].

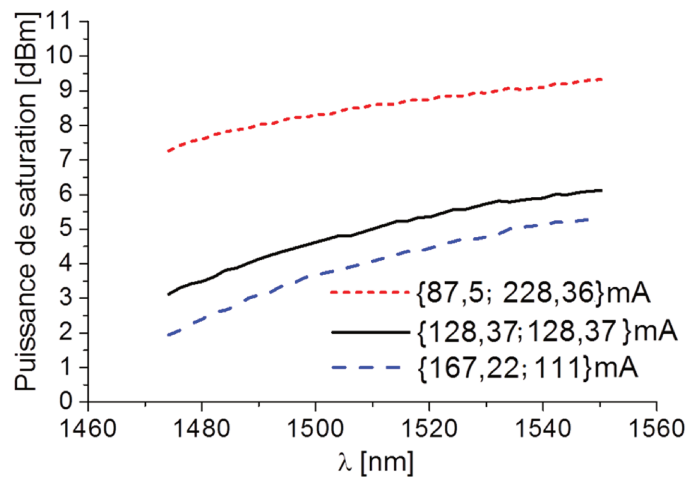


FIGURE 3.19 – Puissance de saturation obtenue pour le SOA bi-électrodes pour les trois configurations {87,5; 228,36} mA, {167,22; 111} mA, et {128,37; 128,37} mA.

Nous pouvons déduire que la structure du SOA à bi-électrodes permet d'améliorer significativement la puissance de saturation pour des courants d'alimentation appliqués sur les électrodes de type $\{I_1 < I_2\}$ sans du tout dégrader la bande passante optique.

3.3.2 Influence de la structure bi-électrodes "non-symétriques" sur le NF et la puissance de saturation

Choix d'une structure non-symétrique

Nous étudions dans ce qui suit trois configurations possibles en fonction des longueurs respectives des électrodes L_1 et L_2 : $\{250, 750\} \mu\text{m}$, $\{500, 500\} \mu\text{m}$ et $\{750, 250\} \mu\text{m}$. Ces trois configurations constituant un exemple des cas géométriquement possibles pour un SOA bi-électrodes de 1 mm de long, correspondant respectivement aux trois situations suivantes : $\{L_1 < L_2\}$, $\{L_1 = L_2\}$ (cas symétrique pour comparer) et $\{L_1 > L_2\}$. Pour chaque configuration, nous fixons le courant d'alimentation de la première électrode à une valeur donnée. Par contre, le courant d'alimentation appliqué sur la deuxième électrode est optimisé afin de fournir une $\text{BO@} - 1\text{dB}$ optimale avec un gain maximal le plus proche possible du gain cible fixé à 15 dB . Les figures 3.20(a) et 3.20(b) montrent respectivement le gain maximal obtenu et la $\text{BO@} - 1\text{dB}$ optimisée pour les trois configurations du SOA présentées précédemment en fonction du courant d'alimentation appliqué sur la première électrode du SOA et choisi parmi toutes en valeurs courant d'alimentation possibles.

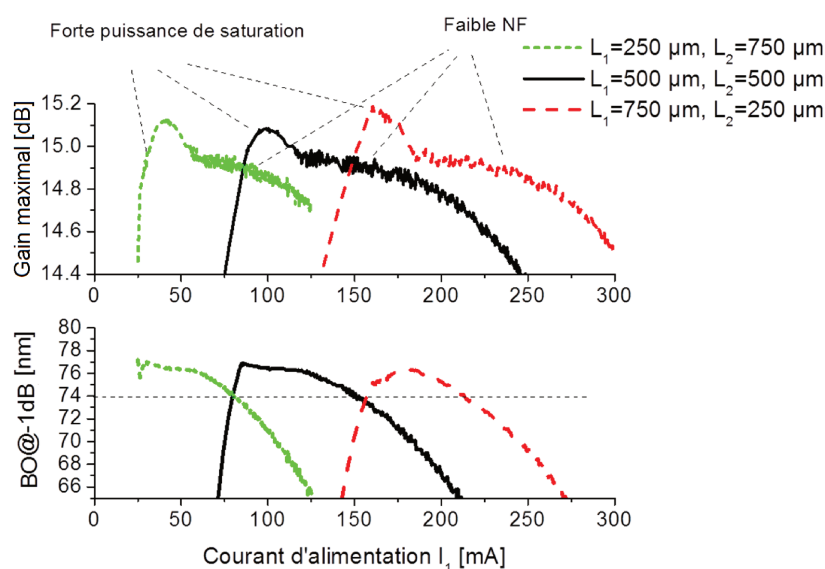


FIGURE 3.20 – Gain maximal obtenu (a), $\text{BO@} - 1\text{dB}$ optimale (b) en fonction du courant d'alimentation appliqué sur la première électrode pour différentes configurations des longueurs L_1 et L_2 du SOA bi-électrodes. La longueur totale du composant est de 1 mm et la puissance totale injectée de $-28,6 \text{ dBm}$.

En s'appuyant sur ces résultats, pour chaque configuration du SOA, et sans sacrifier le gain et la BO, à savoir maintenir une bande passante supérieure à 74 nm et un gain supérieur à 14,5 dB, nous choisissons les meilleures configurations de courants permettant d'améliorer le NF puis, celles qui permettent d'améliorer la puissance de saturation. Rappelons que pour des courants d'alimentation appliqués sur les électrodes de type $\{I_1 < I_2\}$, nous obtenons la meilleure puissance de saturation. Alors que pour des courants d'alimentation de type $\{I_1 > I_2\}$, nous obtenons le meilleur NF. Ces choix sont présentés dans le tableau 3.2 pour le NF et dans le tableau 3.3 pour la puissance de saturation.

$\{L_1, L_2\}$ (μm)	I_1 (mA)	I_2 (mA)	$\frac{I_1}{L_1}$ (mA/mm)	$\frac{I_2}{L_2}$ (mA/mm)	BO_{-1dB} (nm)	G_{max} (dB)	NF_{1530nm} (dB)	$P_{sat,1530nm}$ (dBm)
{250, 750}	74,00	191,80	296,00	255,73	74,7	14,9	8,3	5,9
{500, 500}	148,22	121,27	296,44	242,54	74,2	14,9	8,3	5,3
{750, 250}	212,25	57,77	283	231,08	74,1	14,9	8,3	4,9

TABLE 3.2 – *Choix de configurations pour les courants d'alimentation I_1 et I_2 donnant le meilleur NF sans sacrifier le gain et la BO pour les différentes configurations des longueurs des électrodes du SOA bi-électrodes $\{L_1, L_2\}$ et pour un gain cible fixé à 15 dB.*

$\{L_1, L_2\}$ (μm)	I_1 (mA)	I_2 (mA)	$\frac{I_1}{L_1}$ (mA/mm)	$\frac{I_2}{L_2}$ (mA/mm)	BO_{-1dB} (nm)	G_{max} (dB)	NF_{1530nm} (dB)	$P_{sat,1530nm}$ (dBm)
{250, 750}	26,00	374,28	104,00	499,04	76,0	14,7	9,1	10,0
{500, 500}	80,00	249,1	160,00	498,20	74,2	14,6	8,9	9,4
{750, 250}	157,50	124,51	210,00	498,04	74,2	15,1	8,6	8,6

TABLE 3.3 – *Choix des configurations pour les courants d'alimentation I_1 et I_2 donnant la meilleure puissance de saturation sans sacrifier le gain et la BO pour les différentes configurations des longueurs des électrodes du SOA bi-électrodes $\{L_1, L_2\}$ et pour un gain cible fixé à 15 dB.*

Influence sur le NF

La figure 3.21 représente le NF en fonction de la longueur d'onde pour les trois configurations du SOA bi-électrodes étudiées avec les répartitions de courant indiquées dans le tableau 3.2). Elle met en évidence que les NF de toutes les configurations sont quasi confondus.

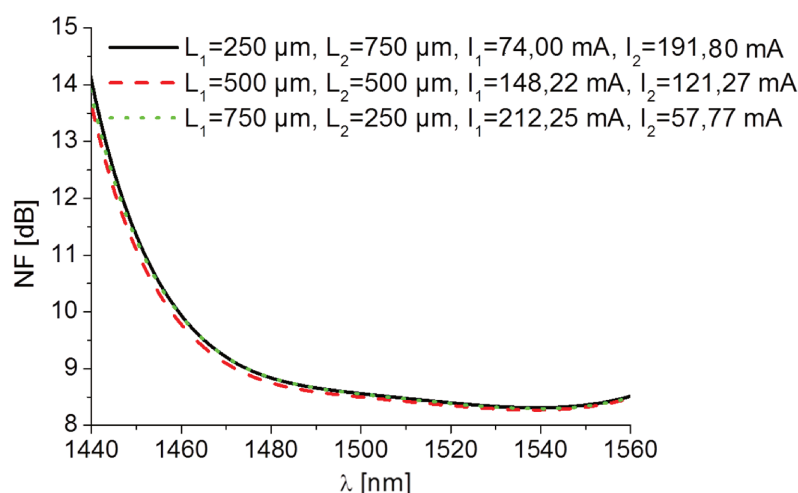


FIGURE 3.21 – NF en fonction de la longueur d'onde pour différentes configurations du SOA bi-électrodes avec des répartitions de courants optimisées (tableau 3.2).

Influence sur la puissance de saturation

La figure 3.22 représente la puissance de saturation en fonction de la longueur d'onde pour les trois configurations du SOA bi-électrodes étudiées avec les répartitions de courant indiquées dans le tableau 3.3. Cette figure met en évidence que la puissance de saturation de la configuration $\{250, 750\} \mu\text{m}$ est bien améliorée par rapport aux autres configurations pour toutes les longueurs d'ondes.

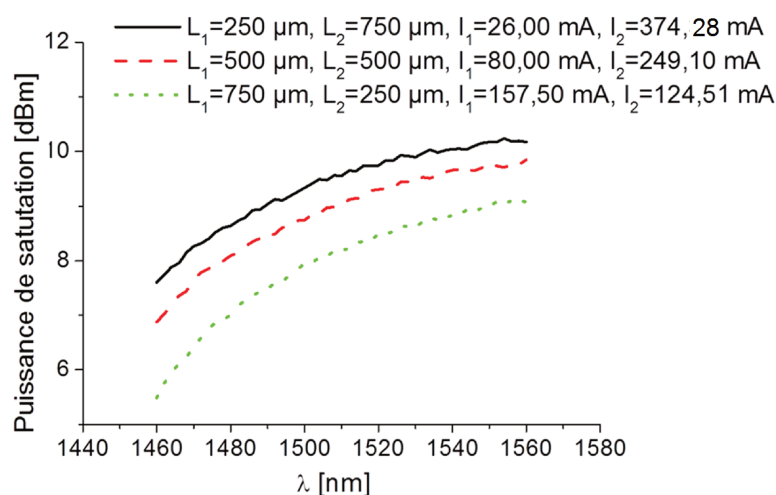


FIGURE 3.22 – Puissance de saturation en fonction de la longueur d'onde pour différentes configurations du SOA bi-électrodes avec des répartitions de courants optimisées (tableau 3.3).

Nous pouvons en déduire qu'une structure non-symétrique pour le SOA bi-électrodes permet d'améliorer la puissance de saturation pour des courants appliqués sur les électrodes de type $\{I_1 < I_2\}$ et pour des longueurs d'électrodes de type $\{L_1 < L_2\}$. En effet,

cette dernière configuration permet d'appliquer un courant d'alimentation global élevé sur le SOA par rapport aux autres configurations (tableau 3.3).

3.4 Conclusion

L'objectif de ce chapitre consistait à optimiser les caractéristiques statiques de SOA mono et bi-électrodes à large bande passante optique en modifiant la longueur de leur(s) électrode(s) respectives .

Tout d'abord, nous avons optimisé par simulation, la longueur du SOA dans une structure mono-électrode et les longueurs des électrodes dans une structure de type multi-électrodes dans le but d'améliorer la $BO-1dB$. Pour cela, nous avons présenté l'algorithme permettant d'optimiser la bande passante optique pour un gain cible imposé en fonction à la fois des longueur(s) d'électrode(s) du SOA et des courants d'alimentation appliqués sur celles-ci. Toutefois nous avons constaté que c'est la longueur totale du SOA qui détermine la bande passante optimale, même dans le cas du SOA bi-électrodes.

Pour le SOA mono-électrode, nous avons montré que l'effet d'augmenter le gain cible, en utilisant un SOA plus longue, se paye par une réduction la bande passante optique optimale obtenue. Nous avons également étudié le NF et la puissance de saturation en fonction de la longueur d'onde, pour différentes longueurs du SOA. Le courant d'alimentation choisi et appliqué sur l'électrode du SOA correspondait au cas où la bande passante optique était maximale. Nous avons montrée que plus la longueur du SOA augmente, plus la puissance de saturation augmente. De plus, nous avons constaté que le NF s'améliore en fonction de la longueur du SOA.

Pour le SOA bi-électrodes, nous avons étudié, par simulation, le potentiel d'employer cette structure dans l'objectif d'améliorer la puissance de saturation et le NF. Nous avons trouvé que la structure du SOA bi-électrodes permet d'améliorer la puissance de saturation (jusqu'à $4 dB$), pour des courants appliqués sur les électrodes du type $I_1 < I_2$, tout en gardant la bande passante optique optimale à $76 nm$ et sans sacrifier le gain. Cette amélioration de la puissance de saturation est associée à une faible dégradation du NF ($< 1 dB$). Cela montre la possibilité d'utiliser le SOA bi-électrodes comme un post-amplificateur. En effet, dans cette application, la puissance de saturation élevée est cruciale et une certaine tolérance sur la valeur du NF. D'autre part, nous avons montré que la structure à bi-électrodes permet d'améliorer le NF tout en gardant la bande passante optique à une valeur supérieure à $74 nm$ sans sacrifier le gain. Ceci est pour des courants appliqués sur les électrodes du type $I_1 > I_2$. Nous avons démontré une amélioration du NF pouvant atteindre $2 dB$, avec une dégradation de la puissance de saturation ($< 1,5 dB$).

Ainsi, malgré le constat que la configuration du SOA bi-électrodes ne permet pas d'améliorer la bande passante optique, elle donne des degrés de liberté pour contrôler le NF et la puissance de saturation. Toutefois, il s'agit d'un compromis, les améliorations du NF et de la puissance de saturation étant obtenues pour des configurations totalement différentes (opposés).

Nous avons terminer cette étude sur l'influence de la répartition des longueurs des électrodes sur la puissance de saturation et sur le NF. Nous avons constaté que le NF optimal, pour une longueur donnée du SOA, n'augmente pas quelque soient les répartitions des longueurs des électrodes du SOA. En revanche, la puissance de saturation peut être améliorée pour les configurations des longueurs des électrodes du SOA de type $L_1 < L_2$.

Chapitre 4

Étude et validation de techniques pour élargir la bande passante optique d'un dispositif à base de SOA large bande

4.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous proposons et validons deux techniques pour élargir la bande passante optique d'un module amplificateur basé sur un SOA large bande. La première technique utilise la réflectivité spectralement sélective d'un filtre inséré sur l'un des accès optiques du SOA et le module amplificateur réalisé est notée dans la suite "*amplificateur optique à gain égalisé (ESOA)*". La deuxième technique associe un amplificateur optique Raman avec le SOA pour réaliser un module amplificateur large bande, noté dans la suite "*amplificateur hybride*". Nous présentons, analysons et validons successivement ces deux techniques en nous appuyant sur les résultats de mesure et de simulation.

4.2 Technique basée sur le filtrage en réflexion

Nous illustrons tout d'abord le principe d'élargissement associée à cette technique puis nous présentons le montage expérimental utilisé pour concevoir notre ESOA. Nous comparons les résultats des mesures avec ceux des simulations puis nous étudions par simulation, l'évolution du spectre du gain de l'ESOA en fonction du courant d'alimentation et des pertes du filtre en réflexion. Cette étude montre une amélioration des performances statiques de l'ESOA en termes de gain, de NF et de $BO@-1dB$.

4.2.1 Principe

Le principe de la technique d'élargissement de la $BO@-1dB$ par l'emploi d'un filtre en réflexion est présenté [135] sur les figures 4.1 et 4.2. Cette technique exploite l'architecture d'un SOA réflectif (RSOA). Dans ce type de SOA, la réflectivité du miroir positionné devant l'un des accès optiques du SOA est quasi-constante en fonction de la longueur d'onde. Dans l'ESOA, en revanche, nous utilisons un filtre en réflexion dont la réflectivité est spectralement sélective, ceci permet d'égaliser le spectre du gain. En effet, cette structure profite d'un taux de réinjection sélectif dans le milieu amplificateur afin d'effectuer sur un aller-retour une égalisation du spectre de gain. Notons que dans le cas d'un filtre en réflexion quasi-idéal (à très faibles pertes), nous estimons que le gain de l'ESOA sera toujours supérieur à celui du SOA simple passage G_{SOA} .

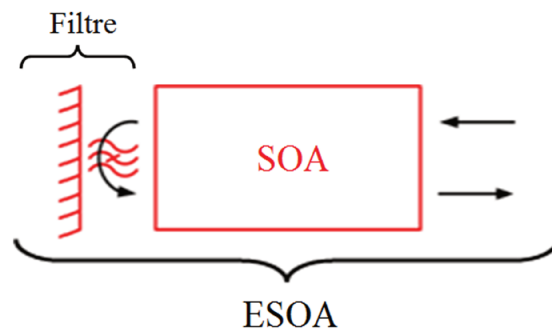


FIGURE 4.1 – Présentation schématique de l'ESOA.

La figure 4.2 montre schématiquement la forme spectrale idéale du filtre de l'ESOA $R(\lambda)$ qui permet d'élargir la bande passante du SOA dans une structure ESOA. Pour obtenir un spectre de gain plat $G_{ESOA}(\lambda)$ en fonction de la longueur d'onde à la sortie de l'ESOA, la réflectivité $R(\lambda)$ doit être spécifiée de telle sorte qu'elle compense le gain aller $G_{aller}(\lambda)$ et le gain retour $G_{retour}(\lambda)$.

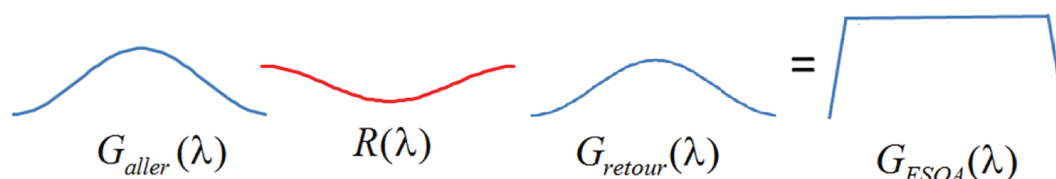


FIGURE 4.2 – Principe de l'égalisation du gain aller-retour de l'ESOA par un filtre en réflexion.

4.2.2 Montage expérimental

Dans un contexte de transmission CWDM [5] (figure 4.3), le montage expérimental mis en place comporte principalement les éléments suivants :

- une source CWDM, incorporant 8 lasers de type DFB (*Distributed Feed-Back* laser disposés en boîtier SFP (*Small Form-Factor Pluggable*) émettant aux longueurs d'ondes : 1451,5 nm, 1468,7 nm, 1491,8 nm, 1511,6 nm, 1527,7 nm, 1549,5 nm, 1571,5 nm et 1590,6 nm. À la sortie de chaque SFP, nous avons inséré un contrôleur de polarisation avant de les connecter sur un multiplexeur optique CWDM. La puissance de l'ensemble des lasers peut être atténuée par un atténuateur variable positionné à la sortie du multiplexeur après l'isolateur optique.
- le filtre en réflexion permettant de réaliser une réflectivité de cavité spectralement sélective, est réalisé de manière échantillonnée ici avec un démultiplexeur CWDM, 7 atténuateurs variables et 8 miroirs. Dans ce filtre le démultiplexeur sert à découper la bande spectrale de transmission en 8 bandes spectrales d'une longueur d'environ 14 nm, chacune centrée sur un canal CWDM. Chaque canal (bande spectrale) du filtre en réflexion est réalisé par la mise en série sur la voie dédiée du démultiplexeur d'un atténuateur variable et d'un miroir. Ceci nous permet de régler de manière indépendante la réflectivité appliquée sur chaque canal CWDM à l'aide des atténuateurs variables.
- un circulateur optique situé sur l'un des deux accès optiques du SOA large bande pour partager cet accès entre de l'injection et la sortie reliée à un analyseur de spectre optique (OSA).

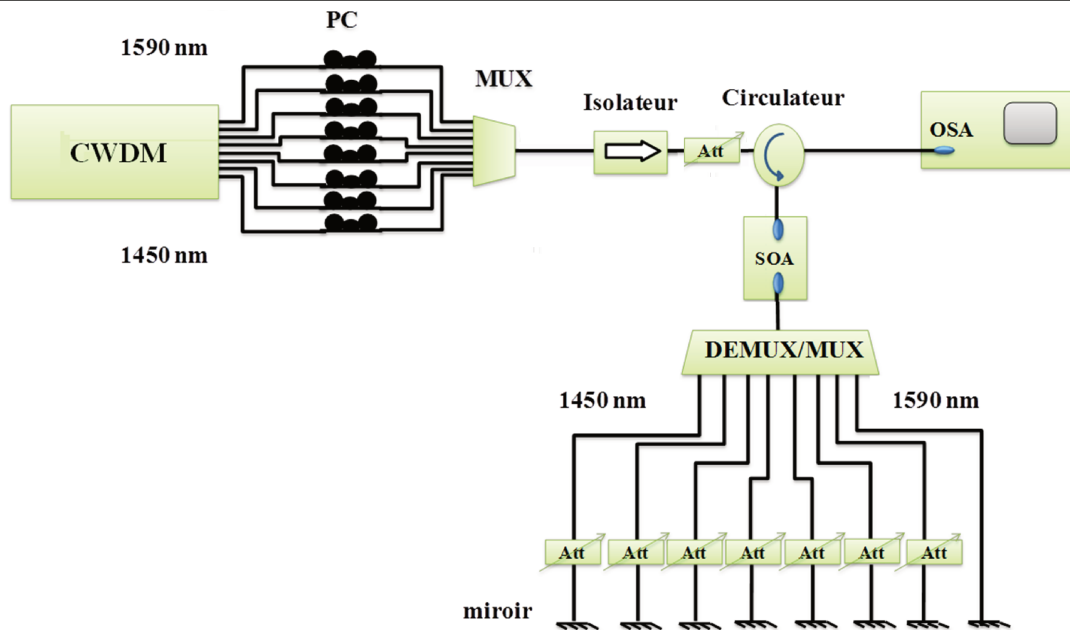


FIGURE 4.3 – Montage expérimental mis en place pour réaliser un ESOA. CWDM : source CWDM, PC : contrôleur de polarisation, MUX : multiplexeur, OSA : analyseur de spectre optique, DEMUX : démultiplexeur CWDM, Att : atténuateur optique variable.

4.2.3 Caractérisation de l'ESOA (Amplificateur optique à gain égalisé)

4.2.3.1 Gain de l'ESOA

Pour caractériser l'ESOA, nous avons tout d'abord injecté simultanément les 8 canaux CWDM de 1451 nm à 1591 nm. Ensuite, nous avons ajusté les atténuateurs variables du filtre en réflexion de l'ESOA afin d'égaliser son spectre de gain en visualisant sa sortie optique sur l'OSA. Pour un courant d'alimentation choisi à 260 mA (Cette valeur permet d'obtenir la bande passante optique optimale du SOA (chapitre 2)) et une puissance totale de l'ensemble des canaux injectés de -21 dBm, la figure 4.4(a) montre les spectres des signaux respectivement relevés à l'entrée et à la sortie de l'ESOA. Nous constatons qu'il permet d'égaliser 8 canaux CWDM, avec une BO(@ -1 dB) supérieure à 140 nm. La figure 4.4(a) montre aussi une forte diminution du rapport signal à bruit (OSNR), à la sortie de l'ESOA. Cette dégradation est due à l'ASE du SOA et à sa réinjection dans l'ESOA par le filtre en réflexion. La figure 4.4(b) représente le spectre de réflectivité de ce dernier. Cette réflectivité correspond aux pertes introduites par le trajet aller-retour entre la zone active et les miroirs du filtre. C'est-à-dire les pertes équivalentes correspondant à l'atténuateur, au multiplexeur, aux miroirs utilisés, sans oublier les pertes de couplage aller-retour fibre-SOA (montage en espace «semi-libre : 7 dB aller-retour»). Notons que la réflectivité du filtre en réflexion est constante pour chaque bande spectrale centrée sur chaque canal.

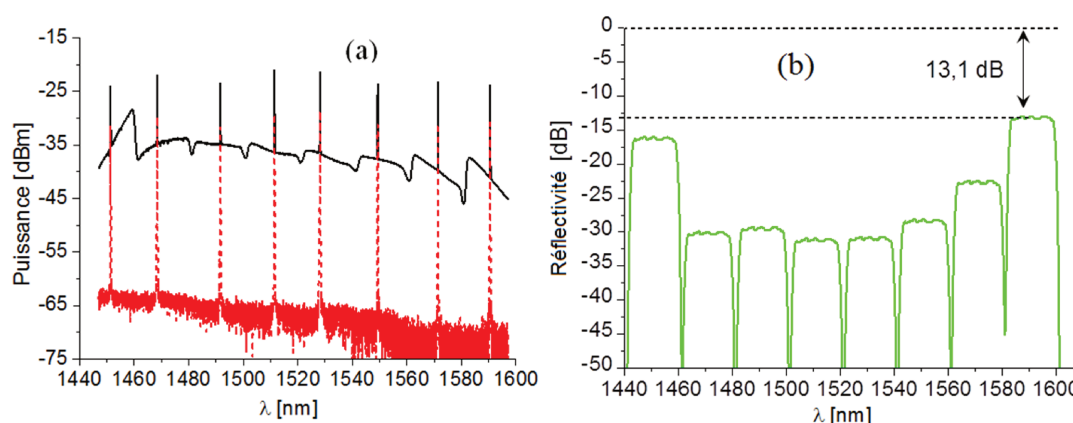


FIGURE 4.4 – (a) Analyse spectrale des canaux CWDM à l'entrée (traits pointillés) et à la sortie (trait plein) de l'ESOA, (b) spectre de la réflectivité équivalente du filtre de l'ESOA, le courant d'alimentation du SOA est de 260 mA et la puissance totale injectée de -21 dBm.

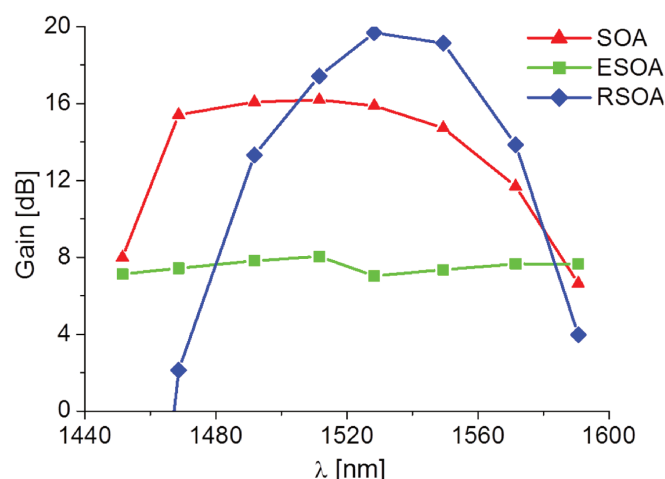


FIGURE 4.5 – Spectres de gain du SOA simple passage, de l'ESOA et du RSOA. Le courant d'alimentation du SOA est fixé à 260 mA et la puissance totale injectée est de -21 dBm.

Nous vérifions bien sur la figure 4.4(b) que la réflectivité obtenue est élevée pour les bandes spectrales correspondant aux longueurs d'ondes bénéficiant d'un gain plus faible (1451,5 nm et 1590,6 nm). Tandis qu'elle devient plus faible pour celles correspondant à un gain plus important (de 1468,7 nm à 1571,5 nm) ceci correspond au principe de l'égalisation présenté sur la figure 4.2. Notons que le canal correspondant à la réflectivité maximale, à savoir le canal 1590,6 nm, nous permet de connaître la valeur des pertes intrinsèques du filtre en réflexion de l'ESOA. Ces pertes sont évaluées par mesure à 13,1 dB et il conviendra de les minimiser dans le cas d'un filtre en réflexion intégré au plus près de l'extrémité de la zone active. Afin de situer les performances en gain et en bande passante

optique de l'ESOA nous comparons sur la figure 4.5 son spectre de gain avec ceux du SOA simple passage et d'un RSOA émulé par le même montage expérimental que celui utilisé pour réaliser l'ESOA (figure 4.3) en remplaçant le filtre en réflexion par un simple miroir total. La figure 4.5 montre que le RSOA permet d'augmenter le gain maximal du SOA en réduisant la BO qui est plus étroite par rapport à celle du SOA simple passage. Pour l'ESOA, les pertes internes du filtre en réflexion réduisent son gain maximal de 13,1 dB (figure 4.5) et si nous réduisons les pertes de tous les canaux du filtre de la même valeur que celle du canal 1590,6 nm (c'est-à-dire de 13,1 dB) sans modifier l'allure spectrale du filtre du ESOA nous obtenons une amélioration significative du gain de l'ESOA par rapport à celui du SOA (figure 4.6(b)).

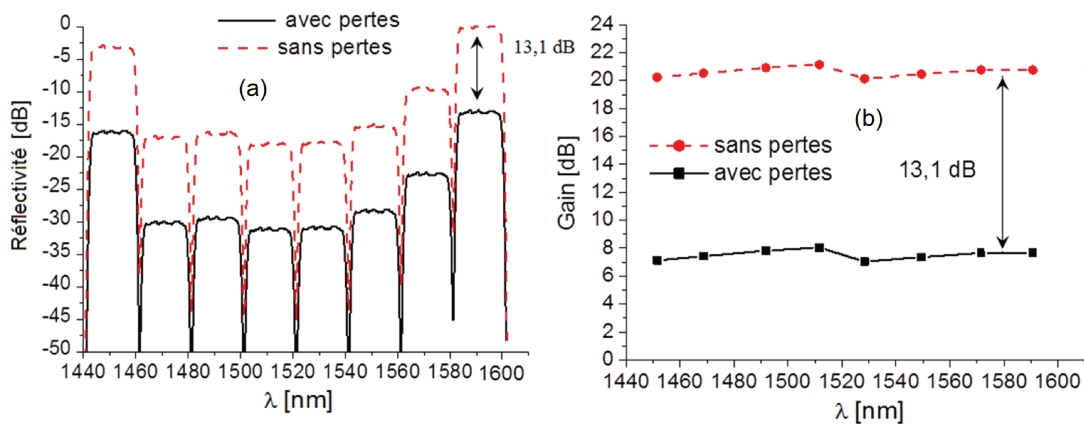


FIGURE 4.6 – (a) Spectre de la réflectivité du filtre de l'ESOA, obtenu après la suppression des pertes internes, comparé avec celui obtenu par mesure. (b) Représentation schématique de la translation du profil du gain de l'ESOA lors de suppression des pertes internes du filtre en réflexion.

La figure 4.6 (b) présente une estimation approximative de l'amélioration du gain de l'ESOA en cas de suppression des pertes internes de l'ESOA. Dans cette figure, nous estimons que le gain du SOA reste linéaire (c'est-à-dire indépendant de la puissance injectée). En réalité, ce n'est pas le cas et il est indispensable de tenir compte de l'influence de la puissance injectée sur le spectre de gain de l'ESOA. Cette amélioration provient de l'augmentation du taux de réinjection sélectif dans l'ESOA par le filtre en réflexion. L'influence des pertes internes de ce dernier sur le gain et la BO de l'ESOA sera étudiée en détail au paragraphe (4.2.5) en utilisant le modèle du SOA présenté au chapitre 2.

4.2.3.2 Facteur de bruit de l'ESOA

La figure 4.7 compare le spectre du NF de l'ESOA avec ceux du SOA simple passage du RSOA émulé présenté auparavant. Elle montre que le NF de l'ESOA est plus important que celui du SOA simple passage, car par exemple, il augmente de 7 dB pour le canal correspondant à la longueur d'onde 1511 nm. Nous constatons aussi sur cette figure que le NF varie en fonction de la longueur d'onde, dans la bande passante optique de l'ESOA définie à ± 1 dB, de 9 à 14,9 dB. La figure 4.7 montre aussi que le NF du RSOA émulé est plus élevé pour les longueurs d'ondes bénéficiant d'un gain plus faible.

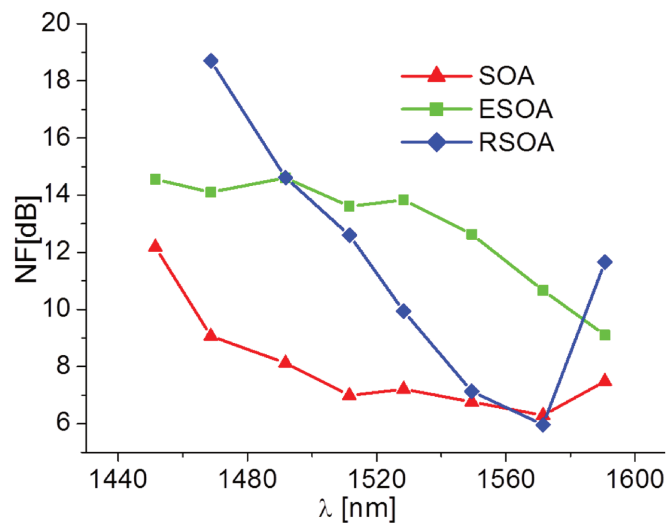


FIGURE 4.7 – Spectres du NF du SOA simple passage, de l'ESOA et du RSOA. Le courant d'alimentation du SOA est de 260 mA, la puissance totale des 8 canaux injectés est de -21 dBm.

Pour mieux expliquer et comprendre les évolutions du NF de l'ESOA, nous avons développé une formule analytique permettant de calculer ce NF, en fonction du NF et du gain du SOA simple passage. L'ESOA peut être représenté en première approximation par la mise en cascade de deux SOA similaires, avec le filtre en réflexion (R) (figure 4.8).



FIGURE 4.8 – Représentation d'un ESOA comme une cascade de deux SOA similaires avec le filtre en réflexion.

Les deux SOA considérés sont identiques à celui utilisé pour réaliser l'ESOA. Pour simplifier, nous considérons que le point de fonctionnement du SOA simple passage ne

change pas. Le gain de l'ESOA peut alors être calculé par l'équation suivante en lien avec la figure 4.8 :

$$G_{ESOA} = G_{SOA}^2 R \quad (4.1)$$

Le NF de l'ESOA peut être calculé à partir de l'équation de Friis [136] :

$$NF_{ESOA} = NF_{SOA} + \frac{\frac{1}{R} - 1}{G_{SOA}} + \frac{NF_{SOA} - 1}{G_{SOA} R} \quad (4.2)$$

$$= NF_{SOA} \left(1 + \frac{G_{SOA}}{G_{ESOA}} \right) - \frac{1}{G_{SOA}} \quad (4.3)$$

où G_{SOA} est le gain du SOA simple passage, NF_{SOA} le NF du SOA simple passage. Pour un fort gain du SOA ($\frac{1}{G_{SOA}} \rightarrow 0$), l'équation 4.3 peut être simplifiée comme suit :

$$NF_{ESOA} \approx NF_{SOA} \left(1 + \frac{G_{SOA}}{G_{ESOA}} \right) \quad (4.4)$$

L'équation 4.4 montre bien que le NF de l'ESOA sera toujours supérieur à celui du SOA simple passage quelle que soit la configuration des gains G_{SOA} et G_{ESOA} . Cependant si $G_{SOA} > G_{ESOA}$ (faible réflectivité) alors le NF_{ESOA} devient fortement supérieur. Dans le cas contraire ($G_{SOA} < G_{ESOA}$ (forte réflectivité)), le NF_{ESOA} devient proche de celui du NF_{SOA} . Pour valider les équations (4.1 et 4.4), nous avons calculé le NF_{ESOA} à partir de la mesure de R (Figure 4.4.(b)) et de celle du gain du SOA (Figure 4.5). Les résultats obtenus par calcul sont relativement en bon accord avec ceux mesurés (figure 4.9). Ainsi la forte dégradation du NF_{ESOA} vient en partie des pertes internes du filtre dans notre montage expérimental.

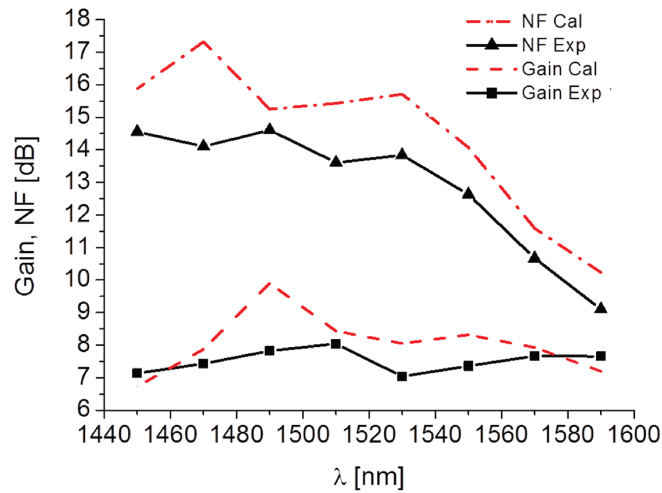


FIGURE 4.9 – Gain et NF du ESOA mesurés et calculés en fonction de la longueur d'onde.

4.2.4 Modélisation de l'ESOA

En prenant en compte la forme spectrale de la réflectivité du filtre en réflexion, le modèle du SOA simple passage présenté au deuxième chapitre, nous pouvons modéliser le comportement de l'ESOA. Ce modèle a été développé avec l'objectif d'évaluer précisément l'influence des paramètres du SOA sur la BO, le gain et le NF de l'ESOA. Afin de valider ce modèle, nous avons comparé les mesures effectuées (figure 4.5) avec les simulations présentées dans la suite. Ensuite, nous avons étudié, par simulation, l'influence des pertes introduites par le filtre en réflexion et l'influence de la puissance injectée des signaux optiques sur les performances statiques de l'ESOA. Dans cette simulation, le filtre doit restituer au mieux le comportement du filtre CWDM du dispositif expérimental. Ce filtre est composé en réalité de plusieurs éléments passe-bandes de forme approximativement carrée et mis en parallèle. Chacun de ces éléments a une largeur spectrale typique de 14 nm. En ajustant la réflectivité de chacun de ces sous-filtres de telle sorte que le gain simulé de l'ESOA soit similaire à celui mesuré (7,6 dB) nous déterminons ainsi le profil spectral du filtre en réflexion utilisé pour le modèle de l'ESOA. La réflectivité du RSOA utilisé dans la simulation est égale à 0,23.

Sur la figure 4.10, nous comparons la réflectivité du filtre en réflexion mesurée avec les résultats de simulation, en fonction de la longueur d'onde.

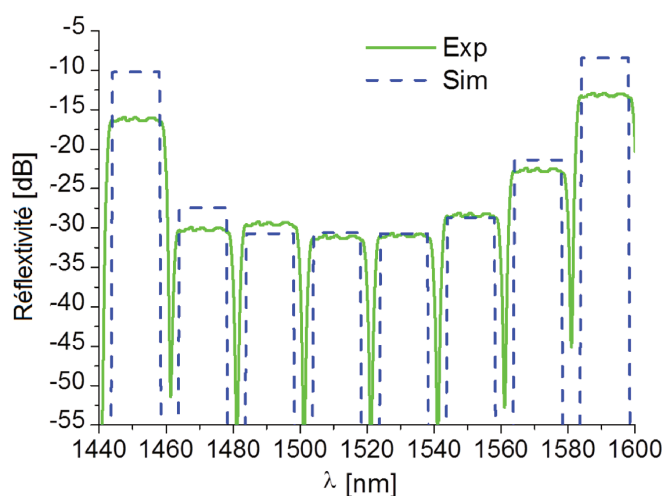


FIGURE 4.10 – Spectres de réflectivité du filtre en réflexion obtenus par mesure (traits pointillés) et par simulation (trait plein).

Sur la figure 4.11, nous représentons les spectres du gain et du NF mesurés, comparés avec ceux simulés, pour le SOA, le RSOA et l'ESOA. Nous constatons que le modèle développé permet de reproduire avec une bonne concordance les formes du gain et du NF obtenus expérimentalement.

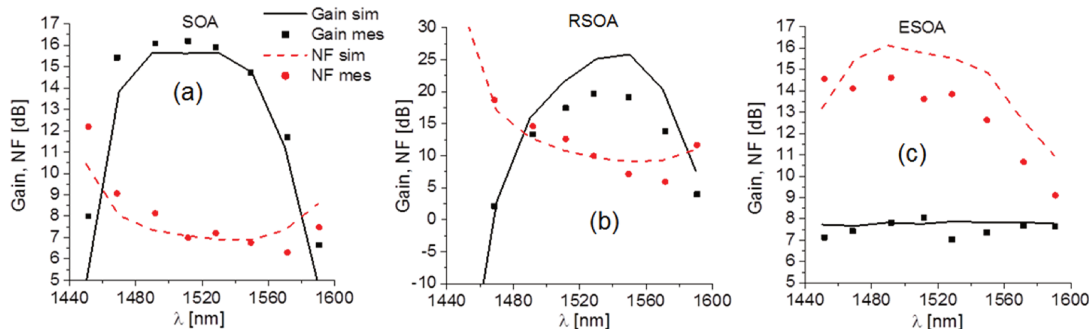


FIGURE 4.11 – Spectres de gain et de NF pour les SOA simple passage, RSOA et ESOA simulés et mesurés (le courant d'alimentation du SOA est de 260 mA, la puissance totale injectée est de -21 dBm).

4.2.5 Influence des pertes internes du filtre en réflexion

Nous étudions dans cette partie l'influence des pertes internes liées à la mise en place du filtre en réflexion, à $8,4$ dB dans les simulations (figure 4.12). Nous étudions notamment l'effet de la suppression de ces pertes sur le gain et sur le NF de l'ESOA, dans la perspective de la réalisation d'un composant intégré. Nous ne réduisons que les pertes internes, communes à tous les canaux, tout en conservant la forme spectrale du filtre permettant d'égaliser le gain simulé sur un aller-retour dans l'ESOA. Pour déterminer la bande passante optique, nous injectons dans l'ESOA, simultanément 10 canaux CWDM de 1431 nm à 1611 nm. Ceci permet de visualiser la forme concave du spectre de gain de telle sorte que on peut déterminer avec précision la $BO@ -1$ dB. La puissance injectée choisie pour chaque canal est de -30 dBm et le courant d'alimentation de l'ESOA est fixé à 260 mA.

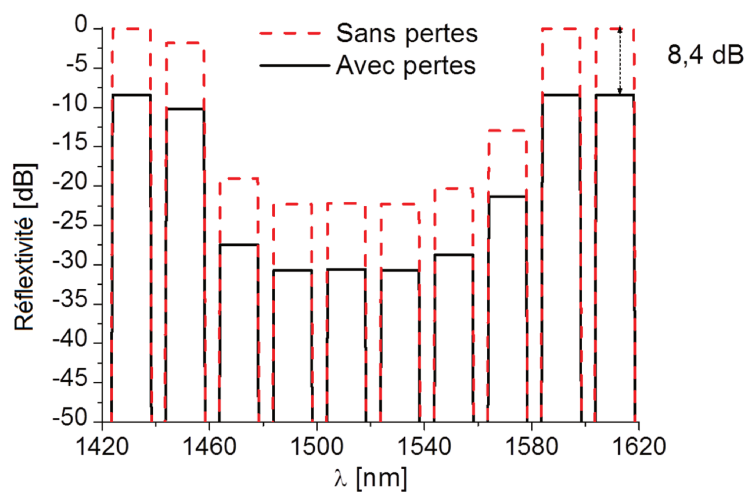


FIGURE 4.12 – Profils spectraux de la réflectivité du filtre en réflexion de l'ESOA avant et après la suppression des pertes internes.

La figure 4.12 représente l'évolution des profils spectraux de la réflectivité du filtre ESOA simulés avant et après la suppression des pertes internes du filtre.

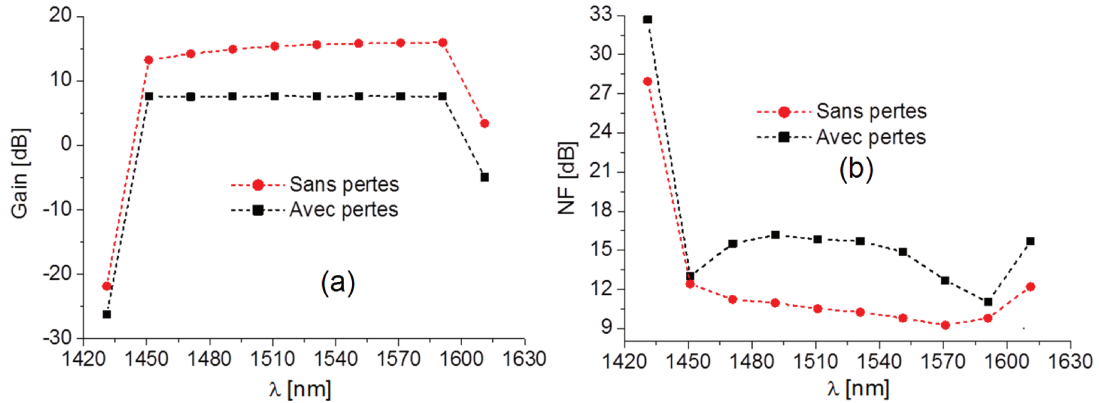


FIGURE 4.13 – Spectres simulés du gain et du NF de l'ESOA dans le cas d'un filtre avec et sans pertes internes.

La figure 4.13 montre l'évolution des profils simulés du gain et du NF de l'ESOA avant et après la suppression des pertes internes évaluées à $8,4 \text{ dB}$. Nous constatons que le maximum du gain (maximum du NF) de l'ESOA augmente (diminue) comme nous pouvions nous y attendre significativement en diminuant les pertes introduites par le filtre en réflexion. Par exemple, le maximum de gain augmente de $7,6$ à $15,9 \text{ dB}$ lors de la diminution des pertes de $8,4 \text{ dB}$. Ceci s'accompagne d'une modification de la forme spectrale du gain de l'ESOA, rétrécissant ainsi sa BO. Ce rétrécissement est lié à la saturation de l'ESOA qui est accrue par l'augmentation de puissance optique réinjectée par le filtre en réflexion. Cet effet peut être corrigé par une simple augmentation du courant du SOA comme le montre la figure 4.14.

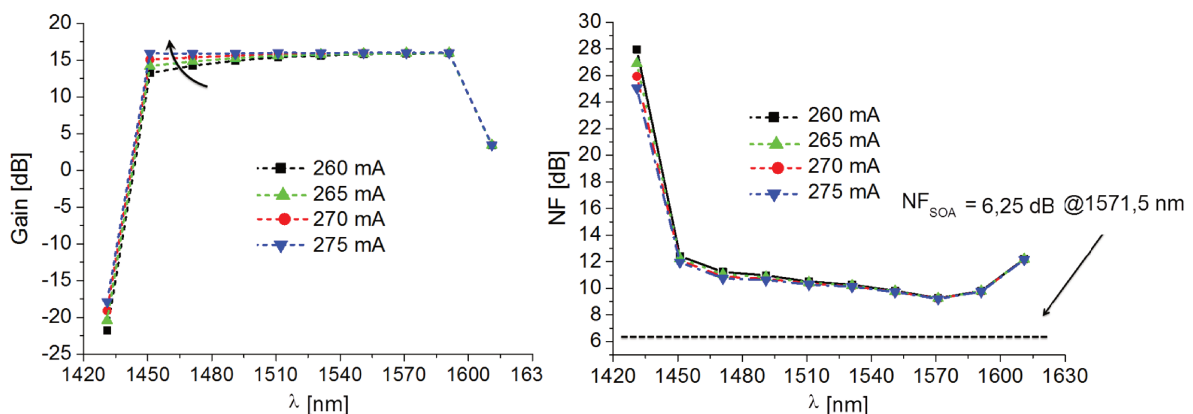


FIGURE 4.14 – Spectres simulés du gain et du NF de l'ESOA pour différents courants d'alimentation, dans le cas de l'annulation des pertes internes du filtre en réflexion.

En effet, le gain est quasiment constant en fonction du courant d'alimentation sur

la plage spectrale de $1551 - 1601 \text{ nm}$, et en augmentation pour la plage spectrale de $1451 - 1551 \text{ nm}$. Ceci permet donc d'accroître la bande passante optique. En effet, les signaux des grandes longueurs d'ondes ($> 1550 \text{ nm}$) sont situés sur la plage spectrale du gain de la première transition optique du SOA. Le gain de cette transition est déjà saturé pour le courant d'alimentation de 260 mA (chapitre 2, figure 2.20). La figure 4.14 montre bien que la correction est effective car la BO de l'ESOA augmente de 105 à 142 nm en augmentant le courant d'alimentation de 260 à 275 mA . Ceci montre que l'ESOA permet d'obtenir dans le cas idéal (où le filtre est intégré sans pertes) une $\text{BO}@ -1 \text{ dB}$ supérieure à 140 nm avec un maximum du gain de 16 dB et un NF variant de $9,2$ à 12 dB dans la bande passante du gain. Ceci est à comparer aux 140 nm obtenus en mesure avec un gain voisin de 8 dB et un NF variant de 6 à $14,9 \text{ dB}$ (à cause des pertes inhérentes au dispositif). Nous constatons cependant (figure 4.14) que le spectre du NF de l'ESOA reste toujours supérieur à celui du SOA simple passage d'environ 3 dB .

4.2.6 Influence de la puissance injectée

Les études présentées précédemment ont montré l'influence non négligeable de la saturation sur la bande passante optique. Il est donc important de connaître l'influence de la puissance totale injectée à l'entrée de l'ESOA. Cette étude a été effectuée sur l'ESOA "amélioré" (cas du filtre idéalement intégré sans pertes figure 4.13). La $\text{BO} @ -1 \text{ dB}$ est obtenue par simulation en fonction de la puissance totale injectée qui est répartie identiquement sur les 10 canaux CWDM allant de 1431 à 1611 nm . Les résultats sont présentés sur la figure 4.15 pour différents courants d'alimentation.

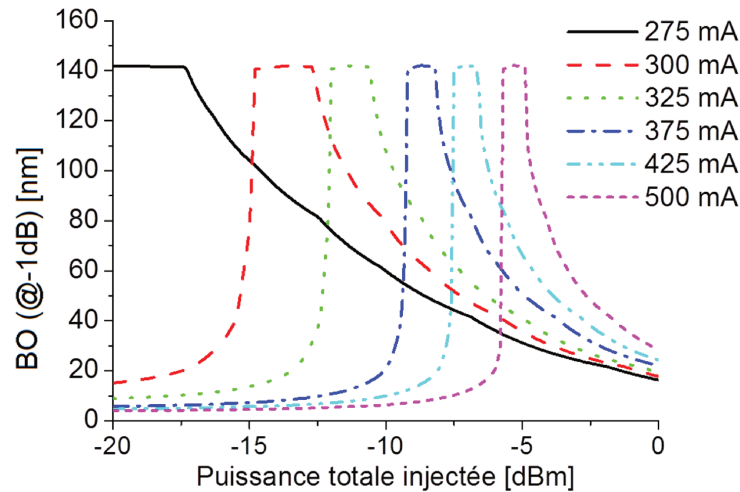


FIGURE 4.15 – *Bande passante optique @ -1 dB simulée en fonction de la puissance totale injectée pour différents courants d'alimentation du SOA.*

Pour un courant de 275 mA , nous constatons bien que la $\text{BO} @ -1 \text{ dB}$ reste optimale pour toute puissance inférieure à $-17,3 \text{ dBm}$. Ensuite, elle se dégrade avec l'augmentation de la puissance injectée sous l'effet de la saturation du gain. Pour les courants supérieurs, la BO reste constante et optimale uniquement sur une plage de

puissance limitée qui se réduit avec l'augmentation du courant. Par exemple pour un courant de 300 mA , la plage se limite à $[-14,7, -12,8\text{ dBm}]$ soit 2 dB de tolérance en puissance totale sur le canaux. Au delà de la puissance limite haute, la dégradation se produit d'autant plus rapidement que le courant est élevé. Avec le SOA utilisé pour réaliser l'ESOA (paragraphe 2.5.2.3), il est possible de maintenir la BO optimale en ajustant le courant lors de l'augmentation de la puissance totale jusqu'à une puissance maximale de $-4,9\text{ dBm}$. Au delà de cette dernière, le courant requis pour optimiser la BO dépasse la valeur maximale recommandée par le fabricant, à savoir 500 mA . Ce principe d'ajustement du courant en fonction de la puissance totale injectée peut être utilisé pour effectuer le "monitoring" (ou l'asservissement) de la BO. Il est présenté sur la figure 4.16 où la puissance mesurée par un radiomètre intégré et situé à l'entrée de l'ESOA informe une unité de contrôle qui détermine le courant à appliquer sur l'ESOA.

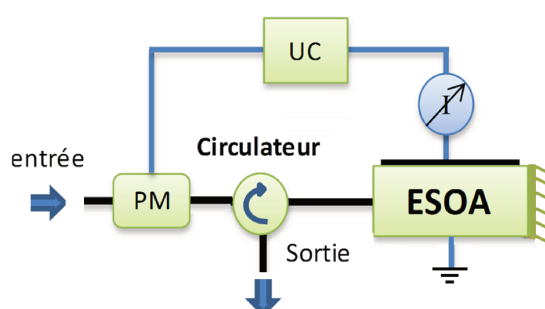


FIGURE 4.16 – Schéma de principe de l'asservissement du monitoring de la BO : il permet d'ajuster le courant d'alimentation en fonction de la puissance totale injectée. PM : radiomètre, UC : unité de contrôle.

4.2.7 Influence de la fibre de transmission

Pour un système de transmission sur voie optique dit à large bande passante optique, le spectre d'atténuation de la fibre de transmission joue un rôle capital lors du choix de la forme spectrale du gain de l'amplificateur optique utilisé. La figure 4.17 illustre ce point : nous présentons les spectres de l'atténuation ((a) avant et (b) après normalisation par rapport au minimum d'atténuation) obtenus par simulation pour différentes longueurs de la fibre SMF. Nous remarquons que la variation de l'atténuation peut être importante, par exemple, sur une plage spectrale de 80 nm de large allant de 1480 à 1560 nm , pour une liaison de 80 km , la variation maximale de l'atténuation peut être supérieure à $2,3\text{ dB}$. L'amplificateur utilisé doit alors fournir un spectre de gain permettant de compenser le spectre de l'atténuation de la fibre de telle sorte que les puissances des différents canaux transmis soient égales à la réception. Deux degrés de liberté nous permettent d'optimiser la forme spectrale du gain de l'ESOA pour assurer cette compensation : l'ajustement du courant et la forme spectrale du filtre en réflexion.

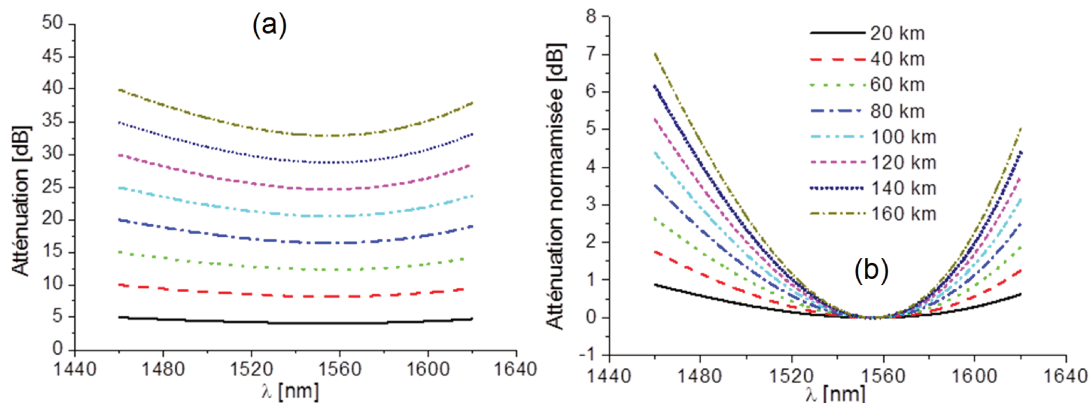


FIGURE 4.17 – Simulation des spectres d'atténuation d'une fibre optique (SMF) pour différentes longueurs de la fibre. Le cas normalisé à l'atténuation minimale est précisé sur la figure (b).

La figure 4.18 montre l'évolution de la bande passante optique de l'ESOA seul (a) de l'ESOA précédé de 80 km de fibre (b), de l'ESOA précédé de 80 km de fibre et également suivi par 80 km de fibre (c). Dans ces simulations, nous injectons dans l'ESOA, simultanément 10 canaux CWDM de 1431 nm à 1611 nm. La puissance injectée par canal est de -30 dBm dans le cas de l'ESOA seul et -10 dBm dans les deux autres cas. Nous trouvons que la BO maximale, dans chaque cas présenté sur la figure 4.18, est liée à la fois au courant d'alimentation du SOA et à la longueur de la fibre de transmission.

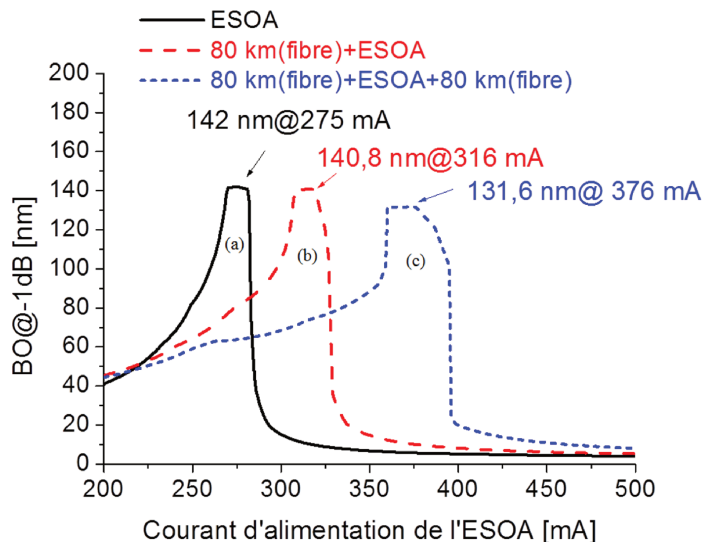


FIGURE 4.18 – Bande passante optique en fonction du courant d'alimentation de l'ESOA seul (a), de l'ESOA précédé de 80 km de fibre (b), et d'une chaîne de transmission de 160 km avec le ESOA au milieu (c).

Nous constatons également que les BO optimales du SOA sont obtenues pour des plages du courant d'alimentation du SOA différentes : 142 nm de 270 mA à 279 mA pour

l'ESOA seul, 140 nm de 308 mA à 313 mA pour l'ESOA avec 80 km de fibre et enfin 131 nm de 360 mA à 376 mA pour un système de transmission de 160 km de long. Pour ce dernier, nous constatons que la bande passante optimale est limitée à 131 nm et qu'elle est inférieure à celle de l'ESOA seul. Mais nous pouvons améliorer la BO du système en utilisant le second degré de liberté qui consiste à ajuster la forme spectrale du filtre en réflexion. La figure 4.19 (a) compare les deux profils du filtre de l'ESOA : celui optimisé pour l'ESOA à gain égalisé et celui optimisé pour un système de transmission de 160 km incorporant au milieu cet ESOA.

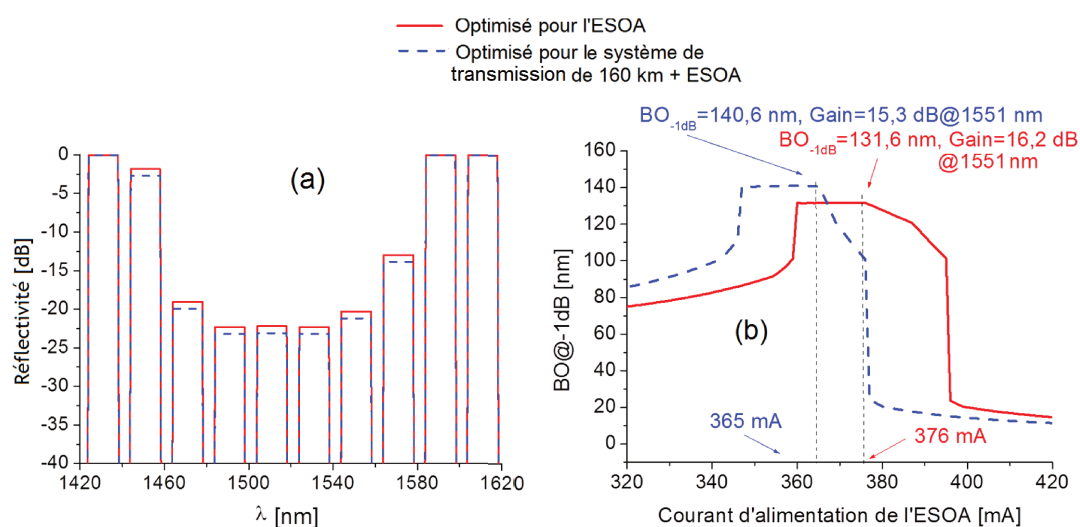


FIGURE 4.19 – Profils spectraux du filtre en réflexion de l'ESOA (a) et BO @ -1dB correspondante (b) obtenus pour deux situations : le ESOA seul et ce même ESOA inséré dans une chaîne de transmission de 160 km. Les résultats sont obtenus par simulation et en fonction du courant du SOA pour la figure (b).

La figure 4.19 (b) montre qu'une BO optimale de 140 nm peut être obtenue pour un système de 160 km intégrant l'ESOA en ajustant la forme du spectre du filtre en réflexion, pour un courant d'alimentation entre 377 mA et 400 mA. Ces résultats sont obtenus en acceptant une baisse mineure du gain de 0,9 dB.

4.3 Élargissement de la bande passante optique d'un système de transmission en utilisant l'amplificateur hybride Raman-SOA

Dans cette partie, nous décrivons tout d'abord le principe de l'amplificateur hybride que nous avons choisi d'étudier pour élargir la bande passante optique d'un système de transmission utilisons un SOA large bande. Nous présentons une modélisation du module hybride que nous validons grâce à un dispositif expérimental. Puis, nous exploitons ce module pour étudier l'influence de plusieurs paramètres sur la BO du dispositif. Enfin nous caractérisons complètement du point du vue expérimental le dispositif pour finir par une démonstration d'une transmission de 5 canaux CWDM à travers le dispositif.

4.3.1 Principe

Le principe de cet amplificateur hybride est bien connu [117] et consiste à mettre en cascade le SOA avec un amplificateur Raman (figure 4.20). L'amplification Raman peut être obtenue sur le signal optique injecté lors de sa propagation simultanée avec une pompe dans la fibre optique standard-SMF, l'effet d'amplification pouvant être renforcé sur une fibre de plus courte longueur fortement non-linéaire [137].

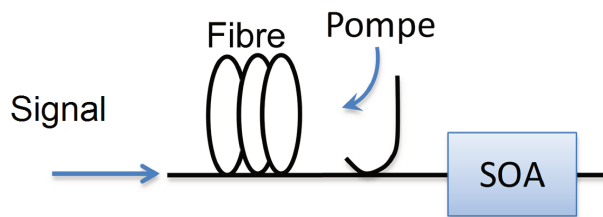
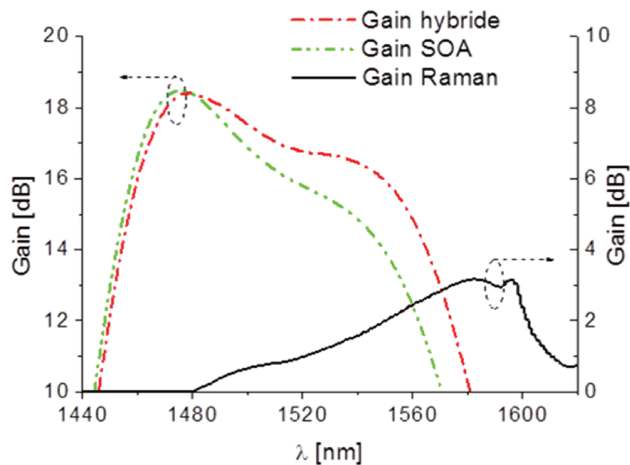


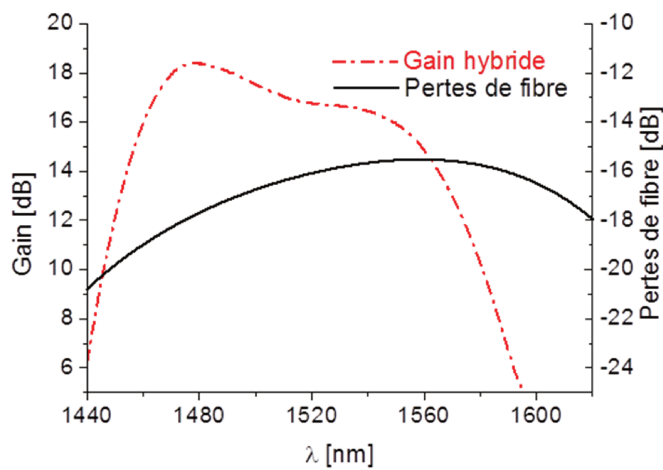
FIGURE 4.20 – Présentation de l'amplificateur hybride Raman-SOA.

La figure 4.20 représente schématiquement le principe de base de l'amplificateur hybride Raman-SOA dans le cas d'une pompe injectée en contra-directionnel. Pour expliquer l'élargissement spectral qui peut être obtenu, nous présentons sur la figure 4.21 les profils des gains respectivement du SOA seul, de l'amplificateur Raman seul, de la somme des deux (gain hybride sans les pertes de la fibre Raman) et de l'amplificateur hybride Raman-SOA (gain hybride avec les pertes de la fibre Raman). Cette figure montre bien que le gain Raman peut compenser partiellement le tilt du gain du SOA (surgain) aux courtes longueurs d'ondes et renforcer celui-ci aux grandes longueurs d'ondes, de sorte que la somme (gain hybride) ajouté aux pertes de la fibre Raman donne un spectre de gain plat à la sortie de l'amplificateur hybride (figure 4.21(c)). Afin de détailler cet effet d'élargissement, nous montrons sur la figure 4.21(b) la forme spectrale des pertes de la fibre de transmission de 75,5 km de long, comparée à celle du gain hybride. Nous constatons que le gain du SOA compensera les pertes importantes aux basses longueurs d'ondes produites lors de la propagation sur une longue distance de fibre, de sorte que le spectre de gain du système de transmission (gain hybride+perles) soit plat.



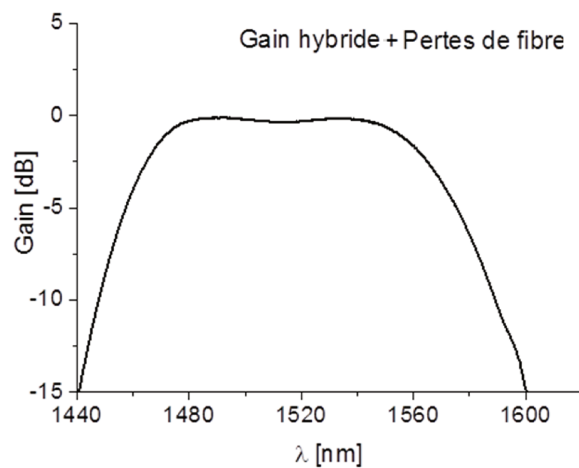
(a)

Spectres de gain des amplificateurs Raman seul, du SOA seul et de l'amplificateur hybride



(b)

Spectres de gain de l'amplificateur hybride et des pertes totales de la fibre Raman de 75,5 km de long



(c)

Spectre du gain à la sortie de l'amplificateur hybride

FIGURE 4.21 – Présentation de l'élargissement spectral obtenu avec le combiné hybride gain Raman-gain SOA dans le cas d'une fibre sans pertes (a) et en prenant en compte les pertes de propagation dans une fibre de 75,5 km de long (b et c).

Il est à noter que la figure 4.21 est obtenue par simulation en utilisant notre modèle de

l'amplificateur hybride, présenté au paragraphe suivant 4.3.2, pour un courant du SOA de 400 mA et une pompe Raman de 100 mW.

4.3.2 Modélisation de l'amplificateur hybride Raman-SOA

Nous avons modélisé l'amplificateur hybride Raman-SOA en utilisant le modèle de SOA présenté au chapitre 2 et en développant un modèle de l'amplification Raman (annexe B). Ce dernier prend en compte :

- Le gain Raman (on-off), $G_{\lambda_p, P_p}(\lambda_s)$ bénéficiant au signal injecté en fonction de la longueur d'onde du signal (λ_s), pour une puissance (P_p) et une longueur d'onde (λ_p) de la pompe Raman.
- La puissance de la pompe rétrodiffusée ($P_{\text{rétro},p,\text{Raman}}$) à la longueur d'onde (λ_p)

Une présentation schématique simplifiée du modèle de l'amplificateur hybride Raman-SOA est présentée sur la figure 4.22. Dans cette figure, $P_{in,s}$ correspond à la puissance du signal injecté dans l'amplificateur hybride, $P_{out,s,\text{Raman}}$ est la puissance du signal obtenue à la sortie de l'amplificateur Raman, P_p est la puissance de la pompe Raman. $P_{out,s}$ et $P_{\text{rétro},p}$ correspondent respectivement à la puissance du signal et celle de la pompe rétrodiffusée à la sortie de l'amplificateur hybride. Les éléments passifs comme le circulateur, utilisé pour injecter la pompe Raman (P_p), et l'isolateur optique sont pris en compte comme des éléments atténuants.

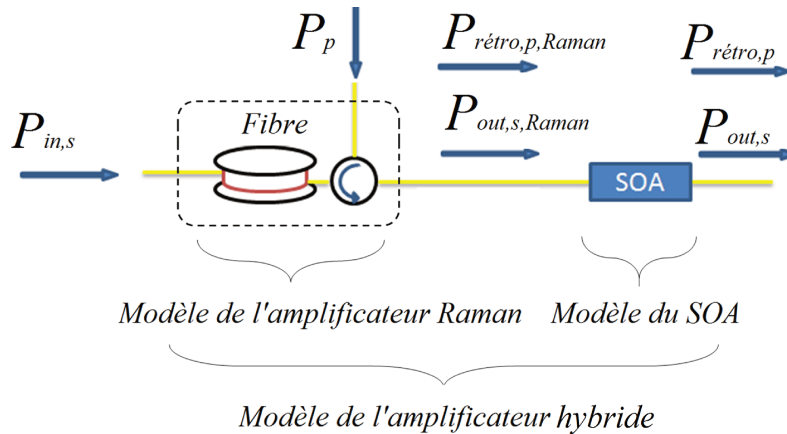


FIGURE 4.22 – Présentation schématique du modèle de l'amplificateur hybride Raman-SOA.

4.3.3 Validation expérimentale de la modélisation de l'amplificateur Raman

Le montage expérimental mis en place pour caractériser l'amplificateur Raman, en configuration contra-propagative par rapport aux signaux injectés, est présenté sur la figure 4.23.

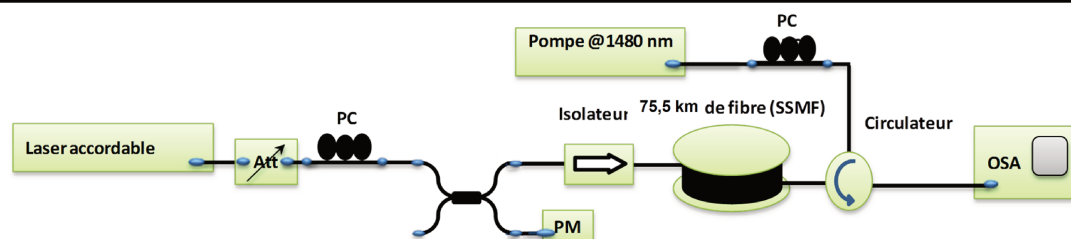


FIGURE 4.23 – Montage expérimental mis en place pour caractériser un amplificateur Raman excité par une pompe d'une longueur d'onde de 1480 nm injectée dans une fibre optique SMF de 75,5 km.

Dans ce montage, la puissance de la pompe est ajusté par le courant d'alimentation du laser pompe. Alors que le signal optique injecté est généré par un laser accordable. La fibre utilisée est une SSMF de 75,5 km de long. Pour calculer le gain Raman (on-off), nous avons mesuré l'atténuation (ou le gain) de la chaîne de transmission, d'abord en absence et puis en présence de la pompe Raman. Nous avons comparé le gain simulé de l'amplificateur Raman avec celui mesuré, pour différentes puissances de la pompe Raman (figure 4.24). Malgré le fait que la plage des grandes longueurs d'ondes (supérieures à 1570 nm) ne soit pas mesurable en raison des limites du laser accordable, nous constatons que les résultats de simulation sont en bon accord avec la mesure.

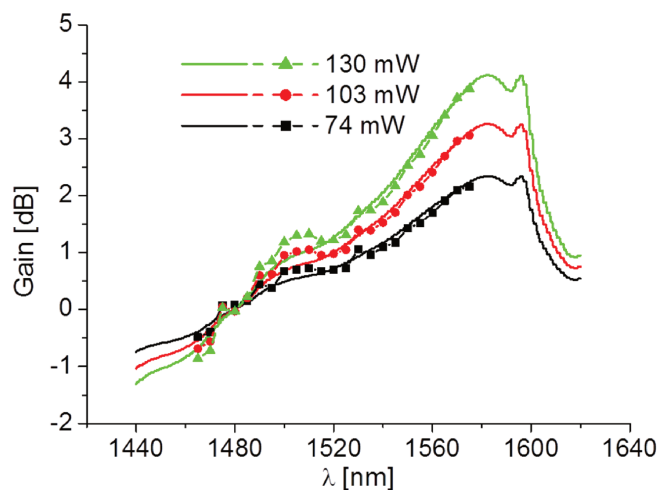


FIGURE 4.24 – Gain(on-off) mesuré (traits pointillés) et simulé (trait plein) de l'amplificateur Raman pour plusieurs puissances de la pompe Raman. La longueur de la fibre optique est de 75,5 km et la puissance du signal à l'entrée est de -6 dBm.

Nous avons aussi comparé la puissance de la pompe rétrodiffusée ($P_{\text{rétro},p,\text{Raman}}$), obtenue par mesure, avec celle obtenue par simulation, pour plusieurs puissances de la pompe Raman. Les résultats de la comparaison sont présentés sur la figure 4.25. Nous constatons que les résultats de mesure sont décalés par rapport à ceux obtenus en simulation d'environ $0,6$ dB. Dans la suite, nous avons corrigé cette erreur en effectuant un décalage de

0,6 dB sur les valeurs calculées par la simulation (figure 4.25). Les résultats obtenus après la correction de 0,6 dB sont présentés sur la figure 4.25.

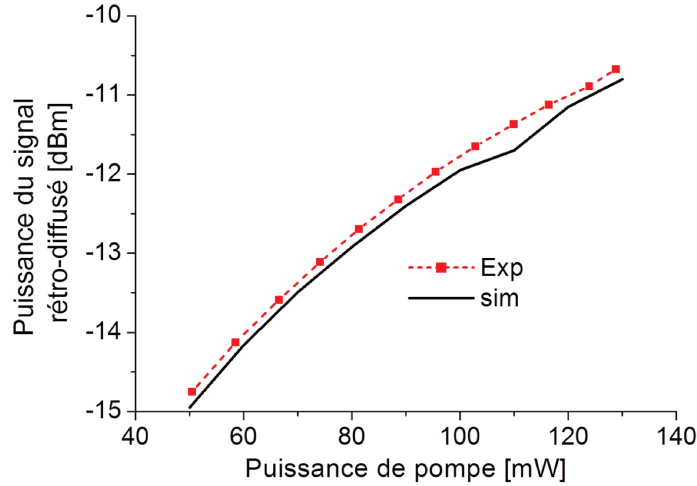


FIGURE 4.25 – Puissance rétro-diffusée de la pompe obtenue par mesure et par simulation à la sortie de l’amplificateur Raman en fonction de la puissance de pompe Raman.

4.3.4 Étude par simulation de l’amplificateur hybride SOA-Raman

Les résultats obtenus sur les figures 4.24 et 4.25 montrent que le modèle de l’amplificateur Raman est valide et peut donc être exploité avec le modèle du SOA dans la suite pour préciser l’étude de l’amplificateur hybride.

4.3.4.1 Influence de la puissance de la pompe Raman sur la BO @ -1dB

Nous avons tracé la BO@-1dB de l’amplificateur hybride Raman-SOA en fonction de la puissance de la pompe Raman, pour différentes longueurs d’ondes de la pompe : 1450 nm, 1460 nm, 1470 nm et 1480 nm. Pour des raisons de simplicité, les paramètres du modèle de l’amplificateur Raman $g_{R,pic}$ (coefficient du gain Raman au pic) et γ_p (coefficient de diffusion Rayleigh) sont fixés aux valeurs correspondant à la longueur d’onde de la pompe Raman 1480 nm (annexe B). Dans cette simulation, le courant d’alimentation du SOA a été fixé à 400 mA, la puissance du signal injecté dans l’amplificateur hybride est de -6 dBm, et la longueur de la fibre optique est de 75,5 km. Les résultats obtenus sont présentés sur la figure 4.26. Cette figure montre que la bande passante optique maximale est obtenue pour une longueur d’onde de la pompe de 1460 nm et pour une puissance d’environ 94 mW. Pour les longueurs d’ondes de pompe supérieures à 1460 nm, la bande passante optique se réduit légèrement (de l’ordre de 1 nm) et requiert des puissances de pompe de plus en plus fortes lorsque sa longueur d’onde augmente. Cela vient du fait que le spectre de gain des signaux anti-Stokes (ayant des basses longueurs d’ondes par rapport à la pompe Raman) se situe dans la plage d’amplification du SOA, réduisant ainsi la BO du côté des courtes longueurs d’ondes. En outre, plus la puissance de la pompe

Raman augmente, plus la puissance de la pompe rétro-diffusée aussi et cette dernière étant réinjectée dans le SOA, contribue à saturer son gain, réduisant ainsi la BO pour un courant d'alimentation donné du SOA.

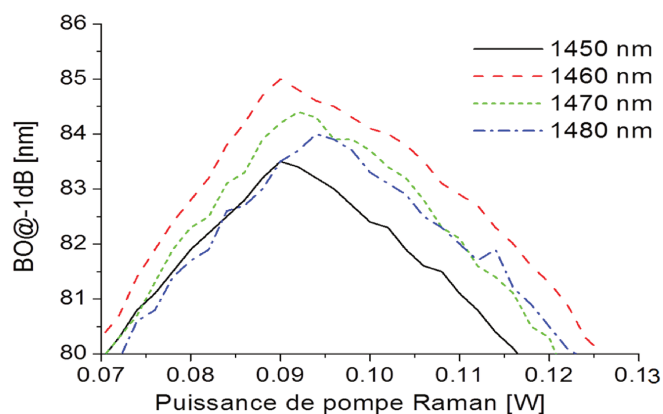


FIGURE 4.26 – Bande passante de l'amplificateur hybride Raman-SOA en fonction de la puissance de la pompe Raman pour différentes longueurs d'onde de celle-ci. Le courant d'alimentation du SOA est de 400 mA, la puissance du signal injecté de -6 dBm.

4.3.4.2 Influence de la longueur d'onde de la pompe Raman sur la $BO@-1dB$

Dans cette partie, nous utilisons le terme *bande passante optique optimale* de l'amplificateur hybride pour indiquer la BO maximale obtenue lors de l'étude en fonction de la puissance de pompe Raman. La figure 4.27 présente l'évolution de cette bande passante optimale, en fonction de la longueur d'onde de la pompe Raman, pour différents courants d'alimentation du SOA.

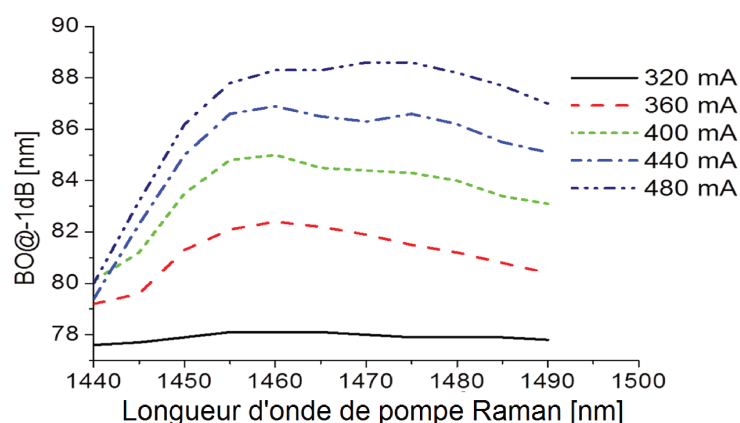


FIGURE 4.27 – $BO@-1dB$ optimale de l'amplificateur hybride Raman-SOA en fonction de la longueur d'onde de la pompe Raman pour différents courants d'alimentation du SOA. La puissance de la pompe Raman est ajustée de sorte qu'elle donne la bande passante optimale.

Nous remarquons que plus le courant du SOA augmente, plus la bande passante optimale s'élargit. Par exemple, pour un courant d'alimentation du SOA de 400 mA , nous arrivons à élargir la BO maximale définie @ -1dB jusqu'à 85 nm avec une pompe Raman de longueur d'onde 1460 nm . Alors que, pour un courant d'alimentation de 480 mA , le maximum de la bande passante obtenue est de 89 nm pour une longueur d'onde de la pompe de 1470 nm . En effet, comme l'augmentation du courant d'alimentation du SOA décale et augmente le pic du spectre de gain vers les courtes longueurs d'ondes (chapitre 2, figure 2.21), il faut augmenter la puissance de la pompe pour améliorer le gain sur la plage spectrale des grandes longueurs d'ondes et aplatir de nouveau le spectre de gain à la sortie de l'amplificateur hybride. Par conséquent, le décalage du pic du gain obtenu par l'augmentation du courant d'alimentation permet d'élargir la bande passante optique lors de l'égalisation. Ceci est illustré sur la figure 4.28. Cette dernière représente l'évolution de la puissance de la pompe Raman à 1460 nm , correspondant au maximum de la BO, et l'évolution de ce dernier, en fonction du courant d'alimentation du SOA. Sur cette figure, la longueur d'onde de la pompe choisie est de 1460 nm .

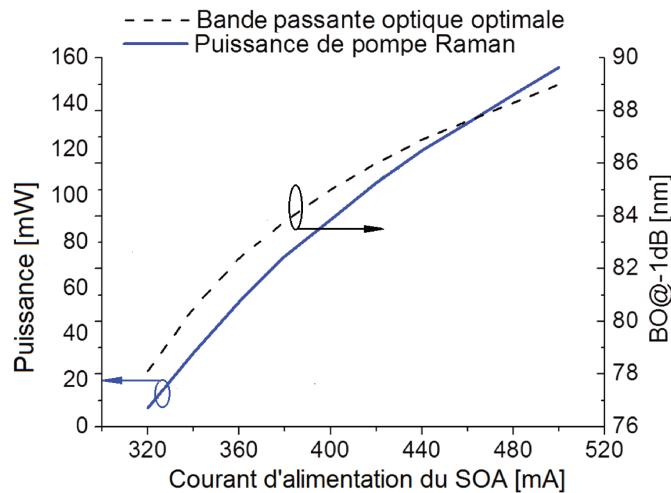


FIGURE 4.28 – BO optimale @ -1dB de l'amplificateur hybride Raman-SOA et puissance de pompe Raman requise, en fonction du courant d'alimentation du SOA. La longueur d'onde de la pompe Raman est de 1460 nm .

La simulation de l'amplificateur hybride, présentée auparavant, a montré la possibilité d'élargir la BO de l'amplificateur hybride SOA-Raman pour tous les points de fonctionnement correspondant à un courant d'alimentation supérieur à 320 mA . La valeur de la BO optimale obtenue dépend de ce courant d'alimentation du SOA. Les résultats de simulation montrent par exemple la possibilité d'élargir la BO @ -1dB du SOA jusqu'à 89 nm pour un courant d'alimentation de 480 mA . Par la suite, nous allons réaliser expérimentalement l'amplificateur hybride en limitant cependant le courant maximal à 400 mA . Nous sommes également contraints d'utiliser une pompe Raman disponible uniquement à 1480 nm .

Nous justifions notre choix du courant et de la longueur d'onde par les raisons suivantes :

- Le SOA utilisé est non fibré et couplé à deux fibres lentillées à l'aide de supports piézoélectriques. Nous avons constaté que l'augmentation du courant d'alimentation du SOA au delà de 400 mA, provoque un échauffement qui contribue à déstabiliser le couplage fibre-SOA, perturbant ainsi les résultats de mesure.
- La pompe Raman disponible au laboratoire est un laser commercial à 1480 nm. Les simulations ont montré que la BO maximale est obtenue pour une longueur d'onde de la pompe à 1460 nm mais pour les longueurs d'ondes de pompe allant de 1460 à 1480 nm, la BO est légèrement réduite (de l'ordre de 1 nm).

4.3.5 Caractérisations expérimentales de l'amplificateur hybride Raman-SOA

4.3.5.1 Dispositif expérimental

Le schéma expérimental de l'amplificateur hybride est présenté sur la figure 4.29. Cet amplificateur est composé d'une pompe Raman suivie par un contrôleur de polarisation et d'un circulateur optique. L'amplification Raman est excitée dans une fibre optique mono mode de type SMF de longueur 75,5 km. Le circulateur optique relie le SOA à large bande avec la fibre de transmission. L'isolateur sert à bloquer la pompe Raman à l'entrée de l'amplificateur hybride. La pompe Raman délivre une puissance maximale de 23 dBm centrée autour de la longueur d'onde 1480 nm.

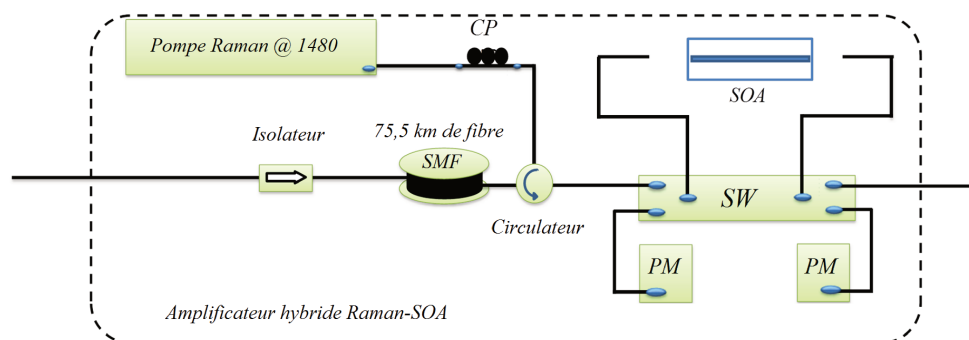


FIGURE 4.29 – Présentation expérimentale de l'amplificateur hybride Raman-SOA.

La figure 4.30 présente le banc de mesure mis en place pour caractériser l'amplificateur hybride Raman-SOA.

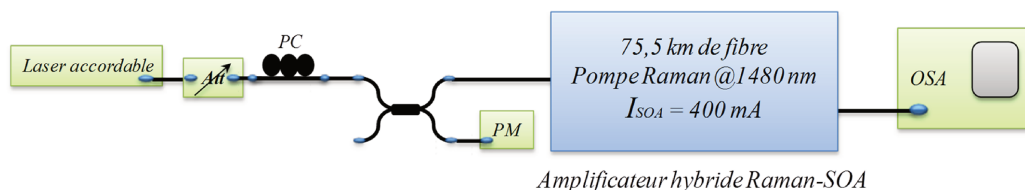


FIGURE 4.30 – Banc de mesure mis en place pour caractériser statiquement l’amplificateur hybride, Att : atténuateur optique variable, PM : radiomètre, OSA : analyseur de spectre optique, SW : commutateur optique, PC : contrôleur de polarisation.

4.3.5.2 Gain et bande passante optique en régime petit signal

Nous avons obtenu, en ajustant la puissance de la pompe Raman, un amplificateur hybride Raman-SOA à large bande passante pour différents courants d’alimentation du SOA. Pour cela, nous avons tout d’abord optimisé la polarisation de la pompe Raman afin d’obtenir un gain maximal du signal à la sortie de l’amplificateur hybride Raman-SOA. Ensuite, nous avons optimisé la puissance de la pompe Raman pour élargir au maximum le spectre de gain à la sortie de l’amplificateur hybride Raman-SOA. Les spectres de gain obtenus sont présentés sur la figure 4.31 pour plusieurs courants du SOA. Nous présentons dans le tableau 4.1 les bandes passantes optiques maximales obtenues en fonction du courant d’alimentation du SOA et de la puissance de la pompe Raman. Nous constatons que le système hybride réalisé permet d’obtenir une BO à $89 \text{ nm}@ -1 \text{ dB}$ pour un courant d’alimentation du SOA de 400 mA et une puissance de la pompe Raman de 130 mW .

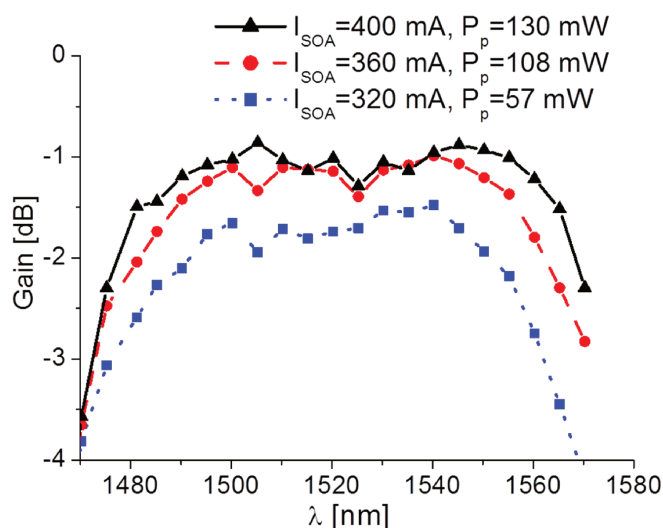


FIGURE 4.31 – Spectres de gain à la sortie l’amplificateur hybride à gain égalisé pour plusieurs courants d’alimentation du SOA et pour plusieurs puissances de la pompe Raman. La longueur d’onde de la pompe Raman est 1480 nm . La puissance du signal est de $-6,8 \text{ dBm}$

I_{SOA} (mA)	$P_{puissancepompe}$ (mW)	BO@ -1 dB (nm)
400	130	89
360	108	80
320	57	77
320	0	73

TABLE 4.1 – Synthèse des résultats obtenus sur la figure 4.31. Les BO obtenues avec pompe Raman sont comparées avec le cas sans pompe Raman (0 mW).

Pour bien montrer l'intérêt des performances obtenues avec l'amplificateur hybride, nous avons superposé sur la figure 4.32 le profil du gain normalisé par rapport au gain maximum du SOA, obtenu précédemment pour un courant d'alimentation de 260 mA et correspondant à la bande passante optimale pour le SOA seul (figure 2.21), avec celui de l'amplificateur hybride Raman-SOA, obtenu pour un courant d'alimentation de 400 mA. Nous constatons bien que la BO, dans le cas de l'amplificateur hybride Raman-SOA (89 nm) est bien améliorée de 16 nm par rapport à celle du SOA seul (73 nm). Nous remarquons bien que cette amélioration a été obtenue en rehaussant le gain des grandes longueurs d'ondes grâce à l'appui de l'amplification Raman.

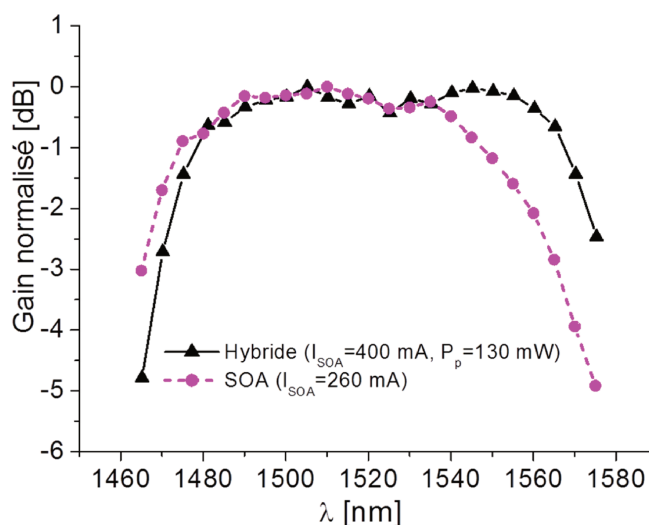


FIGURE 4.32 – Comparaison des profils normalisés du gain de l'amplificateur hybride Raman-SOA et du SOA seul. Dans chaque cas, le courant d'alimentation du SOA correspond au cas où la BO est optimale pour l'amplificateur.

4.3.5.3 Caractérisation du NF

Il est bien connu qu'un amplificateur hybride Raman-SOA présente un NF faible [117], par rapport à celui du SOA seul grâce au faible NF équivalent de l'amplificateur Raman [138]. Pour caractériser le NF de l'amplificateur hybride qui correspond au NF équivalent, nous sommes obligés expérimentalement de tenir compte de la fibre et de ses pertes

intrinsèques (figure 4.33). En effet le NF mesuré est celui de l'amplificateur hybride complet incorporant la fibre de 75,5 km de long.

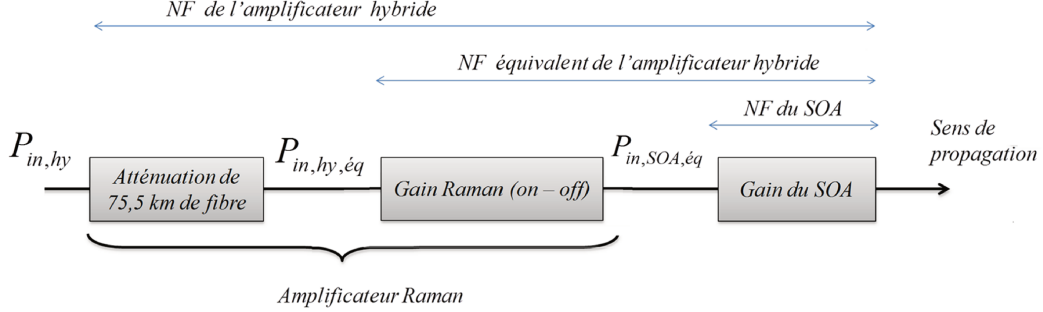


FIGURE 4.33 – Définitions choisies pour le NF (mesuré) et le NF équivalent de l'amplificateur hybride Raman-SOA.

Nous pouvons calculer le NF équivalent à partir du NF mesuré de l'amplificateur hybride, en remplaçant la puissance à l'entrée de l'amplificateur hybride par celle ayant subi l'atténuation de la fibre comme suit :

$$P_{in,hy,eq}|_W = \frac{10^{\frac{(P_{in,hy}|_{dBm} - A_f|_{dB})}{10}}}{1000} \quad (4.5)$$

$P_{in,hy}|_{dBm}$ correspond à la puissance du signal (en dBm) à l'entrée de l'amplificateur hybride, $A_f|_{dB}$ aux pertes dans la fibre de 75,5 km de long. En utilisant l'équation (4.5), le NF équivalent de l'amplificateur hybride s'écrit par :

$$NF_{hy,eq}|_{dB} = 10 \log_{10} \left[P_{in,hy,eq}|_W \frac{P_{out,ase}|_W}{P_{out,sig}|_W} \frac{1}{hc^2 \frac{\Delta\lambda}{\lambda^3}} \right] \quad (4.6)$$

$P_{out,sig}|_W$ correspond à la puissance du signal (en W), $P_{out,ase}|_W$ la puissance moyenne de l'ASE (en W), à la sortie de l'amplificateur hybride. $\Delta\lambda$ est la résolution de l'OSA et λ est la longueur d'onde du signal.

Nous déterminons le NF du SOA dit "NF équivalent du SOA" (le NF obtenu dans le cas où l'injection est inévitable de la pompe rétro-diffusée) à partir du NF de l'amplificateur hybride, en remplaçant la puissance à l'entrée de l'amplificateur hybride par une puissance ayant subi l'atténuation dans la fibre et bénéficie du gain Raman (on-off) comme suit :

$$P_{in,SOA,eq}|_W = \frac{10^{\frac{(P_{in,hy}|_{dBm} - A_f|_{dB} + G_{Ra}|_{dB})}{10}}}{1000} \quad (4.7)$$

où $G_{Ra}|_{dB}$ est le gain Raman (on-off). Ainsi, le NF du SOA de l'amplificateur hybride est obtenu par :

$$NF_{SOA,eq}|_{dB} = 10 \log_{10} \left[P_{in,SOA,eq}|_W \frac{P_{out,ase}|_W}{P_{out,sig}|_W} \frac{1}{hc^2 \frac{\Delta\lambda}{\lambda^3}} \right] \quad (4.8)$$

Nous avons utilisé les relations 4.6 et 4.8 pour tracer les courbes de la figure 4.34(b). Pour analyser l'évolution de ces NF, nous avons représenté sur la figure 4.34(a) les profils de gain correspondants pour le Raman-hybride et le SOA seul. Nous constatons que le NF de l'amplificateur hybride diminue d'autant que le gain Raman augmente par rapport à celui du SOA seul (figure 4.34(b)). Par exemple, pour une longueur d'onde de 1565 nm, le gain Raman atteint une valeur de 3.5 dB (figure 4.34(a)) et le NF diminue de 3,5 dB (figure 4.34.(b)).

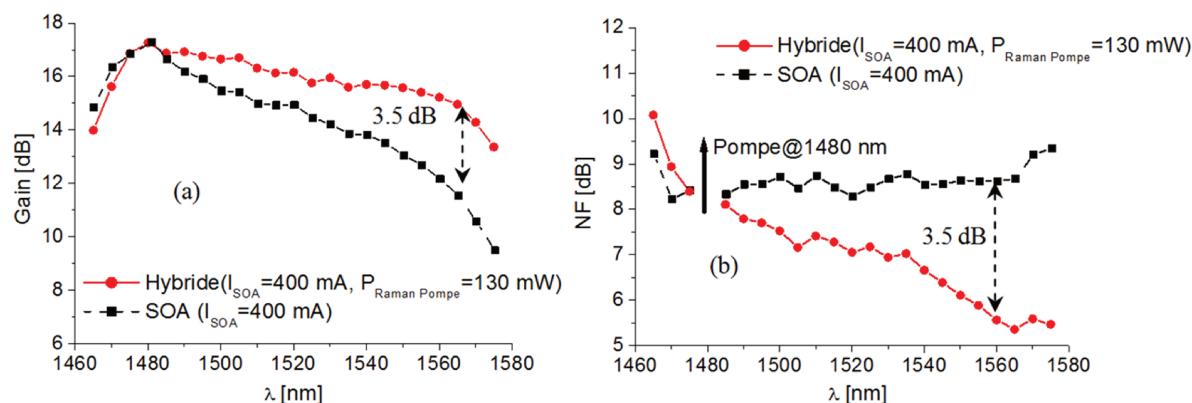


FIGURE 4.34 – Spectres du gain (a) et du NF (b) mesurés pour l'amplificateur hybride Raman-SOA et le SOA. La puissance de la pompe Raman est de 130 mW et le courant d'alimentation du SOA de 400 mA. La puissance du signal est de $-6,8$ dBm

4.3.5.4 Caractérisation de l'amplificateur Raman-SOA en régime saturé

Dans le deuxième chapitre, nous avons montré l'évolution de la BO @ -1 dB du SOA en fonction de la puissance injectée sur la figure 2.25. De la même manière, nous étudions ici celle de l'amplificateur hybride Raman-SOA.

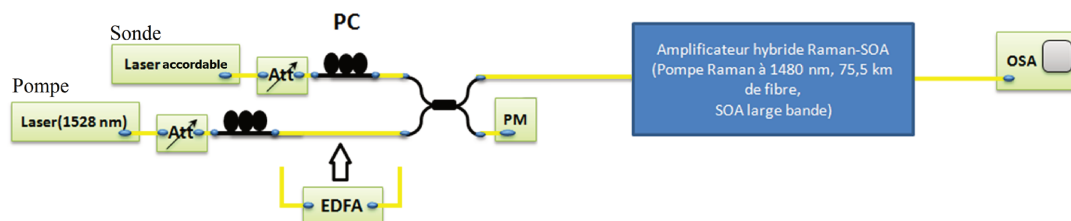


FIGURE 4.35 – Montage expérimental pompe-sonde mis en place pour caractériser l'amplificateur hybride en régime saturé. Att : atténuateur optique variable, PM : radiomètre, OSA : analyseur de spectre optique, PM : radio mètre, PC : contrôleur de polarisation, EDFA : amplificateur à fibre optique dopée Erbium. L'amplificateur hybride Raman-SOA est décrit à la figure 4.29.

Il est connu que la puissance de saturation de l'amplificateur Raman est bien plus élevée que celle du SOA [139] et l'on peut s'attendre à ce que la saturation de l'amplificateur

hybride soit essentiellement liée à celle du SOA. La figure 4.35 présente le banc expérimental utilisé pour caractériser la BO du système hybride en régime saturé. Nous avons utilisé une pompe à 1528 nm, pour saturer l'amplificateur hybride. Le laser accordable permet de générer le signal sonde à faible puissance ($-6,8$ dBm) et est utilisé comme sonde pour mesurer le gain de l'amplificateur hybride.

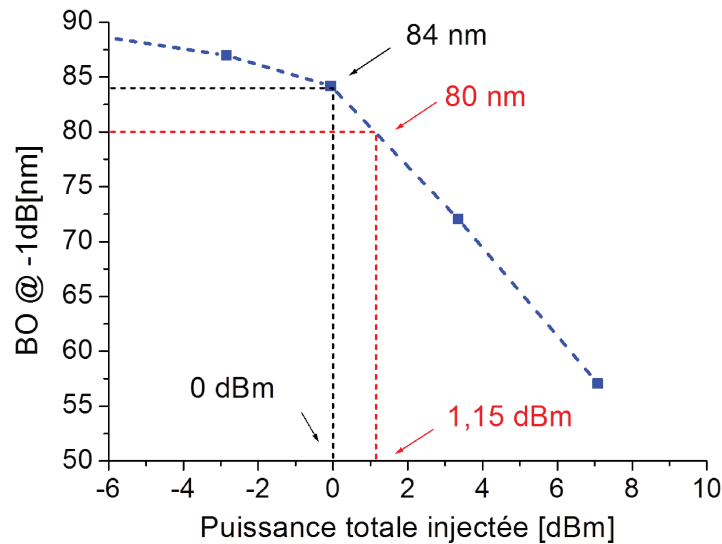


FIGURE 4.36 – Bande passante optique @ -1 dB de l'amplificateur hybride, en fonction de la puissance totale injectée. La longueur d'onde de la pompe est de 1528 nm, le courant d'alimentation est de 400 mA.

La figure 4.36 présente l'évolution de la BO de l'amplificateur hybride Raman-SOA à gain égalisé (89 nm), en fonction de la puissance totale injectée (puissance de la pompe + celle de la sonde). Nous constatons que la BO diminue progressivement de 5 nm entre $-6,8$ dBm et 0 dBm. Au delà de 0 dBm, la BO chute fortement avec l'augmentation de la puissance de la pompe : elle devient inférieure à 80 nm pour une puissance optique totale injectée supérieure à 1,15 dBm. Ainsi, pour rester avec une BO de l'amplificateur hybride Raman-SOA, supérieure à 80 nm, la puissance totale injectée ne doit pas dépasser 1,15 dBm.

4.3.6 Démonstration expérimentale d'une transmission de 7 canaux CWDM à travers l'amplificateur hybride

Pour exploiter les résultats de l'étude expérimentale précédente sur l'amplificateur hybride Raman-SOA, nous avons réalisé une chaîne de transmission de 100 km de long. Cette chaîne utilise l'amplificateur hybride Raman-SOA, suivi par une fibre de 24,5 km. Nous utilisons 7 canaux CWDM aux longueurs d'ondes : 1468,3 ; 1491,0 ; 1511,0 ; 1527,7 ; 1551,2 ; 1571,0 et 1589,9 nm. Nous décrivons, tout d'abord, le dispositif expérimental utilisé et nous présentons ensuite les résultats de caractérisation obtenus en régime statique. Pour finir, nous qualifions la transmission, en régime dynamique, par la mesure du taux

d'erreur binaire avec un débit de 10 *Gbit/s* par canal. Le montage expérimental mis en place pour tester les performances de notre amplificateur hybride Raman-SOA avec 7 canaux CWDM est présenté sur la figure 4.37.

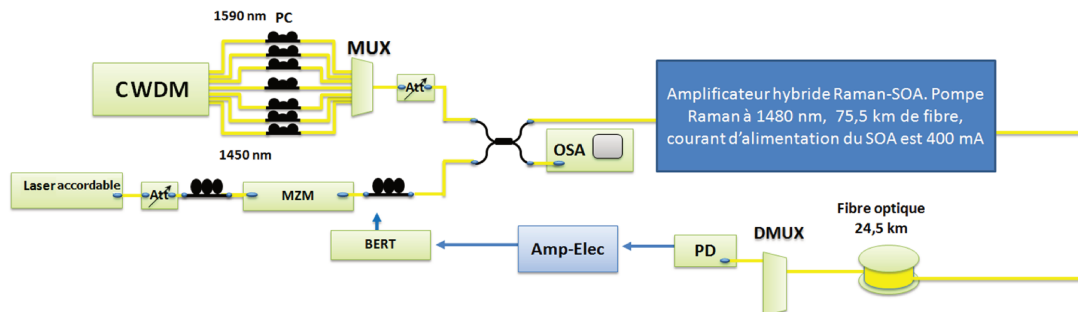


FIGURE 4.37 – Montage expérimental mis en place pour réaliser la transmission de 7 Canaux CWDM. CWDM : source CWDM, PC : contrôleur de polarisation, MUX : multiplexeur, OSA : analyseur de spectre optique, PM : puissance mètre, DMUX : démultiplexeur, PD : photodiode, BERT : générateur/analyseur de taux d'erreur binaire.

Il comporte principalement les éléments suivants :

- une source CWDM, qui intègre 7 lasers DFB (Distributed FeedBack laser) émettant aux longueurs d'ondes 1468,3 ; 1491,0 ; 1511,0 ; 1527,7 ; 1551,2 ; 1571,0 et 1589,9 *nm*. A la sortie de chaque laser, nous avons inséré un contrôleur de polarisation. Ces lasers (boîtiers SFP) sont modulés à 1 *Gbit/s* avec une séquence pseudo-aléatoire et multiplexés optiquement par un multiplexeur optique (MUX). La puissance de l'ensemble des lasers peut être atténuée grâce à un atténuateur variable situé à la sortie du multiplexeur.
- Un laser accordable suivi par un atténuateur, un contrôleur de polarisation, un modulateur optique en intensité MZM (*Mach-Zehnder Modulator*) et un second contrôleur de polarisation. Le MZM est modulé à 10 *Gbit/s* par un générateur de séquences pseudo-aléatoires au format NRZ. Le laser accordable est couplé avec la source CWDM à l'aide d'un coupleur 50/50 comme présenté sur la figure 4.37.
- un amplificateur hybride Raman-SOA à gain égalisé de 89 *nm* de BO@ -1*dB*. Son paramétrage est tel que le courant du SOA est de 400 *mA*, et la puissance de la pompe Raman est de 130 *mW*.
- une fibre de 24,5 *km* placée à la sortie de l'amplificateur hybride.
- Un récepteur composé d'un démultiplexeur (DMUX), utilisé pour séparer les canaux transmis, suivi d'une photodiode de bande passante électrique de 12,5 *GHz*. La sortie électrique de la photodiode est reliée à un analyseur de taux d'erreur binaire.

La figure 4.38 présente les spectres des canaux CWDM obtenus à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur hybride lors de l'égalisation. Sur le spectre de sortie, nous remarquons

bien la présence de la pompe rétro-diffusée à la longueur d'onde 1480 nm . La puissance de l'ensemble des signaux injectés a été fixée à $0,2 \text{ dBm}$. Pour cette puissance, la BO du système hybride à gain égalisé est d'environ 83 nm comme indiquée sur la figure 4.36.

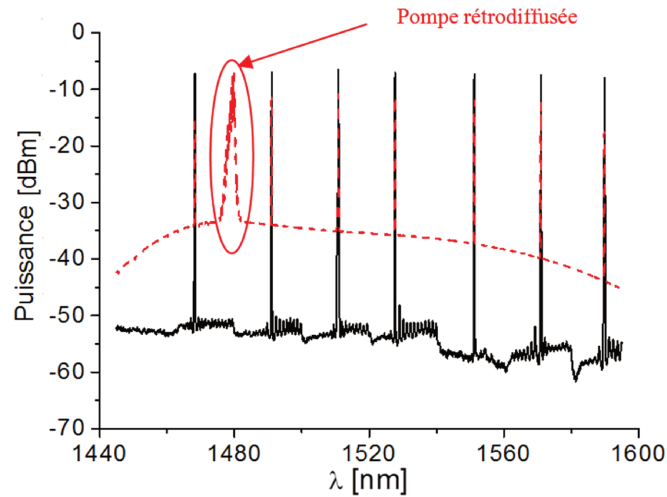


FIGURE 4.38 – Spectres des 7 canaux CWDM injectés (trait plein) et transmis (traits pointillés) dans l'amplificateur hybride à gain égalisé. La résolution de l'OSA est de $0,1 \text{ nm}$.

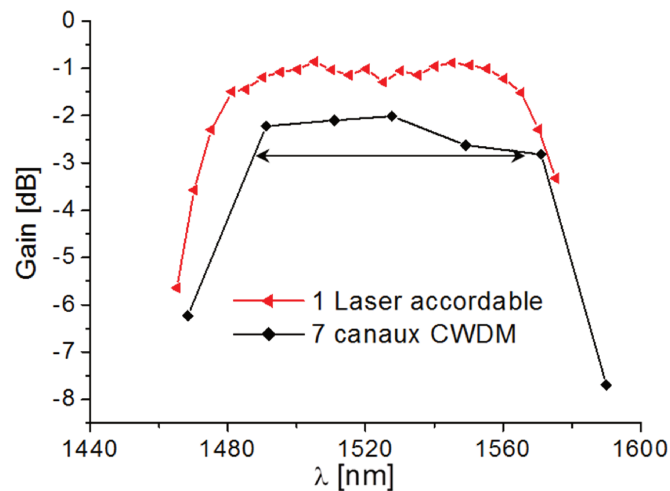


FIGURE 4.39 – Profils de gain de l'amplificateur hybride mesurés : 1) en injectant uniquement le signal issu du laser accordable avec une puissance de $-6,8 \text{ dBm}$ (triangle) ou en injectant simultanément les 7 canaux CWDM avec une puissance totale injectée de $0,2 \text{ dBm}$.

Sur la figure 4.39, nous comparons les spectres de gain de l'amplificateur hybride, mesuré d'une part en injectant uniquement le signal issu du laser accordable avec une

puissance de $-5,8$ dBm et d'autre part en présence des 7 canaux CWDM injectés simultanément avec une puissance totale de $0,2$ dBm . La réduction constatée de la bande passante provient de la saturation du SOA comme étudié dans le paragraphe 4.3.5.4 (figure 4.36). Nous constatons que l'amplificateur hybride permet d'amplifier correctement dans sa BO@ $-1dB$ 5 canaux CWDM correspondant aux longueurs d'ondes : 1491 ; 1511 ; 1527,7 ; 1551,2 et 1571 nm . Il est à noter dans ce cas que la gain maximal relève à la sortie du l'amplificateur est légèrement inférieure à celui mesuré par un laser accordable. Cela peut être dû à l'augmentation de la puissance totale injectée pour les 7 canaux CWDM.

Mesure des taux d'erreur binaire lors d'une transmission CWDM à 10 $Gbit/s$

Dans ce paragraphe, nous présentons les performances de transmission des 5 canaux CWDM à travers l'amplificateur hybride. Dans notre dispositif expérimental (figure 4.37), un seul canal est modulé à 10 $Gbit/s$, celui qui est émis par le laser accordable. Les autres canaux, émis par la source CWDM, sont modulés à 1 $Gbit/s$. Nous effectuons la mesure du taux d'erreur binaire (BER) sur le signal émis par le laser accordable. Pour mesurer ce BER pour les 5 canaux égalisés, nous remplaçons, à chaque mesure, un signal de la source CWDM par celui du laser accordable ajusté sur la même longueur d'onde que celle du canal CWDM vissé. Pour chacun des cinq canaux, le BER a été mesuré en fonction de la puissance reçue sur la photodiode. La figure 4.40 montre les résultats de mesure de BER obtenus pour les 5 canaux égalisés par l'amplificateur hybride comparés à ceux obtenus en l'absence de l'amplificateur hybride. Nous avons mesuré une pénalité en puissance d'environ 9 dB , par référence à un BER de 10^{-3} , dans le pire des cas (correspondant au canal de longueur d'onde la plus courte @1490 nm). Nous avons également, dans le pire des cas, mesuré une sensibilité pour la puissance reçue de $-15,5$ dBm , en considérant une référence de BER de 10^{-3} , qui est une valeur acceptable à la réception dans le cas de l'utilisation d'un code correcteur d'erreurs permettant après décodage d'atteindre un BER de 10^{-9} .

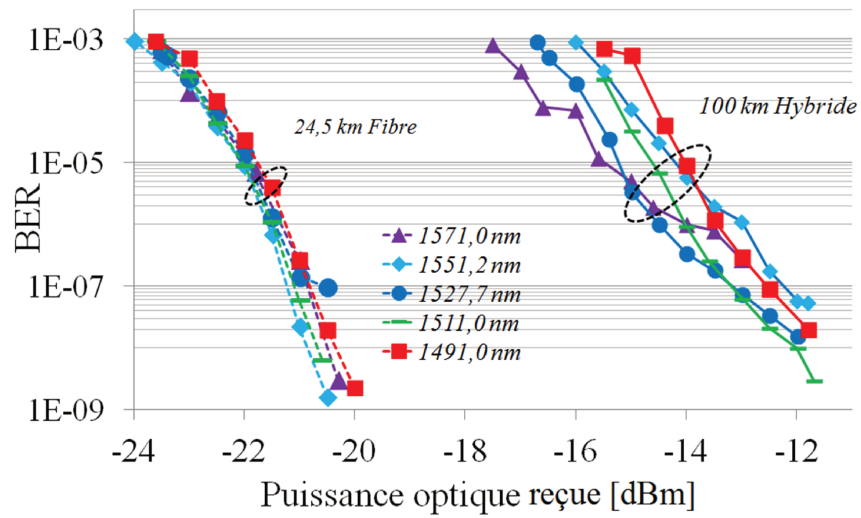


FIGURE 4.40 – Taux d'erreurs binaires (BER) mesurés sur chaque canal CWDM injecté en fonction de la puissance optique reçue sur la photodiode sans l'amplificateur hybride (24,5 km de fibre) et avec l'amplificateur hybride (100 km de fibre).

4.4 Conclusion

L'objectif de l'étude présentée dans ce chapitre consistait à évaluer et valider deux techniques permettant d'élargir et d'améliorer en la bande passante optique du SOA à large bande.

La première technique est basée sur le filtrage en réflexion spectralement sélectif. Nous avons présenté, tout d'abord, le principe de cette technique ainsi que le dispositif expérimental. Les résultats obtenus ont montré que l'ESOA émulé permet d'égaliser 8 canaux CWDM, avec un maximum de gain de $7,5 \text{ dB}$, avec une $\text{BO@} - 1\text{dB}$ supérieure à 140 nm pour une puissance totale injectée égale à -21 dBm . Nous avons trouvé que le NF de l'ESOA est plus important que celui du SOA simple passage avec une différence pouvant atteindre 7 dB dans la BO. Afin de d'étudier en détail les performances de l'ESOA, nous avons développé un modèle de celui-ci. En exploitant ce modèle, nous avons pu étudier l'impact de l'annulation des pertes internes du filtre en réflexion afin de se placer dans la situation où ce dernier serait intégré au plus près de la cavité du SOA. Ainsi, nous avons montré que l'ESOA peut fournir une $\text{BO@} - 1\text{dB}$ de 140 nm avec un gain de 16 dB et un NF variant de $9,2$ à 12 dB . Nous avons montré, par simulation, que l'ESOA peut tenir une $\text{BO@} - 1\text{dB}$ de 140 nm pour toutes les puissances injectées inférieures à $-4,9 \text{ dBm}$ en acceptant d'effectuer un ajustement du courant d'alimentation du SOA. Nous avons étudié l'influence de cet ESOA dans un système de transmission de 160 km avec deux span de 80 km . Nous avons montré de nouveau que l'ESOA pouvait avec la fibre maintenir une $\text{BO@} - 1\text{dB}$ supérieure à 140 nm en optimisant le courant d'alimentation et le profil spectral du filtre en réflexion.

La deuxième technique utilisée pour élargir la bande passante optique est basée sur la réalisation d'un amplificateur hybride Raman-SOA. Dans cette partie, nous décrivons tout d'abord le principe de l'amplificateur hybride. Nous présentons une modélisation du module hybride que nous validons grâce à un dispositif expérimental. Puis, nous exploitons ce module pour étudier l'influence de plusieurs paramètres sur la BO du dispositif. Nous avons étudié, principalement par simulation, la BO de cet amplificateur, en fonction de la longueur d'onde de la pompe Raman. Nous avons montré également que plus le courant d'alimentation du SOA augmente, plus la BO s'élargit. Dans un deuxième temps, nous avons réalisé, expérimentalement, cet amplificateur hybride Raman-SOA, en utilisant une pompe Raman à 1480 nm et une fibre optique de $75,5 \text{ km}$ de long. Nous avons constaté que le système hybride réalisé permet d'élargir la $\text{BO@} - 1\text{dB}$ de 16 nm par rapport au SOA seul jusqu'à $89 \text{ nm@} - 1\text{dB}$, pour un courant d'alimentation du SOA fixé à 400 mA et pour une puissance de la pompe Raman à 130 mW . Nous avons constaté que le NF de l'amplificateur hybride diminue avec le gain Raman. Pour exploiter l'amplificateur hybride, nous avons réalisé une chaîne de transmission de 100 km de long. Nous avons constaté que l'amplificateur hybride permet d'amplifier correctement dans sa $\text{BO@} - 1\text{dB}$ 5 canaux CWDM de longueurs d'ondes : $1491,0$; $1511,0$; $1527,7$; $1551,2$ et $1571,0 \text{ nm}$. Nous avons mesuré le taux d'erreur binaire (BER) pour un débit de 10 Gbit/s par canal en fonction de la puissance reçue sur la photodiode et nous avons obtenu une pénalité en puissance d'environ 9 dB dans le pire des cas. Nous avons également, dans le pire des cas, mesuré une puissance "seuil" de réception de $-15,5 \text{ dBm}$, en considérant une référence de BER de 10^{-3} .

Conclusion générale

Le travail mené dans cette thèse a permis d'étudier un amplificateur optique à semi-conducteurs (SOA) à base de multi-puits quantique, dans le cadre des projet ANR AROME et UltraWIDE [17, 140].

Après avoir fait le bilan de l'état de l'art dans le domaine de l'amplification optique large bande, nous nous sommes attachés à la modélisation semi-phénoménologique du gain matériau et du coefficient de gain d'une structure à base de multi-puits quantique. Ce modèle nous a permis de proposer une modélisation large bande avec un nombre réduit de paramètres. L'intégration de notre modèle dans un modèle de SOA déjà développé au laboratoire a montré son efficacité pour restituer quantitativement le comportement statiques (gain, facteur de bruit) des SOA large bande, fournis par Alcatel-Thales III-V Lab, sur une large plage de longueurs d'onde (> 110 nm), de courants d'alimentation et de puissances optiques.

Dans un premier temps, pour un SOA mono-électrode, nous avons optimisé la bande passante à un gain cible en jouant sur la longueur et le courant d'alimentation du SOA. Nous avons alors montré qu'une telle optimisation avait un impact en terme de densité de courant et provoquait une variation de la puissance de saturation et du NF en fonction du gain cible. Nous avons à cette occasion montré qu'une modélisation parabolique du gain matériau ne permettait pas de reproduire avec suffisamment de précision l'évolution de la bande passante optimisée en fonction de la longueur du SOA et nécessitait l'utilisation d'un modèle d'ordre 4. Dans un deuxième temps, nous avons mis en évidence qu'une structure bi-électrode n'apportait pas d'amélioration de la bande passante optimisée, et ce quelque soit la répartition de longueur des électrodes du SOA. En revanche, la structure bi-électrode permet d'adapter la répartition de courant pour optimiser les caractéristiques statiques du SOA en termes de puissance de saturation et de NF, sans sacrifier ni le gain maximal ni la bande passante optique. Nous avons obtenu une amélioration jusqu'à 4 dB de la puissance de saturation et jusqu'à 2 dB du NF.

Enfin, nous avons mis en place deux techniques d'élargissement de la bande passante optique de SOA à large bande. La première technique est fondée sur le filtrage en réflexion spectralement sélectif (ESOA). Le dispositif expérimental permettant d'exploiter cette technique a permis d'amplifier 8 canaux CWDM avec un gain de 7,5 dB dans une bande passante optique définie à -1 dB supérieure à 140 nm. Pour l'évolution des caractéristiques statiques de l'ESOA, notamment le gain, le NF et la bande passante, la modélisation a permis d'étudier l'influence du courant d'alimentation, de la puissance in-

jectée et des pertes internes du filtre de l'ESOA sur ces caractéristiques. Une ultra-large bande passante définie à -1 dB de 141 nm avec un gain de 16 dB peut être obtenue dans le cas d'un composant intégré. La deuxième technique, basée sur l'amplificateur hybride Raman-SOA a fourni une bande passante optique définie à -1 dB de 89 nm avec un gain de 17 dB. Nous avons ainsi pu réaliser une transmission de 5 canaux CWDM allant jusqu'à 10 Gb/s sur 100 km.

Tout au long de ce travail, Les résultats obtenus montrent la très bonne concordance entre simulations et mesures, quelque soit la configuration envisagée (SOA seul, ESOA, Raman-SOA). Nous avons aussi montré que, pour toutes les structures précédentes, une augmentation de la puissance optique injectée pouvait être compensée par une augmentation du courant d'alimentation pour maintenir une large bande passante optique.

Perspectives

En perspectives, nous envisageons plusieurs extensions à notre travail :

1. Simplifier le modèle du gain matériau proposé dans ce travail. Il sera intéressant de considérer g_0 (Eq. 2.2) comme un paramètre à optimiser au lieu de le calculer. Rappelons que pour calculer ce paramètre, il est indispensable de connaître la composition de la zone active du SOA. Ainsi, cette considération contribue à simplifier le modèle proposé et le rendre complètement phénoménologique.
 2. Étudier l'optimisation de la puissance de saturation et du NF avec des structures SOA multi-électrodes (≥ 3 électrodes).
 3. Étudier dans le cadre de la technique d'élargissement utilisant des ESOA l'influence des courants d'alimentation supérieurs à 260 mA, sur la bande passante optique, sur l'évolution de la puissance de saturation et sur le NF.
 4. Examiner, en utilisant notre plateforme de simulation Raman-SOA, l'influence sur la bande passante optique de plusieurs paramètres comme : l'injection de plusieurs pompes optiques simultanément, l'influence d'une pompe Raman polarisé et l'utilisation de différents types de fibre Raman comme milieu d'amplification. Il est aussi intéressant d'étudier l'effet Raman provoqué par les signaux transmis les uns sur les autres pour améliorer la bande passante optique (effet Raman auto-induit).
-

Annexe A

Réponses fréquentielles du SOA (SGM et XGM) en régime petit-signal

Nous donnons dans cette annexe les réponses fréquentielles SGM et XGM du SOA en régime petit signal [128]. Nous nous intéressons dans le cas où deux signaux optiques sont injectés simultanément dans le SOA : une sonde continue de faible puissance $P_{in0,s}$, une pompe de puissance variable dans le temps $P_{in}(t)$ avec une valeur moyenne $P_{in0,p}$ et avec une amplitude $\frac{\sqrt{P_{in}P_{in}^*}}{2}$. Écrivons l'équation donnant la puissance de la pompe $P_{in}(t)$ à l'entrée de SOA :

$$P_{in}(t) = P_{in0,p} + \frac{P_{in}}{2}e^{j2\pi ft} + \frac{P_{in}^*}{2}e^{-j2\pi ft} \quad (\text{A.1})$$

où f est la fréquence de modulation. En présence de la pompe, la densité de porteurs $N(t)$, dans la zone active du SOA, sera modulée en fonction du temps comme suit :

$$N(t) = N_{0,m} + \frac{n_f}{2}e^{j2\pi ft} + \frac{n_f^*}{2}e^{-j2\pi ft} \quad (\text{A.2})$$

où $N_{0,m}$ correspond à la densité moyenne de porteurs, n_f n_f^* sont respectivement l'amplitude de la variation de la densité de porteurs en régime petit-signal dans la zone active et son conjugué. La variation de la densité de porteurs induit une modulation du gain de la pompe et celui de la sonde comme suit :

$$G(N(t), \lambda_p) = G(N_{0,m}, \lambda_p) + \left. \frac{\partial G(N, \lambda_p)}{\partial N} \right|_{N_{0,m}} (n_f e^{j2\pi ft} + n_f^* e^{-j2\pi ft}) \quad (\text{A.3})$$

$$G(N(t), \lambda_s) = G(N_{0,m}, \lambda_s) + \left. \frac{\partial G(N, \lambda_s)}{\partial N} \right|_{N_{0,m}} (n_f e^{j2\pi ft} + n_f^* e^{-j2\pi ft}) \quad (\text{A.4})$$

où $G(N_{0,m}, \lambda_p)$ et $G(N_{0,m}, \lambda_s)$ sont les gains optiques correspondant aux puissances injectées $P_{in0,p}$ et $P_{in0,s}$. On peut déduire la variation de la densité de porteurs n_f , dans la zone active en régime petit-signal à partir de l'équation d'évolution en modélisant le SOA par une seule section :

$$\frac{dN}{dt} = \frac{I}{q_e L w d} - \frac{N}{\tau} - R_{sig,p} \quad (\text{A.5})$$

où τ correspond à la durée de vie des porteurs en absence de la recombinaison radiative de la pompe, $R_{sig,p}$ la recombinaison stimulée due à la pompe. Cette dernière peut être donnée par l'équation A.6. Cette equation est obtenu en combinant les équation 2.42,2.22 et 2.32 pour $\alpha = 0$, $R_g = 0$ $G(N, \lambda_p) = e^{\Gamma(g_m(N, \lambda_p))L}$ avec une section de calcul.

$$R_{sig,p} = \frac{c}{h\lambda_p w d_z} (G(N(t), \lambda_p) - 1) P_{in}(t) \quad (A.6)$$

En combinant les équations (A.5) et (A.6), nous obtenons :

$$\frac{dN}{dt} = \frac{I}{q_e L w d_z} - \frac{N}{\tau} - \frac{c}{h\lambda_p w d_z} (G(N(t), \lambda_p) - 1) P_{in}(t) \quad (A.7)$$

En régime statique (sans modulation ou à l'équilibre thermodynamique), tous les termes variant en fonction du temps s'annulent dans l'équation (A.7). Ainsi, l'équation d'évolution en régime statique s'écrit comme suit :

$$0 = \frac{I}{q_e L w d_z} \frac{N_{0,m}}{\tau} - \frac{c}{h\lambda_p w d_z} (G(N_{0,m}, \lambda_p) - 1) P_{in0,p} \quad (A.8)$$

À partir des équations de (A.1) à (A.8), nous pouvons montrer que la variation de la densité de porteurs n_f dans la zone active, en régime petit-signal, peut être donnée par les relations suivantes [33, 128] :

$$n_f = -\frac{\tau_d}{1 + j\omega\tau_d} \frac{\lambda_p}{hc} \frac{G(N_{0,m}, \lambda_p) - 1}{L w d_z} p_{in} \quad (A.9)$$

$$n_f^* = -\frac{\tau_d}{1 - j\omega\tau_d} \frac{\lambda_p}{hc} \frac{G(N_{0,m}, \lambda_p) - 1}{L w d_z} p_{in}^* \quad (A.10)$$

Où τ_d correspond à la durée de vie effective due à toutes des recombinaisons possibles dans la zone active est donnée par l'équation suivante :

$$\frac{1}{\tau_d} = \frac{1}{\tau} + \frac{\lambda}{hc} \frac{P_{in0,p}}{w d L} \left. \frac{\partial G(N(t), \lambda_p)}{\partial N} \right|_{N_{0,m}} \quad (A.11)$$

Pour simplifier les équations (A.11), (A.3) et A.4, nous supposons que le gain matériau $(g_m(N, \lambda))$ est donné par :

$$g_m(N, \lambda) = a_0(\lambda) (N - N_0) \quad (A.12)$$

où $a_0(\lambda)$ est le coefficient de gain en fonction de la longueur d'onde. Dans ce cas, les équations (A.11) devient :

$$\frac{1}{\tau_d} = \frac{1}{\tau} \left(1 + \frac{G(N_{0,m}, \lambda_p) P_{in0,p}}{P_{sat,p}} \right) = \frac{1}{\tau} \left(1 + \frac{P_{out0,p}}{P_{sat,p}} \right) \quad (A.13)$$

avec :

$$P_{sat,p} = \frac{hc}{\lambda_p} \frac{w d_z}{\Gamma a_0(\lambda_p) \tau_d} \quad (A.14)$$

La réponse petit-signal de la pompe $\Delta P_{out,p}$ qui est l'amplitude de la variation de la pompe peut être obtenue de la relation de la puissance pompe à la sortie. Cette réponse fréquentielle peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\Delta P_{out,p} = (1 - K) \frac{1}{(1 + j2\pi f\tau_d)} \left(1 + \frac{j2\pi f\tau_d}{1 - K}\right) G(N_{0,m}, \lambda_p) p_{in} \quad (\text{A.15})$$

avec :

$$K = \frac{\frac{P_{in0,p}(G(N_{0,m}, \lambda_p) - 1)}{P_{sat,p}}}{\left(1 + \frac{P_{in0,p}G(N_{0,m}, \lambda_p)}{P_{sat,p}}\right)} \approx \frac{\frac{P_{in0,p}G(N_{0,m}, \lambda_p)}{P_{sat,p}}}{\left(1 + \frac{P_{in0,p}G(N_{0,m}, \lambda_p)}{P_{sat,p}}\right)} \quad (\text{A.16})$$

De la même manière, la réponse petit-signal de la sonde $\Delta P_{out,s}$ est définie comme étant l'amplitude de la variation du signal de sonde à la sortie du SOA . Cette réponse fréquentielle peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\Delta P_{out,s} = - \left(\frac{1}{1 + j2\pi f\tau_d} \right) \frac{P_{in0,s}G(N_{0,m}, \lambda_s)G(N_{0,m}, \lambda_p)}{P_{sat,p} \left(1 + \frac{P_{in0,p}G(N_{0,m}, \lambda_p)}{P_{sat,p}}\right)} p_{in} \quad (\text{A.17})$$

Annexe B

Modélisation de l'amplificateur Raman

B.1 Modélisation statique

Nous présentons un modèle qui reproduit quantitativement le comportement statique de l'amplificateur Raman. Dans cette objectif, nous avons choisi un modèle classique développé dans les références [141] et [142]. Ce modèle est basé sur la déconvolution du spectre expérimental du gain Raman pour une fibre en silice pure [21]. Notons que R. H. Stolen a établi le modèle du spectre du gain Raman pour cette fibre [143]. En général, l'amplification optique Raman peut être excitée par une simple injection d'une pompe de forte puissance dans la fibre optique. Rappelons que les signaux situés côté Stokes (ayant une fréquence inférieure à celle de la pompe) seront amplifiés par le gain Raman, tandis que les signaux situés côté anti-Stokes (ayant une fréquence supérieure à celle de la pompe) seront absorbés [144]. Il est à noter que le gain Raman s'étend jusqu'à environ $25 THz$ ($\approx 200 nm$) par rapport à la fréquence de la pompe avec un pic dominant à $13,2 THz$ ($\approx 100 nm$).

Le modèle utilisé est basé sur le système d'équations d'évolution (B.1,B.2). Ces deux equations décrivent l'évolution de la puissance de la pompe P_p et celle de la sonde (P_s) le long de la fibre optique :

$$\frac{dP_s}{dz} = \alpha_s P_s + C_R(\lambda_s, \lambda_p) P_p P_s \quad (B.1)$$

$$\xi \frac{dP_p}{dz} = -\alpha_p P_p - \frac{\lambda_s}{\lambda_p} C_R(\lambda_s, \lambda_p) P_p P_s \quad (B.2)$$

où α_s et α_p sont respectivement les coefficients d'absorption de la fibre à la longueur d'onde du signal et à la longueur d'onde de la pompe. $C_R(\lambda_s, \lambda_p)$ est l'efficacité du gain Raman. ξ vaut $+1$ si la pompe est en co-propagation avec la sonde et vaut -1 si la pompe est en contre-propagation avec la sonde. λ_s et λ_p sont respectivement les longueurs d'onde du signal et de la pompe. L'efficacité du gain Raman s'écrit comme suit [21] :

$$C_R(\lambda_s, \lambda_p) = \frac{g_R(\lambda_s, \lambda_p)}{\kappa_p A_{eff}} \quad (B.3)$$

Mode i	Valeur Max	Position CP [cm^{-1}]	FWHM Gaussien CF [cm^{-1}]	FWHM Lorentzien LF [cm^{-1}]
1	1	56,25	52,10	17,37
2	11,40	100,00	110,42	38,81
3	36,67	231,25	175,00	58,33
4	67,67	362,50	162,50	54,17
5	74,00	463,00	135,33	45,11
6	4,50	497,00	24,50	8,17
7	6,80	611,50	41,50	13,83
8	4,60	691,67	155,00	51,67
9	4,20	793,67	59,50	19,83
10	4,50	835,50	64,30	21,43
11	2,70	930,00	150,00	50,00
12	3,10	1080,00	91,00	30,33
13	3,00	1215,00	160,00	53,33

TABLE B.1 – Valeur des paramètres utilisés dans le modèle [21]

où κ_p correspond à l'efficacité de polarisation, nous considérons $\kappa_p = 2$, correspondant à un cas de pompe dépolarisée. $C_{R(\lambda_s, \lambda_p)}$ le coefficient du gain Raman, A_{eff} la section effective.

La dépendance spectrale du gain Raman est dû principalement à la dépendance spectral du coefficient du gain Raman. Pour estimer ce coefficient, nous avons utilisé le modèle proposé dans la référence [141] et amélioré plus tard dans la référence [142]. Dans ce modèle, le coefficient du gain Raman est une somme des 13 modes vibrationnels composés des fonctions Lorentziennes et Gaussiennes. Le tableau B.1 liste des valeurs utilisées pour chacun des modes vibrationnels i . CP correspond au décalage en fréquence par rapport au nombre d'onde, A_i est la valeur maximale, GF est la largeur à mi-hauteur ((FWHM) *Full width at half maximum*) de la Gaussienne et LF est la largeur à mi-hauteur de la Lorentzienne [21]. Le coefficient de gain Raman est donné par l'équation :

$$g_R(\omega_{s,p}) = \sum_{i=1}^{13} \frac{A'_i}{\omega_{v,i}} \int_0^\infty [\cos((\omega_{v,i} - \omega_{s,p})t) - \cos((\omega_{v,i} + \omega_{s,p})t)] e^{-\gamma_i t} e^{-\Gamma_i^2 t^2 / 4} dt \quad (B.4)$$

avec

$$\omega_{s,p} = 2\pi c \left(\frac{1}{\lambda_p} - \frac{1}{\lambda_s} \right) \quad (B.5)$$

$$\omega_{v,i} = 2\pi CP \quad (B.6)$$

$$A_i = \frac{A'_i}{\omega_{v,i}} \quad (B.7)$$

$$\Gamma_i = \pi c GF \quad (B.8)$$

$$\gamma_i = \pi c LF \quad (B.9)$$

où $\omega_{s,p}$ est le décalage fréquentiel angulaire de la sonde par rapport à la pompe. A'_i est l'amplitude du $i^{\text{ième}}$ mode vibrationnel, $\omega_{v,i}$ est la fréquence vibrationnelle du mode i . Γ_i est la largeur de raie liée au terme $e^{-\frac{\Gamma_i^2 t^2}{4}}$. γ_i est la largeur à mi-hauteur de la raie Lorentzienne. La figure B.1 montre le $g_R(\lambda_s, \lambda_p)$ modélisé et normalisé en fonction de $\omega_{s,p}$

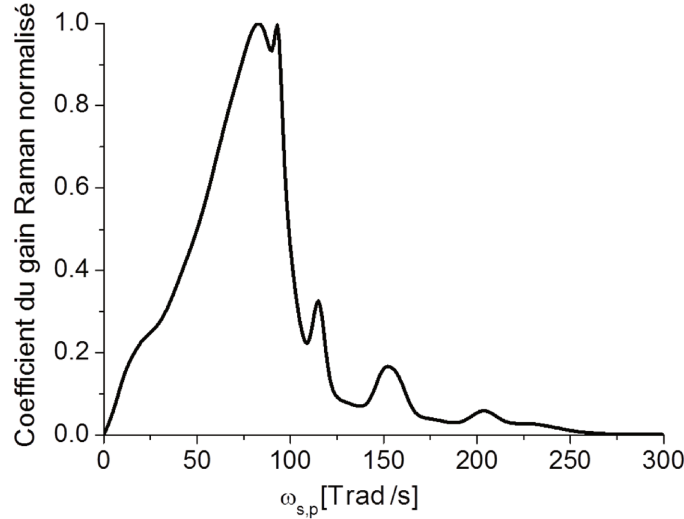


FIGURE B.1 – Spectre du coefficient de gain Raman normalisé calculé par l'équation B.4

B.2 Modélisation de la puissance de pompe réfléchie (diffusion Rayleigh)

Nous nous intéressons ici au calcul de la puissance de la pompe diffusée dans le sens opposé au celui de la pompe. L'origine de ce phénomène est la diffusion Rayleigh [24]. Ce phénomène peut être modélisé en ajoutant aux équations d'évolution B.1 B.2 l'équation d'évolution suivante [21] :

$$\frac{dP_{p_{ref}}}{dz} = p_{p_{ref}} \alpha_p \gamma_p p_p \quad (\text{B.10})$$

où $P_{p_{ref}}$ est le signal de la pompe réfléchi par diffusion Rayleigh, γ_p est le coefficient de diffusion Rayleigh.

Nous finirons cette partie par la présentation des paramètres nécessaires pour modéliser l'amplificateur Raman à une pompe de 1480 nm. Ces paramètres sont affichés sur le tableau B.2 et les valeurs des coefficients d'absorption sont présentées graphiquement sur la figure B.2

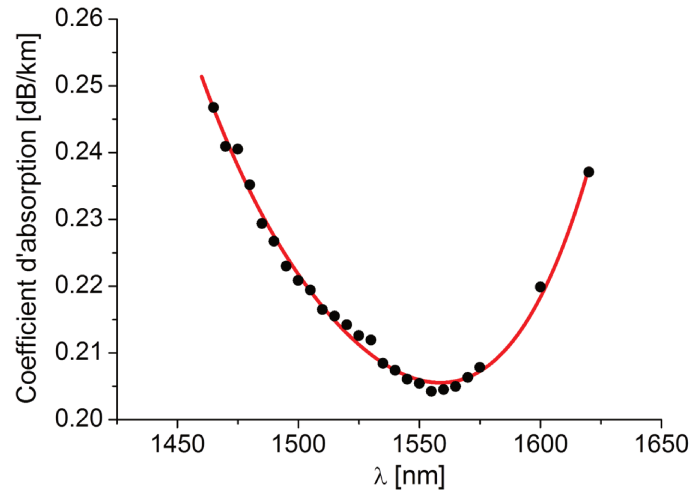


FIGURE B.2 – Spectre du coefficient d'absorption de la fibre optique mesuré (marquer) et fonction polynomiale ajustée (trait plein) pour une puissance injectée de @ -6 dBm.

$A_{eff} [\mu m^2]$	$g_{R,pic} [mW^{-1}]$ @1583,1 nm	$\gamma_p [km^{-1}]$
80	6.4×10^{-14}	0.6×10^{-14}

TABLE B.2 – Paramètres utilisés pour simuler l'amplificateur Raman à base de fibre SMF. $g_{R,pic}$ est la valeur maximale du coefficient du gain Raman. Pompe @1480 nm [145].

Annexe C

Complement du chapitre 3

Les figures C.1 et C.2 présentent respectivement l'évolution du courant optimal du SOA mono-électrode pour deux gains cibles : 15 dB et 20 dB.

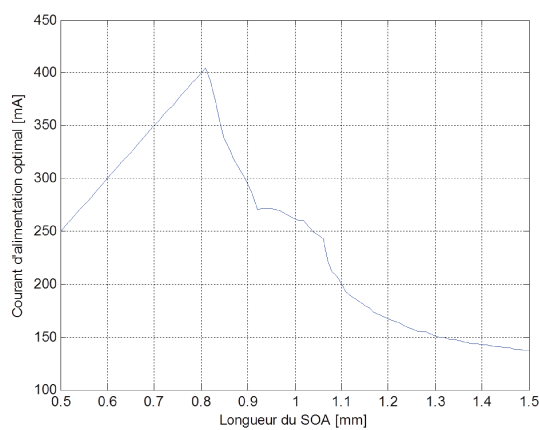


FIGURE C.1 – Courant optimal en fonction de la longueur totale d'un SOA pour un gain cible de 15 dB.

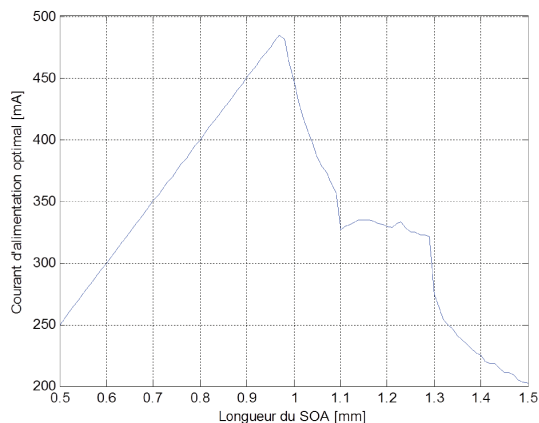


FIGURE C.2 – *Courant optimal du SOA en fonction de la longueur totale d'un SOA pour un gain cible de 20 dB.*

Les figures C.3 (a) et (b) présentent l'évolution des courants optimaux appliqués sur les deux électrodes du SOA bi-électrode, en fonction des longueurs respectives des électrodes $\{L_1, L_2\}$. Dans ce cas, le gain cible a été fixé à 15 dB.

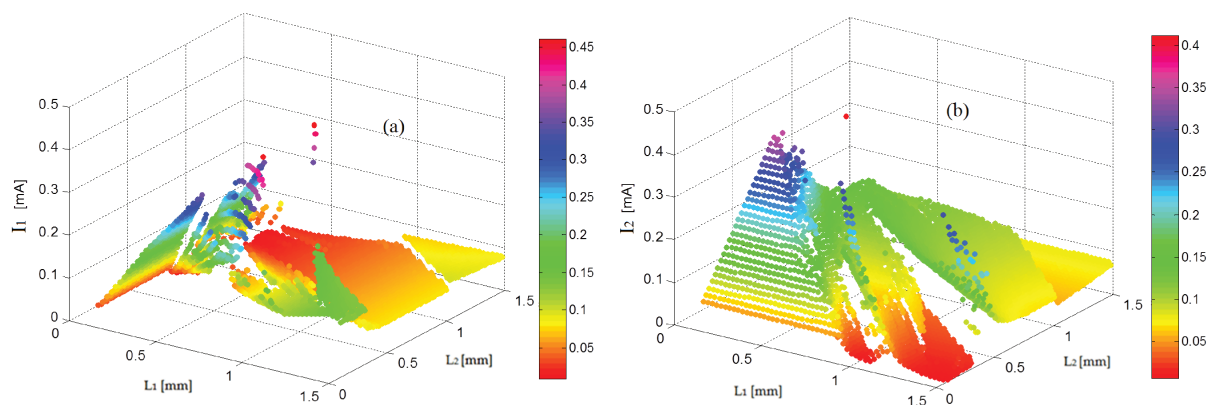


FIGURE C.3 – *Courant optimal appliqué sur la première électrode (a) et sur la deuxième électrode (b), en fonction des longueurs respectives des électrodes d'un SOA bi-électrodes. Le gain cible a été fixé ici à 15 dB.*

Les figures C.4 (a) et (b) présentent l'évolution des courants optimaux appliqués sur les deux électrodes du SOA bi-électrode, en fonction des longueurs respectives des électrodes $\{L_1, L_2\}$. Dans ce cas, le gain cible a été fixé à 20 dB.

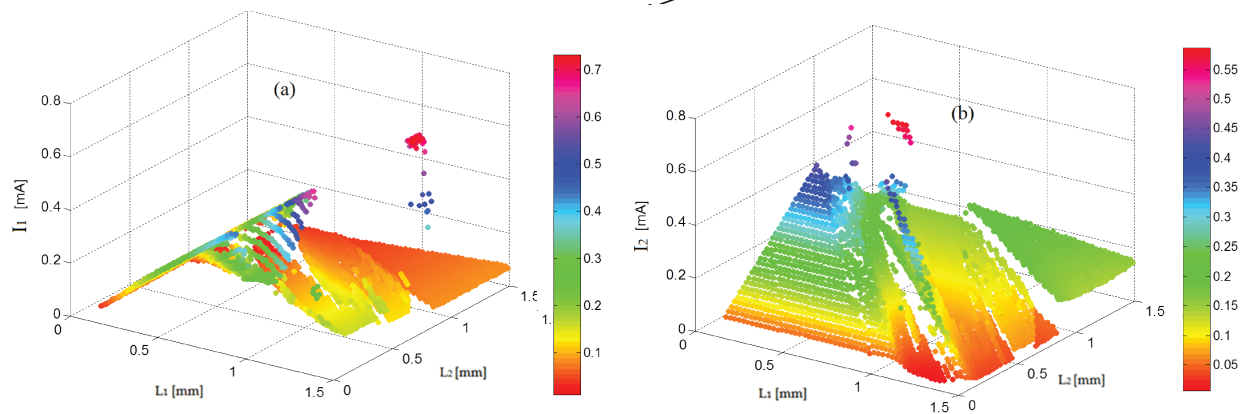


FIGURE C.4 – Courant optimal appliqué sur la première électrode (a) et sur la deuxième électrode (b), en fonction des longueurs respectives des électrodes d'un SOA bi-électrodes. Le gain cible a été fixé ici à 20 dB.

Annexe D

Liste des paramètres pour le modèle de SOA

Paramètre	Valeur
γ_{ASE}	0,5
$L[mm]$	1
$d_z[nm]$	84
$d[nm]$	14
$w[\mu m]$	1,25
$\tau_{in} [s]$	$2,987 \times 10^{-14}$
$E_o [eV]$	0,07455
$\Delta E[eV]$	0,0612
$\lambda_{cv,0} [nm]$	1584,54
$\lambda_{cv,1} [nm]$	1475,5
$\alpha_0 [m^{-1}]$	50382,69
$\alpha_N [m^2]$	$5,37 \times 10^{-22}$
$\alpha_\lambda [m^{-2}]$	$-9,94 \times 10^{10}$
$\alpha_c [m^{-1}]$	4740,4
$\alpha_s [m^{-1}]$	25,6
Γ_0	0,06
$\Gamma_N [m^3]$	$-4,27 \times 10^{-26}$
$\Gamma_\lambda [m^{-1}]$	-15,40
$N_{\Gamma,0} [m^{-3}]$	$3,5 \times 10^{24}$
$N_0 [m^{-3}]$	$6,8 \times 110^{23}$
$A_{st} [s^{-1}]$	$3,28 \times 10^8$
$B_{nr} [m^3 s^{-1}]$	$4,98 \times 10^{-20}$
$C_{Au} [m^6 s^{-1}]$	$9,2522 \times 10^{-42}$
$D_{leak} [m^{13,5} s^{-1}]$	$5,6 \times 10^{-101}$
$T_0 [K]$	296,1
$T_1 [KA^{-2}]$	2

Publications

Conférences internationales avec comité de lecture

P. Morel, R. Brenot, F. Lelarge, **T. Motaweh**, A. Lagrost : Mono and multielectrode SOA structure optimization for wide optical bandwidth operation. *International Workshop on Optical Waveguide Theory and Numerical Modelling*, 2014.

T. Motaweh, P. Morel, A. Sharaiha, M. Guegan : A semi-phenomenological model for the material gain of broadband MQW-SOAs. *Numerical Simulation of Optoelectronic Devices (NUSOD), 2013 13th International Conference on*, vol., no., pp.43,44, 19-22, 2013.

P. Morel, P. Chanclou, R. Brenot, **T. Motaweh**, M. Guégan, A. Sharaiha : Experimental demonstration of SOAs optical bandwidth widening based on selective filtering. *21th IEEE International Semiconductor Laser Conference (ISLC)*, pp. 107-108, 2010.

Conférences nationales avec comité de lecture

T. Motaweh, A. Sharaiha, L. Ghisa, P. Morel, M. Guégan, R. Brenot, François Lelarge : Amplificateur optique hybride SOA-Raman à bande passante optique optimisée (89nm) pour les réseaux CWDM. *31^{èmes} Journées Nationales d'Optique Guidée*, 2012 Lyon, France.

T. Motaweh, P. Morel, P. Chanclou, M. Guégan et A. Sharaiha : Étude théorique et expérimentale de l'élargissement de la bande passante optique des SOA par réflexion spectralement sélective. *29^{èmes} Journées Nationales d'Optique Guidée*, 2010 Besançon, France.

Séminaires

T. Motaweh, P. Morel, M. Guégan et A. Sharaiha : Démonstration expérimentale de l'élargissement de la bande passante optiques des SOA par filtrage sélectif. *Séminaire PO-NANT*, 2010 Rennes, France.

Table des figures

1.1	Evolution de la capacité des systèmes de télécommunications optiques [15].	14
1.2	Utilisation de l'amplificateur optique comme post-amplificateur, amplificateur en ligne et pré-amplificateur dans le réseau optique.	15
1.3	Amplificateur optique dopée à l'Erbium [21].	16
1.4	Spectre de gain d'un EDFA pour différentes puissances de signal injecté [22].	17
1.5	Schéma d'un système de communication optique utilisant un amplificateur Raman. Tx est le transmetteur et Rx le récepteur [24].	17
1.6	Spectre du gain (On-Off) d'un amplificateur Raman de fibre DSF (Dispersion Shifted Fiber) avec une pompe à 1487 nm [25].	18
1.7	Schéma de la structure de l'amplificateur optique à semi-conducteurs.	18
1.8	Spectres de gain du SOA pour différentes puissances de signal injecté [27].	19
1.9	Classification des matériaux selon le type de confinement [26].	20
1.10	Densité d'états en fonction de l'énergie pour différentes structures du matériaux actif [33].	21
1.11	Architecture d'un guide optique rectangulaire [26].	21
1.12	Techniques de réduction de la réflectivité dans un SOA (vue du dessus).	22
1.13	Présentation du pic de gain et de sa bande passante en échelle logarithmique. G_{pic} : pic de gain.	23
1.14	(a) Représentation de la structure des bandes d'énergies dans un semi-conducteur massif en espace-réciproque, (b) densité d'états électroniques en fonction de l'énergie de transition jointe ($h\nu$).	24
1.15	Spectres de gain matériau (a) et de gain composant (b) d'une structure massive pour différentes densités de porteurs. Les BO@ - 3dB de gain matériau et de gain composant en fonction de la densité de porteurs (c).	25
1.16	(a) BO@ - 3dB et (b) BO@ - 1dB en fonction de la longueur du SOA (SOA massif) pour différentes valeurs du facteur de confinement. Ces figures sont obtenues en utilisant les équations 1.5 et 1.6 pour $a_1 = 4.0 \times 10^{18} m^{-3}$	26
1.17	Définition de la puissance de saturation à l'entrée et à la sortie d'un SOA [26].	27
1.18	Spectre de l'ASE d'un SOA massif pour différents courants d'alimentation [33].	28
1.19	NF en fonction de la longueur d'onde (a) et de la puissance incidente du signal injecté (b) [26].	29

1.20	Présentation schématique d'un SOA fibré comme une cascade du composant SOA non-fibré avec des atténuateurs dont les pertes sont égales aux pertes de couplage à gauche et à droite. Dans le tableau nous présentons les gains et les NF des éléments mis en cascade.	29
1.21	Définition du temps de récupération du gain. G_{int} est l'état initial de perturbation.	30
1.22	Evolution du temps de récupération du gain (temps de montée) en fonction de la puissance moyenne de la pompe et du courant d'alimentation du SOA : (a) $I = 50 \text{ mA}$, (b) $I = 80 \text{ mA}$ et (c) $I = 130 \text{ mA}$ [35].	30
1.23	Facteur de couplage effectif phase-amplitude d'un SOA massif en fonction de la densité de courant d'alimentation pour différentes longueurs du composant [40].	31
1.24	Facteur de couplage effectif phase-amplitude d'un SOA massif en fonction de la longueur d'onde du signal injecté [40].	32
1.25	Schéma de principe de l'aplatissement par l'utilisation d'éléments passifs.	37
1.26	(a) EDFA à deux étages gain égalisé par filtrage selectif. (b) Profils du gain de l'amplificateur EDFA à gain égalisé, pour différentes conditions de fonctionnement [112].	38
1.27	Schema de principe de l'égalisation par l'utilisation de plusieurs amplificateurs optiques aux spectres décalés.	39
1.28	(a) Schéma de l'amplificateur Raman à multi-pompes. (b) Profil du gain de l'amplificateur Raman à multi-pompes pour différents types de fibre optique SMF, DSF, RDF et pour différentes longueurs d'onde. HPU : source optique à haute puissance à multi-longueur d'ondes, LWPF : coupleur multicanaux [113].	39
1.29	(a) Schéma de l'amplificateur hybride Raman-SOA. (b) Profils du gain de l'amplificateur hybride et de ses composantes [117].	40
1.30	Amplificateur hybride EDFA-Raman [118].	41
1.31	(a) Profils de gain de l'amplificateur hybride et des différents étages d'amplification. (b) Profils de gain de l'amplificateur hybride en présence de l'égaliseur pour deux conditions de fonctionnement. Pour plus d'informations sur les conditions (A et B) voir la référence [118].	41
1.32	(a) Schéma Amplificateur à large bande à base d'EDFAs dans une configuration parallèle. (b) Spectre du gain et du NF de l'amplificateur à large bande à base d'EDFAs dans une configuration parallèle (Bande passante totale de 54 nm) [114].	42
1.33	(a) Schéma de l'amplificateur EDTFA à gain égalisé. (b) Spectre du gain et du NF de l'amplificateur EDTFA à gain égalisé : en présence et en l'absence de l'égaliseur de gain (GEQ) [119].	43
1.34	(a) Représentation de la structure discrète des bandes d'énergie dans un semi-conducteur à base de puits quantique en espace-réciproque. (b) Densité d'états électroniques jointe en fonction de l'énergie de transition ($E = h\nu$).	44

1.35	(a) Spectres simulés de gain matériau d'une structure à base de puits quantiques pour différentes densités de porteurs. (b) Spectres simulés de gain de la première transition, de la deuxième transition et de la somme de deux transitions optiques correspondant à un spectre de gain matériau élargi. . .	45
1.36	Spectre de gain, de NF et de la puissance de saturation d'un SOA à base de multi-puits quantiques [1].	46
2.1	(a) Schéma de la structure de la zone active du SOA. (b) Schéma des discontinuités de la bande de conduction et de valence dans un puits quantique de la structure étudiée. HH est la bande de valence des trous lourds, HL est la bande de valence des trous légers.	48
2.2	Schémas du SOA montrant les différentes parties de la structure (a) sa forme finale du SOA (b).	49
2.3	Photo d'un SOA monté sur une embase et couplé avec deux fibres lentillées.	50
2.4	Schéma des sous-bandes des bandes de conduction et de valence dans une structure à puits quantiques. Les notations employées pour définir les énergies en jeu et les deux transitions $E_{cv,0}$ et $E_{cv,1}$ possibles sont indiquées. . .	52
2.5	Gain matériau en fonction de la longueur d'onde pour différentes densités de porteurs. $\lambda_{cv,0}=1565\text{ nm}$, $\lambda_{cv,1}=1465\text{ nm}$, $\tau_{in}=0,04\text{ ps}$, $E_0=100\text{ meV}$ et $\Delta E=50\text{ meV}$	55
2.6	Coefficient de gain matériau en fonction de la longueur d'onde pour différentes densités de porteurs. $\lambda_{cv,0}=1565\text{ nm}$, $\lambda_{cv,1}=1465\text{ nm}$, $\tau_{in}=0,04\text{ ps}$, $E_0=100\text{ meV}$ et $\Delta E=50\text{ meV}$	56
2.7	g_m (a) et g'_m (b) simulés en fonction de la longueur d'onde pour différentes valeurs de $\lambda_{cv,0}$. $\lambda_{cv,1}=1465\text{ nm}$, $\tau_{in}=0,04\text{ ps}$, $E_0=100\text{ meV}$, $\Delta E=50\text{ meV}$, $N=2,5\times 10^{24}\text{ m}^{-3}$	57
2.8	g_m (a) et g'_m (b) simulés en fonction de la longueur d'onde pour différentes valeurs de $\lambda_{cv,1}$. $\lambda_{cv,0}=1565\text{ nm}$, $\tau_{in}=0,04\text{ ps}$, $E_0=100\text{ meV}$, $\Delta E=50\text{ meV}$, $N=2,5\times 10^{24}\text{ m}^{-3}$	58
2.9	g_m (a) et g'_m (b) simulés en fonction de la longueur d'onde pour différentes valeurs de ΔE . $\lambda_{cv,0}=1565\text{ nm}$, $\lambda_{cv,1}=1465\text{ nm}$, $\tau_{in}=0,04\text{ ps}$, $E_0=100\text{ meV}$, $N=2,5\times 10^{24}\text{ m}^{-3}$	58
2.10	g_m (a) et g'_m (b) simulés en fonction de la longueur d'onde pour différentes valeurs de τ_{in} . $\lambda_{cv,0}=1565\text{ nm}$, $\lambda_{cv,1}=1465\text{ nm}$, $\Delta E=50\text{ meV}$, $E_0=100\text{ meV}$, $N=2,5\times 10^{24}\text{ m}^{-3}$	59
2.11	g_m (a) et g'_m (b) simulés en fonction de la longueur d'onde pour différentes valeurs de E_0 . $\lambda_{cv,0}=1565\text{ nm}$, $\lambda_{cv,1}=1465\text{ nm}$, $\tau_{in}=0,04\text{ ps}$, $\Delta E=50\text{ meV}$, $N=2,5\times 10^{24}\text{ m}^{-3}$	60
2.12	g_m (a) et g'_m (b) simulés en fonction de la longueur d'onde pour différentes températures de la zone active. $\lambda_{cv,0}=1565\text{ nm}$, $\lambda_{cv,1}=1465\text{ nm}$, $\tau_{in}=0,04\text{ ps}$, $\Delta E=50\text{ meV}$, $E_0=100\text{ meV}$ et $N=2,5\times 10^{24}\text{ m}^{-3}$	60
2.13	Schéma du dispositif de régulation en température utilisé pour le SOA. . .	61
2.14	Schéma du découpage de la zone active d'un SOA couplé avec deux fibres. Les termes intervenants dans chaque section pour tenir compte de la propagation d'un signal optique et d'un pseudo-mode d'ASE sont présentés. .	62

2.15	Exemple d'un spectre d'ASE découpé en 9 pseudo-modes. La courbe pointillée présente le spectre de puissance de l'ASE calculé sur une fenêtre spectrale de $0,1 \text{ nm}$ et obtenu par simulation pour un courant d'alimentation de 400 mA . La largeur spectrale de chaque pseudo-mode est fixée à 20 nm	64
2.16	Schéma du SOA non fibré.	69
2.17	Montage expérimental mis en place pour mesurer le gain fibre-à-fibre (G_f), le facteur de bruit et la bande passante optique; A_g et A_d sont les pertes de couplage entre le SOA et les fibres optiques lentillées à gauche et à droite respectivement; $A_{sw,1}$ et $A_{sw,2}$ sont les pertes d'insertion du premier commutateur optique et du deuxième commutateur optique respectivement; Att : atténuateur optique variable, PM : radiomètre, OSA : analyseur de spectre optique, SW : commutateur optique, PC : contrôleur de polarisation.	70
2.18	Exemple d'un spectre du signal optique en sortie du SOA mesuré par l'analyseur de spectre optique (OSA). La résolution spectrale de l'OSA est de $0,1 \text{ nm}$	71
2.19	Montage pompe-sonde mis en place pour caractériser les réponses en fréquence du SOA $\{A\}$ ainsi que pour caractériser le facteur de couplage phase-amplitude $\{B\}$. Att : atténuateur optique variable, PM : radiomètre, MZI : modulateur à interféromètre de Mach-Zehnder, SW : commutateur optique, PC : contrôleur de polarisation, ESA : analyseur de spectre électrique.	72
2.20	Spectres de l'ASE (a), du gain du SOA (pointillé) (b), du NF (c) pour différents courants d'alimentation du SOA. Sur chaque figure, les courbes en trait plein correspondent aux simulations et en pointillé aux mesures. La fenêtre d'intégration de l'OSA est de $0,1 \text{ nm}$. La puissance du signal injecté est de $-28,6 \text{ dBm}$	73
2.21	Bande passante optique mesurée (en traits pointillés) et simulée (en traits pleins) en fonction du courant d'alimentation du SOA : (a) @ -1 dB (b) @ -3 dB	74
2.22	Puissance de saturation mesurée (marqueurs) et simulée (trait plein) en fonction de la longueur d'onde pour différents courants d'alimentation.	74
2.23	NF mesuré (marqueurs) et simulé (sans marqueurs) du SOA en fonction de la puissance en sortie pour différents courants d'alimentation et plusieurs longueurs d'ondes du signal.	75
2.24	BO@ -1 dB mesurée (traits pointillés) et simulée (trait plein) en fonction de la puissance de la pompe à 1528 nm et pour un courant d'alimentation du SOA $I_{bias}=260 \text{ mA}$. La puissance de la sonde est $-29,1 \text{ dBm}$	76
2.25	BO @ -1 dB simulée en fonction de la puissance de la pompe à 1528 nm pour différents courants d'alimentation du SOA.	77
2.26	Gain maximum simulé pour une BO(@ -1 dB) optimale de 77 nm , en fonction de la puissance de pompe. Les résultats sont obtenus en ajustant chaque fois le courant d'alimentation pour conserver une BO optimale.	77
2.27	Principe du montage expérimental pompe-sonde.	78

2.28	Réponse fréquentielle SGM normalisée $\frac{\Delta P_{out,p}}{\Delta P_{out,p}^{max}}$ pour différentes longueurs d'ondes de la pompe. La puissance de pompe est de $-10,6 \text{ dBm}$. Le courant d'alimentation du SOA est de 260 mA	79
2.29	Évolution de l'écart asymptotique ($\Delta P_{\infty,0}$) en fonction de la longueur d'onde de la pompe. Le courant d'alimentation du SOA est de 260 mA	79
2.30	Évolution du rapport $\frac{P_{out,P}}{P_{sat,P}}$ en fonction de la longueur d'onde pour deux courants d'alimentation du SOA.	80
2.31	Réponse fréquentielle de la sonde mesurée pour différentes longueurs d'ondes de pompe et pour deux puissances moyennes injectées de la pompe ($P_{in,P}$) : (a) $-10,6 \text{ dBm}$ (b) $-20,6 \text{ dBm}$	81
2.32	Fréquence de coupure du XGM en fonction de la longueur d'onde de pompe pour différentes puissances de pompe. Le courant d'alimentation vaut 260 mA	81
2.33	Réponse fréquentielle normalisée par rapport à son maximum en sortie de la chaîne comportant le SOA, le filtre, et la fibre optique selon la figure 2.19. $DL=1081 \text{ ps/nm}$, $\alpha_{eff}=8,5$, calculé avec $\lambda_s=1528 \text{ nm}$ et un courant d'alimentation du SOA de 275 mA	83
2.34	Facteur de couplage phase-amplitude effectif (α_{eff}) en fonction du courant d'alimentation du SOA pour deux puissances différentes du signal de pompe; $\lambda_p=1550 \text{ nm}$ avec $\lambda_s=1560 \text{ nm}$	84
2.35	Facteur de couplage-phase amplitude en fonction de la puissance du signal de pompe; $\lambda_p=1550 \text{ nm}$, $\lambda_s=1560 \text{ nm}$, $I_{SOA}=275 \text{ mA}$	85
2.36	Facteur de couplage phase-amplitude en fonction de la longueur d'onde de la sonde; $\lambda_p=1550 \text{ nm}$, $I_{SOA}=275 \text{ mA}$ et $P_{in,p}=-10,6 \text{ dBm}$	85
3.1	Algorithme permettant d'optimiser la bande passante optique.	90
3.2	Évolution de la bande passante optique définie à -1 dB optimisée en fonction de la longueur du SOA pour un gain cible imposé à 15 dB , la puissance injectée totale est inférieure à -30 dBm et la résolution en longueur (ΔL) a été fixée à $0,01 \text{ mm}$. L'évolution du courant d'alimentation en fonction de la longueur du SOA est présenté dans l'annexe C (figure C.1).	91
3.3	Gain maximal en fonction de la longueur du SOA. Le gain cible est ici égal à 15 dB et la puissance injectée est inférieure à -30 dBm . L'évolution du courant d'alimentation en fonction de la longueur du SOA est présenté dans l'annexe C (figure C.1).	92
3.4	Densité de courant en fonction de la longueur du SOA. Le gain cible est ici égal à 15 dB et la puissance injectée est inférieure à -30 dBm . L'évolution du courant d'alimentation en fonction de la longueur du SOA est présenté dans l'annexe C (figure C.1).	92
3.5	BO@ -1 dB optimale (a), gain maximal (b) et densité de courant optimale (c) obtenus en fonction de la longueur totale du SOA et pour un gain cible de 20 dB . L'évolution du courant d'alimentation en fonction de la longueur du SOA est présenté dans l'annexe C (figure C.2).	93
3.6	BO@ -1 dB optimisée en fonction du gain maximal. La longueur du SOA (L) et le courant d'alimentation (I) correspondant au meilleur compromis d'optimisation sont notés pour chaque gain maximal.	94

3.7	Spectre du gain, correspondant à la BO@ $-1dB$ optimale, mesuré, simulé et calculé par l'équation 3.2 pour différentes valeurs de n , en fonction de la longueur du SOA. Les résultats sont obtenus pour une longueur du SOA de 1 mm avec $g_{max} = 57045,7\text{ m}^{-1}$ $a_{1,2} = 2,65 \times 10^{18}\text{ m}^{-3}$, $a_{1,4} = 1,80 \times 10^{33}\text{ m}^{-5}$ $\Gamma = 0,06$. Le courant d'alimentation est de 260 mA	95
3.8	Comparaison des valeurs simulées et calculées (équation 3.6) pour la BO@ $-1dB$. Les résultats sont obtenus pour différentes longueurs du SOA et différentes valeurs de n avec $a_{1,2} = 2,65 \times 10^{18}\text{ m}^{-3}$, $a_{1,4} = 1,80 \times 10^{33}\text{ m}^{-5}$, $\Gamma = 0,06$	96
3.9	(a) Puissance de saturation et (b) NF relevés à la longueur d'onde correspondant au meilleur compromis BO@ $-1dB$ optimale, gain cible imposé en fonction du gain maximal pour une longueur d'onde de 1530 nm . La longueur du SOA (L) et le courant d'alimentation (I) correspondant au meilleur compromis d'optimisation sont notés pour chaque gain maximal.	97
3.10	Densité de courant optimale en fonction du gain maximal. La longueur du SOA (L) et le courant d'alimentation (I) correspondant au meilleur compromis d'optimisation sont notés pour chaque gain maximal.	97
3.11	Puissance de saturation en fonction de la longueur d'onde correspondant au meilleur compromis (bande passante optimale-gain max) pour différents gains maximaux.	98
3.12	NF en fonction de la longueur d'onde correspondant au meilleur compromis (bande passante optimale-gain max) pour différents gains maximaux.	98
3.13	Schéma de l'amplificateur optique à semi-conducteur (SOA) à bi-électrodes.	99
3.14	Gain maximal (a) et BO@ $-1dB$ optimale (b), en fonction des longueurs respectives des électrodes d'un SOA bi-électrodes. Le gain cible a été fixé ici à 15 dB . Les courants optimaux appliqués sur les deux électrodes sont présentés graphiquement en fonction des longueurs respectives des électrodes dans l'annexe C (figure C.3).	100
3.15	Gain maximal (a) et BO optimale @ $-1dB$ (b) en fonction des longueurs respectives des électrodes d'un SOA bi-électrodes. Le gain cible a été fixé ici à 20 dB . Les courants optimaux appliqués sur les deux électrodes sont présentés graphiquement en fonction des longueurs respectives des électrodes dans l'annexe C (figure C.4).	100
3.16	Spectre du gain d'un SOA bi-électrodes pour les trois configurations de répartition du courant qui sont présentées dans le tableau 3.1. La puissance injectée est de $-28,6\text{ dBm}$	103
3.17	NF en fonction de la longueur d'onde pour un SOA bi-électrodes et pour les trois configurations de répartition du courant qui sont présentées dans le tableau 3.1. La puissance injectée est de $-28,6\text{ dBm}$	103
3.18	Gain simulé en fonction de la puissance de sortie du SOA bi-électrodes pour deux configurations et pour deux longueurs d'ondes : a) 1480 nm et b) 1550 nm	104
3.19	Puissance de saturation obtenue pour le SOA bi-électrodes pour les trois configurations $\{87,5 ; 228,36\}\text{ mA}$, $\{167,22 ; 111\}\text{ mA}$, et $\{128,37 ; 128,37\}\text{ mA}$	104

3.20	Gain maximal obtenu (a), BO@ $-1dB$ optimale (b) en fonction du courant d'alimentation appliqué sur la première électrode pour différentes configurations des longueurs L_1 et L_2 du SOA bi-électrodes. La longueur totale du composant est de 1 mm et la puissance totale injectée de $-28,6\text{ dBm}$	105
3.21	NF en fonction de la longueur d'onde pour différentes configurations du SOA bi-électrodes avec des répartitions de courants optimisées (tableau 3.2).	107
3.22	Puissance de saturation en fonction de la longueur d'onde pour différentes configurations du SOA bi-électrodes avec des répartitions de courants optimisées (tableau 3.3).	107
4.1	Présentation schématique de l'ESOA.	112
4.2	Principe de l'égalisation du gain aller-retour de l'ESOA par un filtre en réflexion.	113
4.3	Montage expérimental mis en place pour réaliser un ESOA. CWDM : source CWDM, PC : contrôleur de polarisation, MUX : multiplexeur, OSA : analyseur de spectre optique, DEMUX : démultiplexeur CWDM, Att : atténuateur optique variable.	114
4.4	(a) Analyse spectrale des canaux CWDM à l'entrée (traits pointillés) et à la sortie (trait plein) de l'ESOA, (b) spectre de la réflectivité équivalente du filtre de l'ESOA, le courant d'alimentation du SOA est de 260 mA et la puissance totale injectée de -21 dBm	115
4.5	Spectres de gain du SOA simple passage, de l'ESOA et du RSOA. Le courant d'alimentation du SOA est fixé à 260 mA et la puissance totale injectée est de -21 dBm	115
4.6	(a) Spectre de la réflectivité du filtre de l'ESOA, obtenu après la suppression des pertes internes, comparé avec celui obtenu par mesure. (b) Représentation schématique de la translation du profil du gain de l'ESOA lors de suppression des pertes internes du filtre en réflexion.	116
4.7	Spectres du NF du SOA simple passage, de l'ESOA et du RSOA. Le courant d'alimentation du SOA est de 260 mA , la puissance totale des 8 canaux injectés est de -21 dBm	117
4.8	Représentation d'un ESOA comme une cascade de deux SOA similaires avec le filtre en réflexion.	117
4.9	Gain et NF du ESOA mesurés et calculés en fonction de la longueur d'onde.	118
4.10	Spectres de réflectivité du filtre en réflexion obtenus par mesure (traits pointillés) et par simulation (trait plein).	119
4.11	Spectres de gain et de NF pour les SOA simple passage, RSOA et ESOA simulés et mesurés (le courant d'alimentation du SOA est de 260 mA , la puissance totale injectée est de -21 dBm).	120
4.12	Profils spectraux de la réflectivité du filtre en réflexion de l'ESOA avant et après la suppression des pertes internes.	120
4.13	Spectres simulés du gain et du NF de l'ESOA dans le cas d'un filtre avec et sans pertes internes.	121

4.14	Spectres simulés du gain et du NF de l'ESOA pour différents courants d'alimentation, dans le cas de l'annulation des pertes internes du filtre en réflexion.	121
4.15	Bande passante optique @ -1 dB simulée en fonction de la puissance totale injectée pour différents courants d'alimentation du SOA.	122
4.16	Schéma de principe de l'asservissement du monitoring de la BO : il permet d'ajuster le courant d'alimentation en fonction de la puissance totale injectée. PM : radiomètre, UC : unité de contrôle.	123
4.17	Simulation des spectres d'atténuation d'une fibre optique (SMF) pour différentes longueurs de la fibre. Le cas normalisé à l'atténuation minimale est précisé sur la figure (b).	124
4.18	Bande passante optique en fonction du courant d'alimentation de l'ESOA seul (a), du ESOA précédé de 80 km de fibre (b), et d'une chaîne de transmission de 160 km avec le ESOA au milieu (c).	124
4.19	Profils spectraux du filtre en réflexion de l'ESOA (a) et BO @ -1 dB correspondante (b) obtenus pour deux situations : le ESOA seul et ce même ESOA inséré dans une chaîne de transmission de 160 km. Les résultats sont obtenus par simulation et en fonction du courant du SOA pour la figure (b).	125
4.20	Présentation de l'amplificateur hybride Raman-SOA.	126
4.21	Présentation de l'élargissement spectral obtenu avec le combiné hybride gain Raman-gain SOA dans le cas d'une fibre sans pertes (a) et en prenant en compte les pertes de propagation dans une fibre de 75,5 km de long (b et c).	127
4.22	Présentation schématique du modèle de l'amplificateur hybride Raman-SOA.	128
4.23	Montage expérimental mis en place pour caractériser un amplificateur Raman excité par une pompe d'une longueur d'onde de 1480 nm injectée dans une fibre optique SMF de 75,5 km.	129
4.24	Gain(on-off) mesuré (traits pointillés) et simulé (trait plein) de l'amplificateur Raman pour plusieurs puissances de la pompe Raman. La longueur de la fibre optique est de 75,5 km et la puissance du signal à l'entrée est de -6 dBm.	129
4.25	Puissance rétro-diffusée de la pompe obtenue par mesure et par simulation à la sortie de l'amplificateur Raman en fonction de la puissance de pompe Raman.	130
4.26	Bande passante de l'amplificateur hybride Raman-SOA en fonction de la puissance de la pompe Raman pour différentes longueurs d'ondes de celle-ci. Le courant d'alimentation du SOA est de 400 mA, la puissance du signal injecté de -6 dBm.	131
4.27	BO @ -1 dB optimale de l'amplificateur hybride Raman-SOA en fonction de la longueur d'onde de la pompe Raman pour différents courants d'alimentation du SOA. La puissance de la pompe Raman est ajustée de sorte qu'elle donne la bande passante optimale.	131
4.28	BO optimale @ -1 dB de l'amplificateur hybride Raman-SOA et puissance de pompe Raman requise, en fonction du courant d'alimentation du SOA. La longueur d'onde de la pompe Raman est de 1460 nm.	132

4.29	Présentation expérimentale de l'amplificateur hybride Raman-SOA.	133
4.30	Banc de mesure mis en place pour caractériser statiquement l'amplificateur hybride, Att : atténuateur optique variable, PM : radiomètre, OSA : analyseur de spectre optique, SW : commutateur optique, PC : contrôleur de polarisation.	134
4.31	Spectres de gain à la sortie l'amplificateur hybride à gain égalisé pour plusieurs courants d'alimentation du SOA et pour plusieurs puissances de la pompe Raman. La longueur d'onde de la pompe Raman est 1480 nm. La puissance du signal est de $-6,8$ dBm	134
4.32	Comparaison des profils normalisés du gain de l'amplificateur hybride Raman-SOA et du SOA seul. Dans chaque cas, le courant d'alimentation du SOA correspond au cas où la BO est optimale pour l'amplificateur.	135
4.33	Définitions choisies pour le NF (mesuré) et le NF équivalent de l'amplificateur hybride Raman-SOA.	136
4.34	Spectres du gain (a) et du NF (b) mesurés pour l'amplificateur hybride Raman-SOA et le SOA. La puissance de la pompe Raman est de 130 mW et le courant d'alimentation du SOA de 400 mA. La puissance du signal est de $-6,8$ dBm	137
4.35	Montage expérimental pompe-sonde mis en place pour caractériser l'amplificateur hybride en régime saturé. Att : atténuateur optique variable, PM : radiomètre, OSA : analyseur de spectre optique, PM : radio mètre, PC : contrôleur de polarisation, EDFA : amplificateur à fibre optique dopée Erbium. L'amplificateur hybride Raman-SOA est décrit à la figure 4.29. . .	137
4.36	Bande passante optique @ -1 dB de l'amplificateur hybride, en fonction de la puissance totale injectée. La longueur d'onde de la pompe est de 1528 nm, le courant d'alimentation est de 400 mA.	138
4.37	Montage expérimental mis en place pour réaliser la transmission de 7 Canaux CWDM. CWDM : source CWDM, PC : contrôleur de polarisation, MUX : multiplexeur, OSA : analyseur de spectre optique, PM : puissance mètre, DMux : démultiplexeur, PD : photodiode, BERT : générateur/analyseur de taux d'erreur binaire.	139
4.38	Spectres des 7 canaux CWDM injectés (trait plein) et transmis (traits pointillés) dans l'amplificateur hybride à gain égalisé. La résolution de l'OSA est de 0,1 nm.	140
4.39	Profils de gain de l'amplificateur hybride mesurés : 1) en injectant uniquement le signal issu du laser accordable avec une puissance de $-6,8$ dBm (triangle) ou en injectant simultanément les 7 canaux CWDM avec une puissance totale injectée de 0,2 dBm.	140
4.40	Taux d'erreurs binaires (BER) mesurés sur chaque canal CWDM injecté en fonction de la puissance optique reçue sur la photodiode sans l'amplificateur hybride (24,5 km de fibre) et avec l'amplificateur hybride (100 km de fibre). 142	
B.1	Spectre du coefficient de gain Raman normalisé calculé par l'équation B.4 .	155

B.2	Spectre du coefficient d'absorption de la fibre optique mesuré (marquer) et fonction polynomiale ajustée (trait plein) pour une puissance injectée de @ -6 dBm	156
C.1	Courant optimal en fonction de la longueur totale d'un SOA pour un gain cible de 15 dB	157
C.2	Courant optimal du SOA en fonction de la longueur totale d'un SOA pour un gain cible de 20 dB	158
C.3	Courant optimal appliqué sur la première électrode(a) et sur la deuxième électrode (b), en fonction des longueurs respectives des électrodes d'un SOA bi-électrodes. Le gain cible a été fixé ici à 15 dB	158
C.4	Courant optimal appliqué sur la première électrode(a) et sur la deuxième électrode (b), en fonction des longueurs respectives des électrodes d'un SOA bi-électrodes. Le gain cible a été fixé ici à 20 dB	159

Liste des tableaux

1.1	Performances requises pour amplificateur optique en fonction de sa situation dans le réseau optique.	15
1.2	Caractéristiques typiques des trois amplificateurs principalement utilisés dans les systèmes de télécommunications optiques.	19
1.3	Quelques fonctions et applications à base de SOA.	36
2.1	Valeurs des paramètres clés pour le calcul du gain matériau à la température de 300 K. Ces paramètres servent à calculer ceux du quaternaire $In_xGa_{1-x}As_yP_{1-y}$ [124].	53
2.2	Paramètres du modèle fournissent une erreur cumulée (<i>err</i>) minimale de 6,74.	67
2.3	Erreurs obtenues lorsque l'optimisation effectuée sur 381 points de mesure fournit une erreur cumulée minimale (<i>err</i>) de valeur 6,74.	68
3.1	Configurations des répartitions du courant d'alimentation du SOA bi-électrodes $\{500, 500 \mu m\}$ obtenues par notre algorithme d'optimisation (figure 3.1) pour un gain cible fixé à 15 dB. Les BO et les gain maximaux sont relevés pour une puissance du signal injecté de $-28,6 dBm$	102
3.2	Choix de configurations pour les courants d'alimentation I_1 et I_2 donnant le meilleur NF sans sacrifier le gain et la BO pour les différentes configurations des longueurs des électrodes du SOA bi-électrodes $\{L_1, L_2\}$ et pour un gain cible fixé à 15 dB.	106
3.3	Choix des configurations pour les courants d'alimentation I_1 et I_2 donnant la meilleure puissance de saturation sans sacrifier le gain et la BO pour les différentes configurations des longueurs des électrodes du SOA bi-électrodes $\{L_1, L_2\}$ et pour un gain cible fixé à 15 dB.	106
4.1	Synthèse des résultats obtenus sur la figure 4.31. Les BO obtenues avec pompe Raman sont comparées avec le cas sans pompe Raman (0 mW).	135
B.1	Valeur des paramètres utilisés dans le modèle [21]	154
B.2	Paramètres utilisés pour simuler l'amplificateur Raman à base de fibre SMF. $g_{R,pic}$ est la valeur maximale du coefficient du gain Raman. Pompe @1480 nm [145].	156

Bibliographie

- [1] K. MORITO, S. TANAKA, S. TOMABECHI et A. KURAMATA : A broad-band MQW semiconductor optical amplifier with high saturation output power and low noise figure. *Photonics Technology Letters, IEEE*, 17(5):974–976, May 2005.
 - [2] H. CARRERE, V. G. TRUONG, X. MARIE, R. BRENOT, G. de VALICOURT, F. LELARGE et T. AMAND : Large optical bandwidth and polarization insensitive semiconductor optical amplifiers using strained InGaAsP quantum wells. *Applied Physics Letters*, 97(12):121101–121101–3, Sep 2010.
 - [3] G.P. AGRAWAL : *Fiber-Optic Communication Systems*. Wiley Series in Microwave and Optical Engineering. John Wiley & Sons Inc, 2010.
 - [4] T. HESSLER : *Dynamique du gain dans les amplificateurs optiques à semiconducteur en régime femtoseconde*. Thèse de doctorat, École Polytechnique Fédérale de Lausanne, 2000.
 - [5] ITU-T Recommendations G.694.2. <http://www.itu.int/rec/T-REC-G.694.2-200312-I/en>. 2003.
 - [6] A. SANO, T. KOBAYASHI, A. MATSUURA, S. YAMAMOTO, S. YAMANAKA, E. YOSHIDA, Y. MIYAMOTO, M. MATSUI, M. MIZOGUCHI et T. MIZUNO : 100 x00d7; 120-gb/s pdm 64-qam transmission over 160 km using linewidth-tolerant pilotless digital coherent detection. In *Optical Communication (ECOC), 2010 36th European Conference and Exhibition on*, pages 1–3, Sept 2010.
 - [7] ITU-T Recommendation G.694.1 (02/12). <http://www.itu.int/rec/T-REC-G.694.1-201202-I/en>. 2012.
 - [8] P.J. WINZER et R. J. ESSIAMBRE : Advanced modulation formats for high-capacity optical transport networks. *Journal of Lightwave Technology*, 24(12):4711–4728, Dec 2006.
 - [9] G. CHARLET : *Etude des formats de modulation et des méthode de détection pour les transmissions multiplexées en longueur d’onde sur fibre optique au débit de 40 Gb/s et 100 Gb/s*. Thèse de doctorat, Institut d’Optique Graduate School, Palaiseau, 2011.
-

-
- [10] A. GORSHTEIN et D. SADOT : Advanced modulation formats and digital signal processing for fiber optic communication. In *Transparent Optical Networks (ICTON), 2010 12th International Conference on*, pages 1–3, June 2010.
- [11] E. IP, A.P.T. LAU, J.F. BARROS et J.M. KAHN : Coherent detection in optical fiber systems. *Opt. Express*, 16(2):753–791, Jan 2008.
- [12] B. ZHU, T.F. TAUNAY, M. FISHTEYN, X. LIU, S. CHANDRASEKHAR, M.F. YAN, J.M. FINI, E. M. MONBERG, F.V. DIMARCELLO, K. ABEDIN, P. W. WISK, D.W. PECKHAM et P. DZIEDZIC : Space-, wavelength-, polarization-division multiplexed transmission of 56-Tb/s over a 76.8-km seven-core fiber. In *Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC), 2011 and the National Fiber Optic Engineers Conference*, pages 1–3, March 2011.
- [13] A. LI, X. CHEN, A. AMIN, J. YE et W. SHIEH : Space-division multiplexed high-speed superchannel transmission over few-mode fiber. *Journal of Lightwave Technology*, 30(24):3953–3964, Dec 2012.
- [14] M. SALSU, J. VUONG, C. KOEBELE, P. GENEVAUX, H. MARDOYAN, P. TRAN, S. BIGO, G. LE COCQ, L. BIGOT, Y. QUIQUEMPOIS, A LE ROUGE, P. SILLARD, M. BIGOT-ASTRUC et G. CHARLET : In-line few-mode optical amplifier with erbium profile tuned to support lp01, lp11, and lp21 mode groups. In *Optical Communications (ECOC), 2012 38th European Conference and Exhibition on*, pages 1–3, Sept 2012.
- [15] R.-J. ESSIAMBRE, R. RYF, N.K. FONTAINE et S. RANDEL : Breakthroughs in photonics 2012 : Space-division multiplexing in multimode and multicore fibers for high-capacity optical communication. *Photonics Journal, IEEE*, 5(2):0701307–0701307, April 2013.
- [16] Amplificateur intégré ultra-large-bande pour systèmes optiques WDM améliorés. http://www.agence-nationale-recherche.fr/projet-anr/?tx_lwmsuivibilan_pi2%5BCODE%5D=ANR-10-VERS-0011. 2010.
- [17] Les Rencontres du numérique. <http://www.agence-nationale-recherche.fr/Colloques/RencontresduNumerique2013/fichiers/presentations/v5/UltraWIDE.pdf>. 2013.
- [18] O. GAUTHERON : Les réseaux optiques sous-marin. *Revue des Télécommunications d'Alcatel*, pages 171–179, 3^e trimestre 2000.
- [19] Y. SUN, A. K. SRIVASTAVA, J. ZHOU et J. W. SULHOFF : Optical fiber amplifiers for WDM optical networks. *Bell Labs Technical Journal*, 4(1):187–206, 1999.
- [20] N.K. DUTTA et Q. WANG : *Semiconductor optical amplifiers*. World Scientific Publishing, 2006.
- [21] C. CHLUDA : *Bruit Basse et Moyenne Fréquence des Amplificateurs optiques Distribués à Effet Raman*. Thèse de doctorat, Université de Montpellier, 2006.
-

-
- [22] B. CABON, J. CHAZELAS et D. DOLFI : *Optoélectronique Hyperfréquence Composants*. Techniques de l'Ingénieur.
- [23] M.N. ISLAM : Raman amplifiers for telecommunications. *Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, IEEE*, 8(3):548–559, May 2002.
- [24] C. HEADLEY et G.P. AGRAWAL : *Raman Amplification in Fiber Optical Communication Systems*. Electronics & Electrical. Elsevier Academic Press, 2005.
- [25] D. BAYART : Raman Amplification for Telecom Optical Networks. <http://www.ist-brighter.eu/tuto8/BAYART/BAYART.pdf>. Presentation dans journée de formation (training day), 2008.
- [26] P. MOREL : *Modélisation des amplificateurs optiques à semi-conducteurs : du composant au système*. Thèse de doctorat, Université de Bretagne Occidentale, Brest, 2006.
- [27] R. A. JOHNI, D. I. FORSYTH et K. R. TARIQ : Effects on Semiconductor Optical Amplifier Gain Quality for Applications in Advanced All-optical Communication Systems. *Research Journal of Applied Sciences, Engineering and Technology*, 7: 3414–3418, 2014.
- [28] O. QASAIMAH : Optical gain and saturation characteristics of quantum-dot semiconductor optical amplifiers. *Journal of Quantum Electronics, IEEE*, 39(6):793–798, June 2003.
- [29] J. MØRK, M. L. NIELSEN et T. W. BERG : The Dynamics of Semiconductor Optical Amplifiers : Modeling and Applications. *Optics and Photonics News*, 14(7):42–48, Jul 2003.
- [30] T. AKIYAMA, H. KUWATSUKA, Takashi SIMOYAMA, Y. NAKATA, K. MUKAI, M. SUGAWARA, O. WADA et H. ISHIKAWA : Nonlinear gain dynamics in quantum-dot optical amplifiers and its application to optical communication devices. *Journal of Quantum Electronics, IEEE*, 37(8):1059–1065, Aug 2001.
- [31] T. AKIYAMA, M. EKAWA, M. SUGAWARA, K. KAWAGUCHI, H. SUDO, A. KURAMATA, H. EBE et Y. ARAKAWA : An ultrawide-band semiconductor optical amplifier having an extremely high penalty-free output power of 23 dBm achieved with quantum dots. *Photonics Technology Letters, IEEE*, 17(8):1614–1616, Aug 2005.
- [32] V. USTINOV, A. ZHUKOV, A. EGOROV, A. KOVSH, N. MALEEV, M. SEMENOVA, E. anSemenova, N. LEDENTSOV et A. ZHORES : Semiconductor quantum dot lasers. *SPIE Proceedings*, 5946:594615–594615–17, 2005.
- [33] M. AMAYA : *Amélioration des performances d'un amplificateur optiques à semi-conducteurs par injection optique à la transparence du gain pour les réseaux de télécommunication optiques*. Thèse de doctorat, Université de Bretagne Occidentale, Brest, 2006.
-

-
- [34] M. GUÉGAN : *Étude d'amplificateur optiques à semi-conducteur multiélectrodes en vue de leurs application dans les systèmes de télécommunication*. Thèse de doctorat, Université de Bretagne Occidentale, Brest, 2001.
- [35] L. LABLONDE : *Étude des non-linéarités de gain d'un amplificateur optique à semi-conducteur*. Thèse de doctorat, Université de Limoges, 1996.
- [36] B. MERSALI : *Conception et réalisation d'amplificateurs optiques a semi-conducteurs independant de la polarisation*. Thèse de doctorat, Université de Paris-sud, Paris, 1991.
- [37] Y. YAMAMOTO : *Coherence, Amplification, and Quantum Effects in Semiconductor Lasers*. Wiley Series in Pure and Applied Optics. Wiley, 1991.
- [38] I. JOINDOT et M. JOINDOT : *Les télécommunications par fibres optiques*. Collection technique et scientifique des télécommunications. Dunod, 1996.
- [39] L. OCCHI, L. SCHARES et G. GUEKOS : Phase modeling based on the alpha-factor in bulk semiconductor optical amplifiers. *Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, IEEE*, 9(3):788–797, May 2003.
- [40] L. OCCHI : *Semiconductor Optical Amplifiers Made of Ridge Waveguide Bulk In-GaAsP/InP : Experimental Characterisation and Numerical Modelling of Gain, Phase, and Noise*. Thèse de doctorat, Zurich, 2002.
- [41] G. DE VALICOURT : *Conception, fabrication, et évaluation de modulateurs déportés pour les réseaux d'accès et radio sur fibre*. Thèse de doctorat, Télécom ParisTech, 2011.
- [42] R.J. MANNING, A. ANTONOPOULOS, R. LE ROUX et A.E. KELLY : Experimental measurement of nonlinear polarisation rotation in semiconductor optical amplifiers. *Electronics Letters*, 37(4):229–231, Feb 2001.
- [43] T. DURHUUS, B. MIKKELSEN, C. JOERGENSEN, S.L. DANIELSEN et K.E. STUBK-JAER : All-optical wavelength conversion by semiconductor optical amplifiers. *Journal of Lightwave Technology, IEEE*, 14(6):942–954, Jun 1996.
- [44] G. LI-QIANG et M.J. CONNELLY : Signal-induced birefringence and dichroism in a tensile-strained bulk semiconductor optical amplifier and its application to wavelength conversion. *Journal of Lightwave Technology, IEEE*, 23(12):4037–4045, Dec 2005.
- [45] M. ZHAO, J. DE MERLIER, G. MORTIER et R.G. BAETS : Dynamic birefringence of the linear optical amplifier and application in optical regeneration. *Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, IEEE*, 8(6):1399–1404, Nov 2002.
- [46] M. SETTEMBRE, F. MATERA, V. HAGELE, N. GABITOV, A.W. MATTHEUS et S.K. TURITSYN : Cascaded optical communication systems with in-line semiconductor optical amplifiers. *Journal of Lightwave Technology, IEEE*, 15(6):962–967, Jun 1997.
-

-
- [47] C. TAI, C. PI-YANG et W.I. WAY : Eight-way, 70-km transmission of 33-channel 64-QAM signals utilizing a $1.3\text{-}\mu\text{m}$ external modulation system and semiconductor optical amplifier. *Photonics Technology Letters, IEEE*, 8(9):1246–1248, Sept 1996.
- [48] L.H. SPIEKMAN, J.M. WIESENFELD, A.H. GNAUCK, L.D. GARRETT, G.N. van den HOVEN, T. van DONGEN, M. J. H. SANDER-JOCHEM et J. J. M. BINSMA : Transmission of 8 DWDM channels at 20 Gb/s over 160 km of standard fiber using a cascade of semiconductor optical amplifiers. *Photonics Technology Letters, IEEE*, 12(6):717–719, June 2000.
- [49] Z. LI, Y. DONG, J. MO, Y. WANG et C. LU : 1050 – km WDM transmission of 8×10.709 Gb/s DPSK signal using cascaded in-line semiconductor optical amplifier. *Photonics Technology Letters, IEEE*, 16(7):1760–1762, July 2004.
- [50] R. PROIETTI, A. D’ERRICO, L. GIORGI, N. CALABRETTA, G. CONTESTABILE et E. CIARAMELLA : 16×10 Gb/s DPSK transmission over 140 – km SSMF by using two common SOAs. *Photonics Technology Letters, IEEE*, 18(15):1675–1677, Aug 2006.
- [51] T. AKIYAMA, M. EKAWA, M. SUGAWARA, H. SUDO, K. KAWAGUCHI, A. KURAMATA, H. EBE, K. MORITO, H. IMAI et Y. ARAKAWA : An ultrawide-band (120 nm) semiconductor optical amplifier having an extremely-high penalty-free output power of 23 dBm realized with quantum-dot active layers. In *Optical Fiber Communication Conference, 2004. OFC 2004*, volume 2, page 3, Feb 2004.
- [52] J.D. DOWNIE, J. HURLEY et J.C. MAURO : Uncompensated 10.7 Gb/s transmission over a 470 km hybrid fiber link with in-line SOAs. In *Lasers and Electro-Optics, 2008 and 2008 Conference on Quantum Electronics and Laser Science. CLEO/QELS 2008. Conference on*, pages 1–2, May 2008.
- [53] U. KOREN, B.I. MILLER, M.G. YOUNG, T.L. KOCH, R.M. JOPSON, A.H. GNAVOK, J.D. EVANKOW et M. CHIEN : High frequency modulation of strained layer multiple quantum well optical amplifiers. *Electronics Letters*, 27(1):62–64, Jan 1991.
- [54] A. HAMIÉ, M. HAMZE, A. WEI, J.L. and Sharaiha et J.M. TANG : Theoretical investigations of quantum-dot semiconductor optical amplifier enabled intensity modulation of adaptively modulated optical OFDM signals in IMDD PON systems. *Opt. Express*, 19(25):25696–25711, Dec 2011.
- [55] J. MELLIS : Direct optical phase modulation in semiconductor laser amplifier. *Electronics Letters*, 25(10):679–680, May 1989.
- [56] D. HUI BON HOA, M. LE LIGNE et A.T. O’HARE : Low detection penalty in an optical DPSK heterodyne system using a saturated optical amplifier as phase modulator. *Journal of Lightwave Technology, IEEE*, 9(2):266–270, Feb 1991.
- [57] R. HUI, Q. JIANG, M. KAVEHRAD et T. MAKINO : All-optical phase modulation in a traveling wave semiconductor laser amplifier. *Photonics Technology Letters, IEEE*, 6(7):808–810, July 1994.
-

-
- [58] A. SHARAIHA, H. W. LI, T. RAMPONE et J. LE BIHAN : Commutateur optique pour trains d'impulsions optiques. Brevet 9613731, 1996.
- [59] A. SHARAIHA et M. GUEGAN : Analysis of the sign reversal of the photodetected signal response in a multielectrode semiconductor optical amplifier. *Journal of Lightwave Technology*, 19(8):1185–1193, Aug 2001.
- [60] K. TSUJI, D. C. KUNCORO, T. WATANABE, N. ONODERA et M. SARUWATARI : Effect of assist light on XGM-based wavelength-conversion using SOAs. *Electronics and Communications in Japan (Part II : Electronics)*, 88(5):10–20, 2005.
- [61] G. CONTESTABILE, N. CALABRETTA, R. PROIETTI et E. CIARAMELLA : 10 Gbit/s All-Optical Wavelength Conversion by using Double Stage Cross-Gain-Modulation in SOAs. In *Communications and Networking in China, 2006. ChinaCom '06. First International Conference on*, pages 1–5, Oct 2006.
- [62] T. AKIYAMA, N. HATORI, Y. NAKATA, H. EBE et M. SUGAWARA : Pattern-effect-free amplification and cross-gain modulation achieved by using ultrafast gain nonlinearity in quantum-dot semiconductor optical amplifiers. *physica status solidi (b)*, 238(2):301–304, 2003.
- [63] M. MATSUURA, O. RAZ, F. GOMEZ-AGIS, N. CALABRETTA et H.J.S. DORREN : 320-Gb/s wavelength conversion based on cross-gain modulation in a quantum-dot SOA. In *Optical Communication (ECOC), 2011 37th European Conference and Exhibition on*, pages 1–3, Sept 2011.
- [64] J. LEUTHOLD, C.H. JOYNER, B. MIKKELSEN, G. RAYBON, J.L. PLEUMEEKERS, B.I. MILLER, K. DREYER et C.A. BURRUS : 100 Gbit/s all-optical wavelength conversion with integrated SOA delayed-interference configuration. *Electronics Letters*, 36(13):1129–1130, Jun 2000.
- [65] V. THAKU, G. PANDOVE et T. GUPTA : OPTICAL WAVELENGTH CONVERTERS BASED ON CROSS GAIN MODULATION AND CROSS PHASE MODULATION IN SOA. *International Journal of Electronics and Computer Science Engineering*, 2012.
- [66] G. GIRAULT, F. GINOVRT, V. RONCIN et J.-C. SIMON : Modeling of a novel optical 3R regenerator using a cascade of SOA based NOLM and double-stage wavelength converters. In *Quantum Electronics Conference, 2005. EQEC '05. European*, pages 11–, June 2005.
- [67] R. MALDONADO-BASILIO, S. LATKOWSKI, J. PARRA-CETINA et P. LANDAIS : All-optical 40 Gb/s 3R regeneration assisted by clock-extraction based on a passively mode-locked quantum-dash Fabry-Perot laser. In *Optical Communication (ECOC), 2010 36th European Conference and Exhibition on*, pages 1–3, Sept 2010.
- [68] N. T. HUNG, T. KATAFUCHI, M. MATSUURA, N.T. QUANG et N. KISHI : Multi-channel NRZ-to-RZ modulation format conversion using cross-gain modulation in
-

- a semiconductor optical amplifier. *In Advanced Technologies for Communications (ATC), 2012 International Conference on*, pages 353–356, Oct 2012.
- [69] V.K. SRIVASTAVA, D. CHACK, V. PRIYE et C. KUMAR : All-Optical XOR Gate Based on XGM Properties of SOA. *In Computational Intelligence and Communication Networks (CICN), 2010 International Conference on*, pages 544–547, Nov 2010.
- [70] E. DIMITRIADOU et K.E. ZOIROS : All-Optical XOR Gate Using Single Quantum-Dot SOA and Optical Filter. *Journal of Lightwave Technology*, 31(23):3813–3821, Dec 2013.
- [71] H. SOTO, D. ERASME et G. GUEKOS : 5-Gb/s XOR optical gate based on cross-polarization modulation in semiconductor optical amplifiers. *Photonics Technology Letters, IEEE*, 13(4):335–337, April 2001.
- [72] M. CABEZON, A VILLAFRANCA, J.J. MARTINEZ, D. IZQUIERDO et I GARCES : Integrated Multi-Bit All-Optical NOR Gate for High Speed Data Processing. *Journal of Lightwave Technology*, 31(8):1178–1184, April 2013.
- [73] R. MEHRA, S. JAISWAL et H.K. DIXIT : SOA Based All-Optical NAND Gates and their Comparison. *In Computer and Communication Technology (ICCCCT), 2012 Third International Conference on*, pages 175–177, Nov 2012.
- [74] A. HAMIE, A. SHARAIHA, M. GUEGAN et B. PUCEL : All-optical logic NOR gate using two-cascaded semiconductor optical amplifiers. *Photonics Technology Letters, IEEE*, 14(10):1439–1441, Oct 2002.
- [75] A. SHARAIHA, H. W. LI, F. MARCHESE et J. LE BIHAN : All-optical logic NOR gate using a semiconductor laser amplifier. *Electronics Letters*, 33(4):323–325, Feb 1997.
- [76] K.E. STUBKJAER : Semiconductor optical amplifier-based all-optical gates for high-speed optical processing. *Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, IEEE*, 6(6):1428–1435, Nov 2000.
- [77] A.D. ELLIS, A.E. KELLY, D. NESSET, D. PITCHER, D.G. MOODIE et R. KASHYAP : Error free 100 Gbit/s wavelength conversion using grating assisted cross-gain modulation in 2 mm long semiconductor amplifier. *Electronics Letters*, 34(20):1958–1959, Oct 1998.
- [78] L. WANG, M. WANG et W.-P. HUANG : Reduction of pattern-effect in high-speed XGM-based all-optical switches using two-cascaded SOAs. *In Communications, 2009. APCC 2009. 15th Asia-Pacific Conference on*, pages 545–548, Oct 2009.
- [79] H.J.S. DORREN, M.T. HILL, Y. LIU, N. CALABRETTA, A. SRIVATSA, F.M. HUIJSKENS, H. de WAARDT et G-D KHOE : Optical packet switching and buffering by using all-optical signal processing methods. *Journal of Lightwave Technology*, 21(1):2–12, Jan 2003.
-

-
- [80] G. MELONI, G. BERRETTINI, L. POTI et A. BOGONI : Variable all-optical buffering based on semiconductor optical amplifiers and its applications. *In Photonics in Switching (PS), 2012 International Conference on*, pages 1–3, Sept 2012.
- [81] K. VLACHOS, G. THEOPHILOPOULOS, A. HATZIEFREMIDIS et H. AVRAMOPOULOS : 30 Gb/s all-optical clock recovery circuit. *Photonics Technology Letters, IEEE*, 12(6):705–707, Jun 2000.
- [82] H. DUPONT : *Étude de la transposition de longueur d'onde appliquée au routage dans un réseau optique multicolore*. Thèse de doctorat, Université de Bretagne Occidentale, Brest, 1995.
- [83] Y. MAEDA et L. OCCHI : All-optical triode based on a tandem wavelength converter using reflective semiconductor optical amplifiers. *Photonics Technology Letters, IEEE*, 15(2):257–259, Feb 2003.
- [84] Y. MAEDA : All-optical triode based on cross gain modulation using InAs quantum dot semiconductor optical amplifiers. *In Communications and Photonics Conference (ACP), 2012 Asia*, pages 1–3, Nov 2012.
- [85] Y. LIU, M.T. HILL, E. TANGDIONGGA, H. de WAARDT, N. CALABRETTA, G-D KHOE et H.J.S. DORREN : Wavelength conversion using nonlinear polarization rotation in a single semiconductor optical amplifier. *Photonics Technology Letters, IEEE*, 15(1):90–92, Jan 2003.
- [86] J.Y. KIM, S.K. HAN et S. LEE : All-optical multiple logic gates using parallel SOA-MZI structures . *In Lasers and Electro-Optics Society, 2005. LEOS 2005. The 18th Annual Meeting of the IEEE*, pages 133–134, Oct 2005.
- [87] P. SINGH, D.K. TTPATHI, R. MEHRA et H.K. DIXIT : Design of all-optical NOT gate using SOA based Mach-Zehnder interferometer at 1.0Gb/s. *In Power, Control and Embedded Systems (ICPCES), 2012 2nd International Conference on*, pages 1–4, Dec 2012.
- [88] L. XU, B.C. WANG, V. BABY, I. GLESK et P.R. PRUCNAL : All-optical data format conversion between RZ and NRZ based on a Mach-Zehnder interferometric wavelength converter. *Photonics Technology Letters, IEEE*, 15(2):308–310, Feb 2003.
- [89] L. BANCHI, M. PRESI, A. D'ERRICO, G. CONTESTABILE et E. CIARAMELLA : All-Optical 10 and 40 Gbit/s RZ-to-NRZ Format and Wavelength Conversion Using Semiconductor Optical Amplifiers. *Journal of Lightwave Technology, IEEE*, 28(1): 32–38, Jan 2010.
- [90] A. MARTINEZ, F. RAMOS et J. MARTI : All-optical packet header processor based on cascaded SOA-MZIs. *Electronics Letters*, 40(14):894–895, Jul 2004.
- [91] M. FUNABASHI, Z. ZHU, Z. PAN, S.J.B. YOO et L. PARASCHIS : All-optical 3R regeneration in monolithic SOA-MZI to achieve 0.4 million km fiber transmission.
-

- In Lasers and Electro-Optics Society, 2005. LEOS 2005. The 18th Annual Meeting of the IEEE*, pages 137–138, Oct 2005.
- [92] J. XU, Y. DING, C. PEUCHERET, J. SEOANE, H.C. HANSEN MULVAD, M. GALILI, Weiqi XUE, J. MORK et P. JEPPESEN : Soa-based otdm-dpsk demultiplexing assisted by offset-filtering. *In Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC), 2011 and the National Fiber Optic Engineers Conference*, pages 1–3, March 2011.
- [93] T. KUROSU, S. NAMIKI, R. AKIMOTO, H. KUWATSUKA, T. HASAMA, H. ISHIKAWA, S. SEKIGUCHI, N. YASUOKA, K. MORITO et Y. ARAKAWA : 172-Gbps cascaded OTDM MUX and DEMUX operations of 43G VSR transceivers using integratable semiconductor devices. *In Optical Fiber Communication (OFC), collocated National Fiber Optic Engineers Conference, 2010 Conference on (OFC/NFOEC)*, pages 1–3, March 2010.
- [94] A. CROTTINI, F. SALLERAS, Pablo MORENO, M.-A. DUPERTUIS, B. DEVEAUD et R. BRENOT : Noise figure improvement in semiconductor optical amplifiers by holding beam at transparency scheme. *Photonics Technology Letters, IEEE*, 17(5):977–979, May 2005.
- [95] B. HAN, J. YU, W. WANG, E. YANG et C. YANG : Simultaneously Wavelength Conversion of Two Data Signals Based on FWM in a Single SOA. *In Control, Automation and Systems Engineering (CASE), 2011 International Conference on*, pages 1–4, July 2011.
- [96] C. MEUER, C. SCHMIDT-LANGHORST, H. SCHMECKEBIER, G. FIOLE, D. ARSENIJEVIĆ, C. SCHUBERT et D. BIMBERG : 40 Gb/s wavelength conversion via four-wave mixing in a quantum-dot semiconductor optical amplifier. *Opt. Express*, 19(4):3788–3798, Feb 2011.
- [97] D. KONG, Y LI, H. WANG, X. ZHANG, J. ZHANG, J. WU et J. LIN : All-Optical XOR Gates for QPSK Signals Based on Four-Wave Mixing in a Semiconductor Optical Amplifier. *Photonics Technology Letters, IEEE*, 24(12):988–990, Jun 2012.
- [98] M.J. CONNELLY : *Semiconductor Optical Amplifiers*. Springer, 2002.
- [99] O. KAMATANI et S. KAWANISHI : Ultrahigh-speed clock recovery with phase lock loop based on four-wave mixing in a traveling-wave laser diode amplifier. *Journal of Lightwave Technology, IEEE*, 14(8):1757–1767, Aug 1996.
- [100] C. WARE : *Récupération d'horloge par boucle à verrouillage de phase utilisant le mélange à quatre ondes dans un amplificateur optique à semi-conducteurs*. Thèse de doctorat, École Nationale Supérieure des Télécoms, Paris, 2003.
- [101] I. SHAKE, H. TAKARA, K. UCHIYAMA, I. OGAWA, T. KITOH, T. KITAGAWA, M. OKAMOTO, K. MAGARI, Y. SUZUKI et T. MORIOKA : 160 Gbit/s full optical time-division demultiplexing using FWM of SOA-array integrated on PLC. *Electronics Letters*, 38(1):37–38, Jan 2002.
-

-
- [102] S. SINGH, X. YE et R. KALER : All Optical Wavelength Conversion Based on Cross Polarization Modulation in Semiconductor Optical Amplifier. *Journal of Lightwave Technology, IEEE*, 31(11):1783–1792, June 2013.
- [103] H. SOTO, E. ALVAREZ, C.A. DIAZ, J. TOPOMONDZO, D. ERASME, L. SCHARES, L. OCCHI, G. GUEKOS et M. CASTRO : Design of an all-optical NOT XOR gate based on cross-polarization modulation in a semiconductor optical amplifier. *Optics Communications*, (13):121 – 131, 2004.
- [104] D. ERASME, H. SOTO et G. GUEKOS : All-optical switching and XOR-gating using cross-polarization modulation in a semiconductor optical amplifier. *In Lasers and Electro-Optics Europe, 2000. Conference Digest. 2000 Conference on*, page pp.1, Sept 2000.
- [105] G. GAVIOLI et P. BAYVEL : Novel 3R regenerator based on polarization switching in a semiconductor optical amplifier-assisted fiber Sagnac interferometer. *Photonics Technology Letters, IEEE*, 15(9):1261–1263, Sept 2003.
- [106] J. P. TURKIEWICZ, M.T. HILL, J. J Vegas OLMOS, A.M.J. KOONEN, G-D KHOE et H. de WAARDT : All-optical 4×2.5 Gbit/s 1310 nm WDM to 10 Gbit/s 1550 nm OTDM transmultiplexing. *In Optical Communications, 2006. ECOC 2006. European Conference on*, pages 1–2, Sept 2006.
- [107] Y. LIU, M.T. HILL, H. de WAARDT, G-D KHOE, D. LENSTRA et H.J.S. DORREN : All-optical flip-flop memory based on two coupled polarisation switches. *Electronics Letters*, 38(16):904–906, Aug 2002.
- [108] Mark J. POWER, W. JIA, Roderick P. WEBB, Robert J. MANNING et Fatima C.Garcia GUNNING : Optical signal processing : Applications in phase-modulated optical OFDM superchannels. *In Transparent Optical Networks (ICTON), 2014 16th International Conference on*, pages 1–4, July 2014.
- [109] S. YIN : Wideband Optical Amplifier Technology. http://web.stanford.edu/~shyin/Courses_files/Wideband%20OpticalU%20Amplifier%20Technology_Shuang%20Yin_EE247%20Term%20Paper.pdf. Accessed : 2014-10-5.
- [110] M. TACHIBANA, R.I. LAMING, P.R. MORTEL et D.N. PAYNE : Erbium-doped fiber amplifier with flattened gain spectrum. *Photonics Technology Letters, IEEE*, 3(2):118–120, Feb 1991.
- [111] P.F. WYSOCKI, J.B. JUDKINS, R.P. ESPINDOLA, M. ANDREJCO et A.M. VENG-SARKAR : Broad-band erbium-doped fiber amplifier flattened beyond 40 nm using long-period grating filter. *Photonics Technology Letters, IEEE*, 9(10):1343–1345, Oct 1997.
- [112] S. LI, K.S. CHIANG et W. A. GAMBLING : Dynamic gain flattening of an erbium-doped fiber amplifier using a high-birefringence fiber loop mirror. *In Optical Fiber Communication Conference and Exhibit, 2001. OFC 2001*, volume 2, pages TuA5–TuA5, Mar 2001.
-

-
- [113] S. NAMIKI et Y. EMORI : Ultrabroad-band Raman amplifiers pumped and gain-equalized by wavelength-division-multiplexed high-power laser diodes. *Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, IEEE*, 7(1):3–16, Jan 2001.
- [114] M. YAMADA, H. ONO, T. KANAMORI, S. SUDO et Y. OHISHI : Broadband and gain-flattened amplifier composed of a 1.55 μm -band and a 1.58 μm -band Er-doped fibre amplifier in a parallel configuration. *Electronics Letters*, 33(8):710–711, Apr 1997.
- [115] H. KAWAKAMI, Y. MIYAMOTO, K. YONENAGA et T TOBA : Highly efficient distributed Raman amplification system in a zero-dispersion-flattened transmission line. *In Optical Amplifiers and their Applications*, page ThB5. Optical Society of America, 1999.
- [116] K. MUKASA, Y. AKASAKA, Y. SUZUKI et T. KAMIYA : Novel network fiber to manage dispersion at 1.55 μm with combination of 1.3 μm zero dispersion single mode fiber. *In Integrated Optics and Optical Fibre Communications, 11th International Conference on, and 23rd European Conference on Optical Communications (Conf. Publ. No. : 448)*, volume 1, pages 127–130 vol.1, Sep 1997.
- [117] K.C. REICHMANN, P.P. IANNONE, Xiang ZHOU, N.J. FRIGO et R.R. HEMENWAY : 240 – km CWDM transmission using cascaded SOA Raman hybrid amplifiers with 70 – nm bandwidth. *Photonics Technology Letters, IEEE*, 18(2):328–330, Jan 2006.
- [118] H. MASUDA et S. KAWAI : Wide-band and gain-flattened hybrid fiber amplifier consisting of an EDFA and a multiwavelength pumped Raman amplifier. *Photonics Technology Letters, IEEE*, 11(6):647–649, June 1999.
- [119] A. MORI, T. SAKAMOTO, K. KOBAYASHI, K. SHIKANO, K. OIKAWA, K. HOSHINO, Terutoshi KANAMORI, Y. OHISHI et M. SHIMIZU : 1.58 μm broad-band erbium-doped tellurite fiber amplifier. *Journal of Lightwave Technology*, 20(5):822–827, May 2002.
- [120] R. BRENOT, F. LELARGE, O. LEGOUÉZIGOU, F. POMMEREAU, F. POINGT, L. LEGOUÉZIGOU, E. DEROUIN, O. DRISSE, B. ROUSSEAU, F. MARTIN et G-H DUAN : Quantum dots semiconductor optical amplifier with a -3 dB bandwidth of up to 120 nm in semi-cooled operation. *In Optical Fiber communication/National Fiber Optic Engineers Conference, OFC/NFOEC 2008*, pages 1–3, Feb 2008.
- [121] J. LEUTHOLD, M. MAYER, J. ECKNER, G. GUEKOS, H. MELCHIOR et Ch. ZELLWEGGER : Material gain of bulk 1.55 μm InGaAsP/InP semiconductor optical amplifiers approximated by a polynomial model. *Journal of Applied Physics*, 87(1):618–620, 2000.
- [122] M. ASADA, A. KAMEYAMA et Y. SUEMATSU : Gain and intervalence band absorption in quantum-well lasers. *Journal of Quantum Electronics, IEEE*, 20(7):745–753, Jul 1984.
-

-
- [123] T. MAKINO : Analytical formulas for the optical gain of quantum wells. *Journal of Quantum Electronics, IEEE*, 32(3):493–501, Mar 1996.
- [124] E. ROSENCHER et B. VINTER : *Optoélectronique : cours et exercices corrigés*. Dunod Physique. Dunod, deuxième édition, 2002.
- [125] N. TRENADO : *Modélisation et simulation des composants optoélectronique à puits quantiques*. Thèse de doctorat, Université de Rouen, Brest, 2002.
- [126] J.-C. SIMON : GaInAsP semiconductor laser amplifiers for single-mode fiber communications. *Journal of Lightwave Technology, IEEE*, 5(9):1286–1295, Sep 1987.
- [127] M.J. CONNELLY : Wideband semiconductor optical amplifier steady-state numerical model. *Journal of Quantum Electronics, IEEE*, 37(3):439–447, Mar 2001.
- [128] A. SHARAIHA : *Fonction et systèmes à base d’amplificateurs optiques à semiconducteurs pour les systèmes de communications optiques*. Thèse d’habilitation à diriger des recherches, Université de Bretagne Occidentale, Brest, 2000.
- [129] V. LAPÈRE : *Modélisation des Amplificateurs à Semi-conducteur avec le logiciel Ether*. Rapport de DEA, Alcatel OPTO+, Marcoussis, 2002.
- [130] D.M. BANEY, P. GALLION et R.S. TUCKER : Theory and Measurement Techniques for the Noise Figure of Optical Amplifiers. *Optical Fiber Technology*, 6(2):122 – 154, 2000.
- [131] F. DEVAUX, Y. SOREL et J-F KERDILES : Simple measurement of fiber dispersion and of chirp parameter of intensity modulated light emitter. *Journal of Lightwave Technology, IEEE*, 11(12):1937–1940, Dec 1993.
- [132] A. ROYSET, L. BJERKAN, D. MYHRE et L. HAFSKJAER : Use of dispersive optical fibre for characterisation of chirp in semiconductor lasers. *Electronics Letters*, 30(9): 710–712, Apr 1994.
- [133] R. LENNOX, K. CARNEY, R. MALDONADO-BASILIO, S. PHILIPPE, A. L. BRADLEY et P. LANDAIS : Impact of bias current distribution on the noise figure and power saturation of a multicontact semiconductor optical amplifier. *Optics Letters*, 36(13): 2521–2523, Jul 2011.
- [134] K. CARNEY, R. LENNOX, R. MALDONADO-BASILIO, S. PHILIPPE, F. SURRE, L. BRADLEY et P. LANDAIS : Method to improve the noise figure and saturation power in multi-contact semiconductor optical amplifiers : simulation and experiment. *Optics Express*, 21(6):7180–7195, Mar 2013.
- [135] P. MOREL, M. GUÉGAN, A SHARAIHA et P. CHANCLOU : Simulation of soas optical bandwidth widening based on selective filtering. *In Numerical Simulation of Optoelectronic Devices (NUSOD), 2010 10th International Conference on*, pages 39–40, Sept 2010.
-

-
- [136] H.T. FRIIS : Noise figures of radio receivers. *Proceedings of the IRE*, 32(7):419–422, July 1944.
- [137] IA. BUFETOV, MM. BUBNOV, VB. NEUSTRUEV, VM. MASHINSKY, AV. SHUBIN, MV. GREKOV, AN. GURYANOV, VF. KHOPIN, EM. DIANOV et AM. PROKHOROV : Raman gain properties of optical fibers with a high ge-doped silica core and standard optical fibers. *LASER PHYSICS-LAWRENCE*, 11(1):130–133, 2001.
- [138] N.A. OLSSON et J. HEGARTY : Noise properties of a Raman amplifier. *Journal of Lightwave Technology, IEEE*, 4(4):396–399, Apr 1986.
- [139] S.A.E. LEWIS, S.V. CHERNIKOV et J.R. TAYLOR : Gain saturation in silica-fibre Raman amplifier. *Electronics Letters*, 35(11):923–924, May 1999.
- [140] Amplificateur bas-coût pour Réseaux Optiques MEtropolitains et d'accès.
[http://www.agence-nationale-recherche.fr/projet-anr/?tx_lwmsuivibilan_pi2\[CODE\]=ANR-06-TCOM-0034](http://www.agence-nationale-recherche.fr/projet-anr/?tx_lwmsuivibilan_pi2[CODE]=ANR-06-TCOM-0034). 2006.
- [141] G. E. WALRAFEN et P. N. KRISHNAN : Model analysis of the Raman spectrum from fused silica optical fibers. *Appl. Opt.*, 21(3):359–360, Feb 1982.
- [142] D. HOLLENBECK et C.D. CANTRELL : Multiple-vibrational-mode model for fiber-optic Raman gain spectrum and response function. *Journal of the Optical Society of America B*, 19(12):2886–2892, Dec 2002.
- [143] R. H. STOLEN, C. LEE et R. K. JAIN : Development of the stimulated Raman spectrum in single-mode silica fibers. *Journal of the Optical Society of America B*, 1(4):652–657, Aug 1984.
- [144] G.P. AGRAWAL : *Nonlinear Fiber Optics*. Optics and Photonics. Elsevier Science, third édition, 2001.
- [145] F. AUDO : *Opto-alimentation et transmission de données par fibre optique pour les observatoires de fond de mer*. Thèse de doctorat, Université de Bretagne Occidentale, Brest, 2012.
-

Résumé

Mots-clefs : amplificateur optique à semi-conducteurs (SOA), SOA large bande, modélisation du gain matériau, SOA multi-puits quantique, bande passante optique, optimisation structurelle des SOA, égalisation large bande, amplificateur hybride Raman-SOA, transmission CWDM.

L'amplification optique large bande à base de SOA est devenue indispensable pour la montée en débit des systèmes de transmissions optiques et pour pouvoir exploiter au mieux la bande optique des fibres optiques. Ce travail présente une étude théorique et expérimentale d'un SOA large bande passante développé par Alcatel Thales III-V Lab dans le cadre des projets ANR AROME et UltraWIDE.

Dans cette thèse, nous avons d'abord effectué une modélisation semi-phénoménologique du gain matériau et du coefficient de gain d'une structure à base de multi-puits quantiques avec un nombre réduit de paramètres. L'intégration de notre modèle dans un modèle de SOA déjà développé au laboratoire a montré son efficacité pour restituer quantitativement le comportement statiques (gain, facteur de bruit) des nouvelles structures SOA large bande sur une large plage de longueurs d'onde (> 110 nm), de courants d'alimentation et de puissances optiques. À l'aide de ce modèle, nous avons étudié l'influence de la structure du SOA sur la bande passante pour un gain cible en jouant sur la longueur, le nombre d'électrode et le courant d'alimentation du SOA. Nous avons mis en évidence qu'une structure bi-électrodes n'apportait pas d'amélioration de la bande passante optimisée par rapport au cas mono-électrode. En revanche, la structure bi-électrode permet d'optimiser la puissance de saturation et le facteur de bruit du SOA, sans sacrifier ni le gain maximal ni la bande passante optique. Nous avons aussi montré que, pour ce type de composants, une augmentation de la puissance optique injectée pouvait être compensée par une augmentation du courant d'alimentation pour maintenir une large bande passante optique.

Nous avons également mis en place deux techniques d'élargissement de la bande passante optique de SOA à large bande. La première technique est fondée sur le filtrage en réflexion spectralement sélectif (ESOA). Le dispositif expérimental a permis d'amplifier simultanément 8 canaux CWDM dans une bande passante (définie à -1 dB) de 140 nm. La deuxième technique, basée sur un amplificateur hybride Raman-SOA, a fourni une bande passante optique (définie à -1 dB) de 89 nm avec un gain de 17 dB. Nous avons ainsi pu réaliser une transmission simultanée de 5 canaux CWDM allant jusqu'à 10 Gb/s sur 100 km.

Abstract

Keywords: semi-conductor optical amplifier (SOA), broadband SOA, material gain modelling, multiple quantum wells SOA, optical bandwidth, structural optimization of SOAs, broadband equalization, hybrid Raman-SOA amplifier, CWDM transmission.

SOA-based optical amplification became crucial for increasing optical system capacity and to benefit from the broad bandwidth of optical fibers. In this work we present both theoretical and experimental studies for a new broadband SOA developed by Alcatel Thales III-V lab in the framework of AROME and UltraWIDE ANR projects.

We developed firstly a semi-phenomenological model for both the material gain and the gain coefficient of a multi-quantum well -based SOA structure with a reduced set of parameters. This material gain model has been integrated in an existing SOA model and proved its performance in reproducing steady state behavior of this new broadband SOA (gain and noise figure) for a wide range of wavelengths, input powers and bias currents. Thanks to this model, we studied the influence of the SOA geometrical structure on the optical bandwidth for a given target gain, by varying length, number of electrodes and bias current. We showed that two-electrode SOA structures do not provide any improvement of the bandwidth compared to the one-electrode case. However, the two-electrode structure allows the optimization of both the SOA saturation power and the noise figure, without sacrificing neither the maximum gain nor the optical bandwidth. We have also shown that for this kind of component, an increase in the injected optical power could be compensated by an increase in the supply current to maintain a wide optical bandwidth.

We have also investigated two techniques to widen the optical bandwidth of our broadband SOA. The first one is based on a modification of the SOA structure by introducing a selective reflection filter (ESOA). Its experimental implementation allowed the amplification of an 8-CWDM-channel comb in a bandwidth (defined at -1 dB) of 140 nm. The second one, based on a hybrid Raman-SOA amplifier, provided an optical bandwidth (defined at -1 dB) of 89 nm with a gain of 17 dB. With this last technique, we were able to achieve a 5-CWDM-channel comb transmission up to 10 Gb/s over 100 km.