



**HAL**  
open science

# Émetteurs achromatiques pour le réseau d'accès optique haut débit multiplexé en longueurs d'onde

Quoc Thai Nguyen

► **To cite this version:**

Quoc Thai Nguyen. Émetteurs achromatiques pour le réseau d'accès optique haut débit multiplexé en longueurs d'onde. Physique Atomique [physics.atom-ph]. Université Rennes 1, 2011. Français. NNT : 2011REN1E001 . tel-00598529

**HAL Id: tel-00598529**

**<https://theses.hal.science/tel-00598529v1>**

Submitted on 6 Jun 2011

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

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



THÈSE / UNIVERSITÉ DE RENNES I  
*sous le sceau de l'Université Européenne de Bretagne*

pour le grade de  
DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE RENNES I  
*Mention : Physique*

École Doctorale : Sciences de la Matière  
présentée par

**Quoc Thai NGUYEN**

préparée au laboratoire FOTON CNRS UMR 6082

ÉCOLE NATIONALE SUPÉRIEURE DES SCIENCES APPLIQUÉES ET DE TECHNOLOGIES

---

**Émetteurs  
achromatiques  
pour le réseau  
d'accès optique  
haut débit  
multiplexé en  
longueurs  
d'onde**

Thèse soutenue à Lannion  
le 21 Janvier 2011  
devant le jury composé de :

**Liam BARRY**

Professeur, RINCE, Dublin City University, *Rapporteur*

**Didier ERASME**

Professeur, Télécom ParisTech, *Rapporteur*

**Christelle AUPETIT-BERTHELENOT**

Professeur, XLIM, Université de Limoges, *Examineur*

**Philippe CHANCLOU**

Ingénieur de recherche HDR, Orange Labs, *Examineur*

**Christophe KAZMIERSKI**

Ingénieur de recherche, Alcatel-Thales III-V Lab  
Alcatel-Lucent Bell Labs et Thales R&T, *Examineur*

**Jean-Claude SIMON**

Professeur, Foton, Université de Rennes I, *Examineur*

**Idelfonso TAFUR MONROY**

Professeur, DTU Fotonik  
Technical University of Denmark, *Examineur*

**Pascal BESNARD**

Professeur, Foton, Université de Rennes I, *Directeur*



# Remerciements

Ce travail de thèse a été effectué au laboratoire FOTON du CNRS. Les résultats présentés dans ce manuscrit sont le fruit de multiples collaborations fructueuses et d'aides précieuses de nombreuses personnes. Je tiens à sincèrement remercier les personnes qui m'ont soutenu pendant ces trois années.

Avant tout, je tiens à exprimer toute ma gratitude à Pascal Besnard, professeur à l'Université de Rennes 1, pour la direction de ce doctorat, pour son implication et pour sa confiance qu'il a su me donner au cours de ces années. Il m'a permis de m'épanouir en me donnant une grande autonomie et liberté dans l'orientation et le développement du sujet, tout en étant présent en cas de nécessité. Malgré ses nombreuses obligations et responsabilités, Pascal a toujours essayé d'être disponible quand j'ai eu besoin de lui. A côté de sa grande expertise dans le domaine physique de lasers qui m'a beaucoup apporté sur l'aspect scientifique, Pascal m'a permis également d'apprendre la capacité de présentation orale, la rigueur scientifique, la méthodologie et l'organisation du travail.

Je souhaite également exprimer toute ma gratitude envers Laurent Bramerie, ingénieur de recherche, responsable de la plate-forme PERSYST du laboratoire FOTON, pour la participation à encadrer ces travaux. Laurent m'a offert une excellente opportunité de travailler sur la plate-forme de transmission d'accès optique au sein de PERSYST. L'aspect système de ces travaux n'aurait pas pu être réalisé sans son implication sur ce sujet, sa grande expertise et sa collaboration à travers le projet de recherche ANTARES. Ses conseils précieux, ses discussions fructueuses et son encouragement toute au long de la thèse sont bien évidemment des sources essentielles qui m'ont aidé à mener à bien ces travaux.

Je tiens à remercier sincèrement les membres de jury, Christelle Aupetit-Berthelemot, Liam Barry, Didier Erasme, Idelfonso Tafur-Monroy, de m'avoir fait l'honneur de s'intéresser à ces travaux et de participer à l'évaluation. Malgré le retard imprévu dans le dépôt de ce manuscrit pour la première lecture, j'ai particulièrement apprécié les efforts des deux rapporteurs, Liam Barry et Didier Erasme, qui ont pu fournir les rapports dans un très court délai.

Je tiens évidemment à remercier Jean-Claude Simon, directeur du laboratoire FOTON, pour m'avoir accueilli dans son laboratoire et pour m'avoir permis de travailler dans les meilleures conditions. Jean-Claude m'a apporté non seulement de bons conseils sur l'aspect scientifique, mais également sa bonne humeur et sa personnalité très agréable.

La réalisation expérimentale de ces travaux de thèse a bénéficié de supports techniques et d'aides importantes des collègues des différents groupes (Physique de Lasers, PERSYST, CCLO). Je ne saurais oublier Olivier Vaudel, Jean-François Hayau pour m'avoir initié aux manipulations d'injection optique et de mesure de bruit d'intensité, Gwenaëlle Vaudel, Mathilde Gay, Sébastien Lobo, Eric Borgne et Marcia Costa e Silva pour m'avoir permis de travailler dans de bonnes conditions expérimentales sur la plate-forme PERSYST, Philippe Rochard et Monique Thual pour la réalisation des montages micromécaniques et du couplage optique.

Je tiens à remercier également Michel Joindot pour m'avoir assisté dans la réalisation des présentations faites aux conférences, en assistant à mes répétitions et en me donnant des conseils pertinents et très utiles.

Ces travaux ont été réalisés dans le cadre du projet de recherche ANR ANTARES. C'est pourquoi je suis aussi grandement reconnaissant aux collègues partenaires Christophe Kazmierski, Alexandre Shen, Alexandre Garreau, Guang-Hua Duan, Nicolas Dupuis à Alcatel-Thales III-V Lab, Philippe Chanclou à Orange Labs. Ils ont permis des échanges dynamiques aboutissant à une collaboration très fructueuse, particulièrement dans le prêt d'équipements mais aussi dans la fourniture de nouveaux composants, dispositifs essentiels à ces travaux.

Le travail de recherche est bien évidemment un travail au sein d'une équipe, tant sur le plan scientifique que personnel, je tiens à remercier les collègues au laboratoire FOTON à l'ENSSAT : Dominique Bosc, Patrice Féron, Thierry Chartier, Jean-Marc Goujon, Frédéric Ginovart, Yannick Dumeige et spécialement les collègues doctorants et post-doctorants : Alexandra Lagrost, Stéphane Trébaol, Zhenyu Hao, Yohann Léguillon, Kenny Hey Tow, Kévin Lengle, Ronan Le Page, Nguyen Thanh Nam, Le Quang Trung, Ngo Minh Nguyet, Nguyen Duc Minh, Nguyen Quang Vinh, Le Sy Dat pour avoir partagé les bons moments et la vie très agréable au laboratoire tout au long de ces trois ans. Je tiens à remercier spécialement Nguyen Thi Kim Ngan pour m'avoir beaucoup aidé pendant les derniers jours de ces trois ans et pour s'être occupé de formalités avant la soutenance.

Parmi les autres collègues du laboratoire, je tiens à remercier Danielle Graviou, Réjane Etesse, Sylvain Fève pour leur efficacité et leur bonne humeur. Je tiens à remercier également l'équipe administrative, le service technique et la scolarité à l'ENSSAT, notamment Nelly Vaucel, Michelle Grout, Catherine Demigny, Catherine Delen, Julien Corazza, Serge Le Flécher et Stéphane Chehayed pour leur aide et leur assistance. Je remercie Christian Sauquet pour s'être occupé de formalités de thèse alors que j'étais déjà en poste au Portugal.

Je tiens aussi à remercier tous mes amis vietnamiens à Lannion, mes collègues à Orange Labs pour leur amitié, leur humour et pour avoir partagé les moments inoubliables pendant ces années de ma vie étudiante à Lannion.

Finalement, je souhaite remercier infiniment ma famille au Vietnam pour leur soutien, leur encouragement et leur amour pendant tout au long de mes années d'étude en France.

Enfin, je suis infiniment reconnaissant à Nga, qui est toujours à côté de moi, et pour tout ce qu'elle m'apporte dans ma vie...

Lisbonne, le 10 Avril 2011.

# Table des matières

<b>Remerciements</b>	<b>iii</b>
<b>Table des matières</b>	<b>viii</b>
<b>Table des figures</b>	<b>ix</b>
<b>Liste des tableaux</b>	<b>xvii</b>
<b>Liste des acronymes</b>	<b>xix</b>
<b>Introduction</b>	<b>1</b>
<b>1 Le réseau d'accès optique et les technologies des composants associés</b>	<b>7</b>
1.1 Réseau d'accès optique et son évolution . . . . .	7
1.1.1 Le réseau d'accès et la montée en débit . . . . .	7
1.1.2 Différentes topologies d'architecture du réseau d'accès optique . . . . .	12
1.1.2.1 Architecture point à point . . . . .	12
1.1.2.2 Architecture point à multipoint active . . . . .	13
1.1.2.3 Architecture point à multipoint passive (PON) . . . . .	14
1.1.3 Différentes technologies du réseau PON . . . . .	16
1.1.3.1 Multiplexage temporel (TDM-PON) . . . . .	16
1.1.3.2 Multiplexage en longueur d'onde (WDM-PON) . . . . .	17
1.1.3.3 Multiplexage hybride WDM et TDM (WDM/TDM-PON) . . . . .	19
1.1.3.4 Autres perspectives technologiques pour les futurs systèmes PON . . . . .	21
1.1.4 Evolution des standards PON pour les futures générations de système d'accès optique . . . . .	31
1.1.4.1 Standards FSAN/ITU-T . . . . .	31
1.1.4.2 Standards IEEE . . . . .	33
1.1.4.3 Future génération PON au delà du 10 Gb/s et l'opportunité du WDM . . . . .	35
1.2 Technologies des composants émetteurs pour l'accès optique . . . . .	37
1.2.1 Composants émetteurs pour le réseau d'accès optique TDM-PON . . . . .	37
1.2.1.1 Laser à modulation directe (DML) . . . . .	37
1.2.1.2 Laser intégré avec un modulateur à électro-absorption (EML) . . . . .	39
1.2.2 Composants émetteurs pour le réseau d'accès optique WDM : les concepts achromatiques . . . . .	40
1.2.2.1 Composants à émission directe . . . . .	40
1.2.2.2 Modulateurs réflectifs . . . . .	44

1.3	Synthèse . . . . .	51
	Bibliographie . . . . .	53
<b>2</b>	<b>Laser Fabry-Perot verrouillé par injection optique</b>	<b>65</b>
2.1	Injection optique d'un laser à semi-conducteur . . . . .	65
2.1.1	Principe de l'injection optique . . . . .	65
2.1.2	Injection optique d'un laser monomode . . . . .	66
2.1.3	Injection optique d'un laser multimode . . . . .	70
2.1.3.1	Laser DBR multimode . . . . .	70
2.1.3.2	Laser Fabry-Perot . . . . .	73
2.2	Caractérisations expérimentales d'un laser Fabry-Perot optiquement injecté	78
2.2.1	Verrouillage en longueur d'onde . . . . .	79
2.2.1.1	Dépendance en polarisation . . . . .	79
2.2.1.2	Suppression des modes latéraux . . . . .	82
2.2.1.3	Gain en réflexion . . . . .	85
2.2.2	Modulation . . . . .	86
2.2.2.1	Réponse de modulation en petit-signal . . . . .	87
2.2.2.2	Taux d'extinction . . . . .	90
2.2.3	Bruit d'intensité . . . . .	92
2.2.3.1	Technique de mesure . . . . .	93
2.2.3.2	Bruit d'intensité du laser Fabry-Perot optiquement injecté : le transfert de bruit . . . . .	98
2.2.3.3	Accroissement de la fréquence de relaxation . . . . .	102
2.2.4	Facteur de couplage phase-amplitude ( $\alpha_H$ ) . . . . .	104
2.2.4.1	Technique de mesure . . . . .	105
2.2.4.2	Facteur $\alpha_H$ du laser Fabry-Perot optiquement injecté . . . . .	110
2.2.4.3	Dépendance à la puissance optique injectée . . . . .	113
2.2.5	Performances en transmission à 2,5 Gb/s . . . . .	114
2.2.5.1	Principe de mesure du taux d'erreur binaire . . . . .	114
2.2.5.2	Performances en transmission du laser Fabry-Perot verrouillé par injection optique . . . . .	117
2.2.5.3	Dépendance des performances en transmission en fonction de la puissance optique injectée . . . . .	118
2.3	Synthèse . . . . .	120
	Bibliographie . . . . .	123
<b>3</b>	<b>Modulateur électro-absorbant en réflexion amplifié</b>	<b>131</b>
3.1	Composant R-EAM-SOA étudié . . . . .	131
3.1.1	Principe de fonctionnement . . . . .	131
3.1.2	Structure et fabrication du composant . . . . .	132
3.2	Caractéristiques statiques . . . . .	134
3.2.1	Emission spontanée amplifiée . . . . .	134
3.2.2	Réflexion . . . . .	136
3.2.3	Dépendance en polarisation . . . . .	138
3.3	Caractéristiques dynamiques . . . . .	141
3.3.1	Modulation en petit signal . . . . .	141
3.3.2	Modulation en grand signal . . . . .	142
3.3.3	Performances à 10 Gb/s . . . . .	144

3.4	Autres fonctionnalités potentielles . . . . .	147
3.4.1	Détection directe . . . . .	147
3.4.2	Régénération . . . . .	149
3.5	Synthèse . . . . .	154
	Bibliographie . . . . .	155
<b>4</b>	<b>Bruit de rétrodiffusion de Rayleigh et son impact sur la transmission WDM-PON bidirectionnelle</b>	<b>161</b>
4.1	Bruit lié à la rétrodiffusion de Rayleigh . . . . .	161
4.1.1	Rappel de la rétrodiffusion de Rayleigh . . . . .	161
4.1.2	Propriété spectrale de bruit . . . . .	163
4.1.3	Un exemple d'application : Mesure de la largeur de raie d'un laser . . . . .	165
4.2	Impact sur la transmission WDM-PON bidirectionnelle . . . . .	166
4.2.1	Dégradation des performances de la transmission bidirectionnelle . . . . .	166
4.2.2	Bruit à la détection du signal en voie montante dans un système WDM-PON bidirectionnel à mono-fibre . . . . .	168
4.3	Importance du gain en réflexion du modulateur réflectif à l'ONU . . . . .	171
4.4	Potentiel du R-EAM-SOA pour la réduction du bruit de rétrodiffusion de Rayleigh . . . . .	174
4.5	Synthèse . . . . .	177
	Bibliographie . . . . .	178
<b>5</b>	<b>Systèmes WDM-PON à base des émetteurs achromatiques</b>	<b>183</b>
5.1	Architecture générale des systèmes WDM-PON étudiés . . . . .	183
5.1.1	Architecture WDM-PON bidirectionnelle . . . . .	184
5.1.2	Transmission en voie descendante . . . . .	186
5.1.3	Transmission en voie montante . . . . .	187
5.2	Source multi-longueurs d'onde . . . . .	188
5.2.1	Les solutions antérieures et leurs limitations . . . . .	188
5.2.2	Laser Fabry-Perot à blocage de modes à bâtonnets quantiques . . . . .	190
5.2.2.1	Propriétés spectrales . . . . .	193
5.2.2.2	Bruit d'intensité . . . . .	195
5.2.2.3	Intérêts pour la source multi-longueurs d'onde . . . . .	197
5.3	Implémentations expérimentales des systèmes WDM-PON et leurs performances . . . . .	198
5.3.1	WDM-PON symétrique à 2,5 Gb/s à base de lasers Fabry-Perot . . . . .	198
5.3.1.1	Caractérisation de l'émetteur achromatique à base de laser Fabry-Perot . . . . .	198
5.3.1.2	Performances en transmission dans une architecture bidirectionnelle à mono-fibre en utilisant le photorécepteur APD . . . . .	202
5.3.1.3	Performances en transmission dans une architecture à deux fibres de transport en utilisant le photorécepteur PIN . . . . .	206
5.3.1.4	Performances en transmission en utilisant la source multi-longueurs d'onde à base de QD-MLL à 100 GHz et le photorécepteur PIN . . . . .	209
5.3.2	WDM-PON asymétrique à 10/2,5 Gb/s à base de R-EAM-SOA et de lasers Fabry-Perot . . . . .	212
5.3.2.1	Architecture du système WDM-PON proposé . . . . .	213



---

5.3.2.2	Caractérisation de l'émetteur achromatique à 10 Gb/s à base de R-EAM-SOA . . . . .	215
5.3.2.3	Performances en transmission bidirectionnelle . . . . .	218
5.3.3	WDM-PON symétrique à 10 Gb/s à base de lasers Fabry-Perot et d'égalisation électronique . . . . .	221
5.3.3.1	Egalisation électronique et applications dans le réseau d'accès	222
5.3.3.2	Laser Fabry-Perot verrouillé par injection et directement modulé à 10 Gb/s . . . . .	224
5.3.3.3	Architecture du système WDM-PON à 10 Gb/s et ses performances en transmission . . . . .	226
5.4	Synthèse . . . . .	228
	Bibliographie . . . . .	230
	<b>Conclusion et perspectives</b>	<b>241</b>
	<b>Bibliographie de l'auteur</b>	<b>247</b>

# Table des figures

1.1	Architecture schématique des réseaux de télécommunications ( <i>Source : Info-Vista</i> ) . . . . .	8
1.2	Schéma simplifié du réseau d'accès filaire (optiques / paires de cuivre / câbles coaxiaux) . . . . .	9
1.3	Evolution du débit d'utilisateur dans le réseau d'accès des quelques pays d'Europe (a) et des Etats-Unis (b) ( <i>Source : FTTH Council Europe [3] et Technology Futures Inc.</i> ) . . . . .	10
1.4	Scénarios de l'introduction de la fibre optique dans le réseau d'accès ( <i>Source : FSAN</i> ) . . . . .	12
1.5	Architecture du réseau d'accès optique point à point . . . . .	13
1.6	Architecture du réseau d'accès optique point à multipoint actif . . . . .	14
1.7	Architecture du réseau d'accès optique point-à-multipoint passif (PON) . . . . .	15
1.8	PON basé sur le multiplexage temporel (TDM-PON) ( <i>Source : Ericsson [6]</i> ) . . . . .	16
1.9	PON basé sur le multiplexage en longueur d'onde ( <i>Source : Ericsson [6]</i> ) . . . . .	18
1.10	Architecture hybrid WDM/TDM-PON . . . . .	20
1.11	Principe du multiplexage par porteuses du type OFDM [10] . . . . .	22
1.12	Schéma de principe de l'OFDMA-PON ( <i>Source : NEC Labs America [8]</i> ) . . . . .	22
1.13	Principe du codage/décodage optique par différents types de réseaux de Bragg . . . . .	24
1.14	Exemple d'un système hybride OCDMA-TDM-PON superposant $n$ systèmes TDM-PON à 10 Gb/s [18] . . . . .	24
1.15	Exemple d'une architecture PON à longue portée utilisant la détection cohérente ( <i>Source : Nokia Siemens Networks [20]</i> ) . . . . .	26
1.16	Exemple d'implémentation d'un récepteur cohérent à l'ONU basé sur la détection hétérodyne [21] (a) et à l'OLT basé sur la détection auto-homodyne (b) [24] . . . . .	26
1.17	Exemple d'une architecture DWDM/TDM-PON à longue portée ( <i>Source : projet FP6 IST PIEMAN [26]</i> ) . . . . .	27
1.18	Exemple d'une architecture WDM/TDM-PON à longue portée du type anneau-arbres ( <i>Source : projet FP7 ICT SARDANA [27]</i> ) . . . . .	28
1.19	Exemple de la convergence fixe-mobile dans le réseau d'accès ( <i>Source : projet européen FP7 ICT ALPHA [36]</i> ) . . . . .	29
1.20	Plan de longueurs d'onde de G-PON et XG-PON [48] . . . . .	33
1.21	Les options de budget optique pour XG-PON ( <i>Source : Huawei [49]</i> ) . . . . .	33
1.22	Evolution des systèmes d'accès optique [49] . . . . .	34
1.23	Plan de longueurs d'onde de 1G-EPON et 10G-EPON [52] . . . . .	35
1.24	Différentes classes de budget optique du 10G-EPON : descendant (a) et montant (b) [52] . . . . .	36

1.25	Diagramme de référence du futur système d'accès optique utilisant le WDM-PON ou le WDM-TDMA-PON [48] . . . . .	37
1.26	Structure du laser DFB [54] . . . . .	38
1.27	Un exemple de la structure d'un EML ( <i>Source : NTT</i> [60]) . . . . .	39
1.28	Principe de fonctionnement d'une source large bande à modulation directe et à découpage spectral dans un système WDM-PON ( <i>Source LG-Nortel</i> [67]) . . . . .	41
1.29	Un exemple d'un laser DFB accordable en longueur d'onde par l'ajustement de la température ( <i>Source : NTT</i> [71]) . . . . .	42
1.30	Exemple d'une structure ECL accordable à base d'un réseau de Bragg en polymère contrôlé en température et la mise en module ( <i>Source : ETRI</i> [73, 74]) . . . . .	43
1.31	Exemple de structure laser accordable SSG-DBR (1,25 Gb/s) [76] (a) et intégration monolithique d'un DS-DBR avec un modulateur pour l'application XFP accordable (10 Gb/s) destinée au réseau métro-accès ( <i>Source : Oclaro</i> [77]) (b) . . . . .	44
1.32	Principe de fonctionnement d'un système WDM-PON à bases des modulateurs réfléchifs ou de distribution de longueurs d'onde . . . . .	45
1.33	Principe de fonctionnement d'un laser Fabry-Perot verrouillé par injection optique et un exemple de spectre optique [93] . . . . .	48
1.34	Principe de fonctionnement d'un RSOA et un exemple de sa structure et composant packagé réalisé par CIP [99] . . . . .	49
1.35	Principe de fonctionnement d'un R-EAM-SOA et un exemple de sa structure réalisé par CIP [99] et de celle réalisée par Alcatel-Thales III-V dans le cadre du projet ANTARES . . . . .	51
2.1	Principe d'une injection optique . . . . .	65
2.2	Spectres optiques superposés de lasers maître et esclave [6] . . . . .	67
2.3	Spectres optiques des différents régimes de fonctionnement du laser esclave injecté : Accrochage total ou verrouillage (a) ; Mélange d'ondes simple (b) ; Relaxation (c) ; Chaos (d) [8] . . . . .	69
2.4	Cartographie expérimentale d'injection d'un laser DFB polarisé à 4 fois de son seuil pour deux sens de variation du désaccord : décroissant et croissant (encart) [6, 9] . . . . .	70
2.5	Image de la puce diode laser DBR étudiée (a) et la caractéristique puissance-courant du laser (b) . . . . .	71
2.6	Un exemple de spectre du laser DBR verrouillé par injection optique . . . . .	72
2.7	Cartographie de verrouillage ( $SMSR \geq 30$ dB) du laser DBR (a) et largeur spectrale de verrouillage en fonction de la puissance injectée (b) . . . . .	73
2.8	Photo de la puce diode laser Fabry-Perot (a) et sa courbe caractéristique puissance-courant (b) . . . . .	74
2.9	Spectres optiques du laser Fabry-Perot sur 50 nm (a) et 10 nm (b) . . . . .	74
2.10	Exemples de spectre optique du laser Fabry-Perot à 40 mA verrouillé par une injection de -15 dBm sur le mode TE (a) et le mode TM (b) . . . . .	76
2.11	Spectre optique du laser Fabry-Perot sur la plage spectrale étudiée (a) et sa cartographie de verrouillage correspondante (b) . . . . .	76
2.12	Plage de verrouillage en fonction de la puissance optique injectée pour différents courants de polarisation (a) et pour différents modes (b) . . . . .	77
2.13	Un exemple de spectre du laser Fabry-Perot polarisé à 60 mA en régime de mélange d'onde quand il est injecté à -15 dBm . . . . .	77

2.14 Montage expérimental de caractérisation d'un laser Fabry-Perot sous injection optique . . . . .	78
2.15 Spectre optique du laser Fabry-Perot Run1 polarisé à 40 mA en recombinaison (a) et en séparant (b) les deux peignes de mode TE et TM . . . . .	80
2.16 Exemples de spectre optique du laser Fabry-Perot Run1 à 40 mA verrouillé : le peigne TE injecté par un signal polarisé en TE (a) et le peigne TM injecté par un signal polarisé en TM (b) . . . . .	80
2.17 Cartographies de verrouillage du laser Fabry-Perot Run1 à 40 mA : pour un mode TE (a), pour un mode TM (b) et pour les deux modes (c) . . . . .	81
2.18 Image de la puce laser Fabry-Perot Run2 (a) et sa caractéristique puissance-courant (b) . . . . .	81
2.19 Spectres optique du laser Fabry-Perot Run2 quand la section pour la compensation de biréfringence n'est pas polarisée (a, c) et quand elle est polarisée par un courant de 50 mA (b, d). La section à gain est polarisée à 60 mA . . . . .	83
2.20 Exemples de spectre optique en régime de verrouillage du laser Fabry-Perot Run2 pour deux types de polarisation : TE (a) et TM (b) . . . . .	83
2.21 Cartographies de verrouillage du laser Fabry-Perot Run2 pour deux états de polarisation (a) et spectre optique en régime de verrouillage par une injection ayant la polarisation quelconque (b) . . . . .	84
2.22 Efficacité de verrouillage du laser Fabry-Perot Run1 polarisé à 40 mA [23] . . . . .	84
2.23 Gain en réflexion du laser Fabry-Perot Run1 pour une puissance injectée de -10 dBm (a) et l'impact de courant de polarisation sur la cartographie de verrouillage (b) . . . . .	86
2.24 Banc de caractérisation de la modulation en petit signal . . . . .	88
2.25 Réponse en fréquence en modulation petit-signal du laser Fabry-Perot optiquement injecté : Run1 (a) et Run2 (b) [33] . . . . .	89
2.26 Exemples de la réponse en fréquence d'un laser VCSEL injecté pour différents désaccords (a) et pour différents courants de polarisation (b) (d'après K. Lau <i>et al.</i> [28, 29, 30]) . . . . .	90
2.27 Illustration des paramètres à mesurer sur l'oscilloscope optique ou électrique pour déterminer le taux d'extinction . . . . .	91
2.28 Dépendance du taux d'extinction (a) et de la sensibilité du récepteur (b) en puissance injectée. En bas : diagrammes de l'oeil à 2,5 Gb/s pour différentes puissances injectées [38] . . . . .	92
2.29 Banc de mesure de RIN par la technique de détection directe . . . . .	93
2.30 Densité spectrale de puissance du bruit thermique ( $N_{Thermique}$ ) . . . . .	95
2.31 Densité spectrale de puissance normalisée au photo-courant du bruit de grenaille . . . . .	96
2.32 Un exemple de spectre de RIN d'un laser DFB à multi puits quantiques . . . . .	97
2.33 Bruit d'intensité d'un laser Fabry-Perot injecté par une source à faible bruit (laser accordable) : résultats obtenus avec le laser Run1 (a) et avec le laser Run2 (b) [38] . . . . .	99
2.34 Diagrammes de l'oeil à 2,5 Gb/s d'un laser Fabry-Perot sans injection (a) et d'un laser Fabry-Perot verrouillé par injection à -6 dBm avec une source cohérente à faible bruit (b) . . . . .	100
2.35 Exemples de spectre optique d'un laser Fabry-Perot injecté par une source ASE tranchée spectralement : sur 30 nm (a) et sur 10 nm (b) . . . . .	101

2.36	Bruit d'intensité du laser Fabry-Perot Run1 injecté par une source à bruit important (source ASE tranchée spectralement) : augmentation du bruit (a) et dépendance à la puissance optique injectée (b) . . . . .	101
2.37	Exemple de diagramme de l'oeil à 1,25 Gb/s d'un laser Fabry-Perot injecté par une source à bruit important (source ASE découpée ou filtrée spectralement) (d'après K. Lee <i>et al.</i> [49]) . . . . .	102
2.38	Spectre de bruit d'intensité en fonction de la puissance optique injectée (a) et en fonction du désaccord (b) pour le laser Fabry-Perot Run1 [23] . . . . .	103
2.39	Evolution de la fréquence de relaxation en fonction de la puissance injectée .	103
2.40	Montage expérimental pour la mesure du facteur de couplage phase-amplitude basée sur la méthode de modulation directe . . . . .	106
2.41	Signal temporel enregistré par l'oscilloscope (a) et son spectre numérique obtenu par une transformation de Fourier (b) pour la déduction de l'indice de modulation d'amplitude $m$ . . . . .	107
2.42	Spectre optique à très haute résolution d'un laser DFB directement modulé à 4 GHz . . . . .	108
2.43	Un exemple de courbe de paramètre $\alpha_H$ pour un laser DFB à modulation directe . . . . .	109
2.44	Paramètre $\alpha_H$ d'un laser DFB à multi-puits quantiques à modulation directe (a) et sa caractéristique puissance-courant (b) . . . . .	110
2.45	Extraction des paramètres (adiabatique et transitoire) du chirp à partir des courbes expérimentales . . . . .	111
2.46	Facteur $\alpha_H$ du laser Fabry-Perot injecté [61] . . . . .	111
2.47	Exemples de la suppression de chirp adiabatique par injection optique pour un laser VCSEL monomode : sans injection optique (a) et avec injection optique (b) (d'après Zhang <i>et al.</i> [64]) . . . . .	112
2.48	Variation de facteur $\alpha_H$ du laser Fabry-Perot en fonction de la puissance injectée [61] . . . . .	113
2.49	Exemples de chirp en fréquence en fonction de différentes puissances optiques injectées pour un laser VCSEL monomode (d'après Zhang <i>et al.</i> [64]) . . . . .	114
2.50	Signal présentant des fluctuations reçu au photodétecteur (a) et les densités de probabilité par la distribution Gaussien des bits "1" et "0" (b) [37] . . . . .	115
2.51	Montage expérimental pour l'évaluation des performances en transmission de l'IL-FP . . . . .	118
2.52	Performances en transmission via la mesure de TEB du laser Fabry-Perot injecté (a) et la comparaison avec le cas de référence (b) [38] . . . . .	119
2.53	Dépendance de la sensibilité du récepteur en BTB et de la pénalité introduite par une transmission sur 100 km en fonction de la puissance optique injectée [38] . . . . .	120
2.54	Illustration des diagrammes de l'oeil à 2,5 Gb/s après la transmission sur 100 km pour différentes puissances optiques injectées [38] . . . . .	120
3.1	Principe de fonctionnement du composant R-EAM-SOA . . . . .	132
3.2	Masque SAG des différentes sections actives/passives (a) et dimensions de la puce et des métallisations EAM-SOA (les valeurs sont données en micromètres) (b) [11] . . . . .	133

3.3	Structure R-EAM-SOA en fin de technologie capturée par le microscope optique (a) [8] et image de la puce R-EAM-SOA montée sur le banc de caractérisation (b) . . . . .	133
3.4	Spectres d'ASE pour différents courants SOA du R-EAM-SOA Run1 (a) et Run2 (b) . . . . .	134
3.5	Spectres d'ASE pour différentes tensions EAM du R-EAM-SOA Run1 (a) et Run2 (b) . . . . .	135
3.6	Caractéristiques puissance - courant SOA (a) et puissance - tension EAM (b) de l'ASE . . . . .	135
3.7	Montage expérimental pour la mesure en réflexion . . . . .	136
3.8	Gain en réflexion pour différentes tensions EAM pour un signal dépolarisé en entrée (source blanche) du R-EAM-SOA Run1 (a) et Run2 (b) . . . . .	137
3.9	Gain en réflexion pour différents courants SOA pour un signal dépolarisé en entrée (source blanche) du R-EAM-SOA Run2 . . . . .	137
3.10	Gain en fonction de la puissance optique en entrée du R-EAM-SOA Run1 (a) Run2 (b) . . . . .	138
3.11	Montage pour la mesure de dépendance en polarisation du gain en réflexion . . . . .	139
3.12	Gain en réflexion du R-EAM-SOA Run1 pour différentes tensions EAM pour un signal cohérent polarisé TE (a) et TM (b) en entrée . . . . .	140
3.13	Gain en réflexion du R-EAM-SOA Run2 pour différentes tensions EAM pour un signal cohérent polarisé TE (a) et TM (b) en entrée . . . . .	140
3.14	Gain en réflexion pour un signal cohérent polarisé TE/TM en entrée du R-EAM-SOA Run1 (a) et Run2 (b) . . . . .	140
3.15	Dépendance en polarisation (TE-TM) du gain en réflexion du R-EAM-SOA Run1 (a) et Run2 (b) . . . . .	141
3.16	Réponse électro-optique ( $S_{21}$ ) sous la modulation en petit-signal du R-EAM-SOA Run2 . . . . .	142
3.17	Taux d'extinction du R-EAM-SOA Run1 et Run2 . . . . .	143
3.18	Exemples de diagramme de l'oeil du R-EAM-SOA modulé à 10 Gb/s . . . . .	143
3.19	Montage expérimental pour la mesure de performances du R-EAM-SOA . . . . .	144
3.20	Performances en configuration BTB du R-EAM-SOA Run1 (a) et Run2 (b) . . . . .	146
3.21	Performances en transmission unidirectionnelle du R-EAM-SOA Run1 (a) et Run2 (b) . . . . .	146
3.22	Principe de fonctionnement en mode réception du R-EAM-SOA et exemple de la conversion optique-électrique du diagramme de l'oeil à 10 Gb/s . . . . .	147
3.23	Sensibilité du R-EAM-SOA en mode réception en statique (a) et en dynamique (b) . . . . .	148
3.24	Performances en détection du R-EAM-SOA à 10 Gb/s dans le cas sans (a) et avec (b) une préamplification [18] . . . . .	149
3.25	Principe du fonctionnement en régénération du R-EAM-SOA et la fonction de transmission schématique d'un régénérateur . . . . .	150
3.26	Fonction de transmission non-linéaire en statique du R-EAM-SOA [18] . . . . .	151
3.27	Efficacité de réduction de bruit d'intensité du R-EAM-SOA Run1 (a) et Run2 (b) . . . . .	152
3.28	Amélioration du taux d'extinction par le R-EAM-SOA (a) et illustration par les diagrammes de l'oeil à 10 Gb/s (b) (ER : Extinction Ratio) . . . . .	153
3.29	Performances en régénération du R-EAM-SOA . . . . .	153

4.1	Principe de la rétrodiffusion de Rayleigh . . . . .	162
4.2	Montage expérimental pour la mesure de bruit d'intensité lié à la rétrodiffusion de Rayleigh . . . . .	163
4.3	Un exemple de spectre de bruit d'intensité lié à la rétrodiffusion de Rayleigh pour un laser DFB (a) et illustration de sa dépendance à la cohérence de la source laser (b) . . . . .	164
4.4	Résultats de mesure de la largeur de raie d'un laser DFB (1) et d'un laser à cavité externe (2) par la rétrodiffusion de Rayleigh : spectres de bruit liés à la rétrodiffusion (a-1 ; a-2), largeurs de raie restituées (b-1 ; b-2) et les largeurs de raie obtenues par la méthode auto-hétérodyne (c-1 ; c-2) [13] . . . . .	165
4.5	Schématisation de la rétrodiffusion de Rayleigh dans la transmission en voie montante d'un système WDM-PON bidirectionnel . . . . .	169
4.6	Illustration de la dégradation des diagrammes de l'oeil par le bruit lié à la rétrodiffusion de Rayleigh . . . . .	170
4.7	Evaluation de l'impact du bruit lié à la rétrodiffusion de Rayleigh sur les performances de la transmission en voie montante dans une architecture WDM-PON bidirectionnelle pour deux types modulateurs réfléchitifs à l'ONU : l'IL-FP à 2,5 Gb/s (a) et le R-EAM-SOA Run2 à 10 Gb/s (b) . . . . .	171
4.8	Schéma simplifié d'une transmission en voie montante dans une architecture WDM-PON bidirectionnelle . . . . .	172
4.9	Performances en transmission bidirectionnelle en voie montante en fonction du SRBR du signal reçu à l'OLT [23] . . . . .	173
4.10	Spectres de RIN d'un signal en continue dégradé par le bruit de rétrodiffusion de Rayleigh aux différents SRBR (a) et quelques exemples de diagrammes de l'oeil à 10 Gb/s aux SRBR correspondants (b) . . . . .	173
4.11	Montage expérimentale pour évaluer l'efficacité de réduction du bruit de rétrodiffusion de Rayleigh du R-EAM-SOA Run1 . . . . .	175
4.12	L'amélioration des performances du signal à 10 Gb/s dégradé par le bruit de rétrodiffusion de Rayleigh par le R-EAM-SOA [39] . . . . .	176
4.13	Efficacité de réduction de bruit de Rayleigh par le R-EAM-SOA . . . . .	177
5.1	Architecture ciblée du système WDM-PON bidirectionnel à mono-fibre utilisant les émetteurs achromatiques à base des modulateurs en réflexion avec la distribution de longueurs d'onde (a) et illustration de l'acheminement de longueurs d'onde par l'AWG cyclique utilisé dans le système (b) . . . . .	185
5.2	Architecture expérimentale du système WDM-PON bidirectionnel . . . . .	186
5.3	Explication du fonctionnement de l'architecture pour la voie descendante . . . . .	187
5.4	Explication du fonctionnement de l'architecture en voie montante . . . . .	187
5.5	Un exemple de la source à large bande à base de la génération de supercontinuum : l'architecture de la source, son spectre d'émission (a) et son bruit d'intensité (b) [10, 17] . . . . .	189
5.6	Quelques exemples de diagrammes de l'oeil émis par les émetteurs achromatiques injectés par une source à large bande découpée spectralement [5, 13, 18, 19] . . . . .	189
5.7	Diagrammes des bandes d'énergie de trois types de structure à bâtonnets quantiques (a), un exemple d'image TEM des bâtonnets quantiques dans la couche active de MLL (b) et structure du MLL à bâtonnets quantiques à une seule section (c). Ces figures sont extraites de [37, 42] . . . . .	192

5.8	Spectre optique d'un laser à blocage de modes à 42,7 GHz et à 6 plans de bâtonnets quantiques InAs/InP. Le laser est polarisé à 300 mA . . . . .	194
5.9	Largeur de raie d'un mode optique filtré du QD-MLL en utilisant la technique auto-hétérodyne . . . . .	195
5.10	Bruit d'intensité d'un QD-MLL à 6 plans du type "tunnel injection" . . . . .	196
5.11	Spectre optique d'un mode filtré du QD-MLL émis dans la bande L (a) et les spectres de bruit d'intensité correspondants (b) . . . . .	196
5.12	Schéma expérimental du laser Fabry-Perot injecté par un mode du QD-MLL	199
5.13	Spectres optiques du laser Fabry-Perot verrouillé par injection optique avec un mode de QD-MLL sur une plage de 6 nm (a) et de 35 nm (bande C) (b)	200
5.14	Spectres de bruit d'intensité du laser Fabry-Perot injecté par un mode de QD-MLL (a) et illustrations de diagrammes de l'oeil à 2,5 Gb/s (b) [36] . .	201
5.15	Performances en configuration BTB par la mesure de taux d'erreur binaire en utilisant deux types de récepteurs : PIN (a) et APD (b) [36] . . . . .	202
5.16	Architecture WDM-PON bidirectionnelle à mono-fibre à base de lasers Fabry-Perot et QD-MLL (a), allocation de longueurs d'onde de 16 canaux en voie descendante et montante (b) [53] . . . . .	204
5.17	Montage expérimental de la transmission en voie descendante . . . . .	205
5.18	Performances en transmission de 5 parmi 16 canaux en voie descendante par la mesure de TEB (a) et un exemple de diagrammes de l'oeil à 2,5 Gb/s correspondants (b) . . . . .	205
5.19	Montage expérimental de la transmission en voie montante . . . . .	206
5.20	Performances en transmission de 5 canaux parmi 16 en voie montante par la mesure de TEB (a) et un exemple de diagrammes de l'oeil à 2,5 Gb/s correspondants (b) . . . . .	207
5.21	Scénario d'architecture du WDM-PON à deux fibres de transport pour réduire la rétrodiffusion de Rayleigh dans la voie montante [54] . . . . .	208
5.22	Montage expérimental pour la transmission en voie montante dans une architecture WDM-PON à deux fibres de transport (a) et l'allocation de longueurs d'onde de 8 canaux testés en voie descendante et montante (b) . . . . .	209
5.23	Performances en transmission des 8 canaux en voie descendante (a) et celles des 8 canaux en voie montante (b) [54] . . . . .	209
5.24	Spectre optique du laser QD-MLL avec l'ISL de 100 GHz (a) et ses spectres de bruit d'intensité correspondants (b) [56] . . . . .	210
5.25	Comparaison entre le laser Fabry-Perot injecté par 1 mode de QD-MLL de 42,7 GHz et celui de injecté par un mode de QD-MLL de 100 GHz : spectres de bruit d'intensité (a), performances en configuration BTB (b) et diagrammes de l'oeil à 2,5 Gb/s (c) [56] . . . . .	211
5.26	Performances en transmission à 2,5 Gb/s en voie descendante pour 12 canaux du laser Fabry-Perot injecté par un mode de QD-MLL à 100 GHz (a) ses spectres optiques correspondants (b) . . . . .	212
5.27	Architecture bidirectionnelle du système WDM-PON asymétrique 10/2,5 Gb/s [59] . . . . .	214
5.28	Spectres optiques de deux QD-MLL dans la bande C et L . . . . .	215
5.29	Montage expérimental du R-EAM-SOA injecté par la source multi-longueurs d'onde à base de QD-MLL (a) et le spectre optique correspondant (b) . . .	216
5.30	Bruit d'intensité du R-EAM-SOA injecté par un mode de QD-MLL (a) et son gain optique en fonction de la puissance optique en entrée (b) . . . . .	217



5.31	Performances en configuration BTB du R-EAM-SOA Run1 en fonction de la puissance optique en entrée pour deux types de source d'injection : l'ECL (a) et un mode de QD-MLL (b) . . . . .	217
5.32	Comparaison des performances en configuration BTB du R-EAM-SOA Run1 par les mesures de TEB (a) et illustration des diagrammes de l'oeil à 10 Gb/s (b) . . . . .	218
5.33	Montage expérimental de la transmission en voie descendante à 10 Gb/s utilisant l'émetteur achromatique à base de R-EAM-SOA Run1 . . . . .	219
5.34	Allocation spectrale de 24 canaux en voie descendante et en voie montante (a) et les diagrammes de l'oeil obtenus à la réception pour les deux directions de transmission (b) . . . . .	220
5.35	Performances en transmission de 4 parmi 24 canaux en voie descendante à 10 Gb/s (a) et en voie montante à 2,5 Gb/s (b) [59] . . . . .	221
5.36	Structures de l'égaliseur transverse FFE (a) [73], l'égaliseur à retour de décision DFE (b) [73], la combinaison de deux types (c) [78] et le principe de l'égalisation adaptative [78] . . . . .	223
5.37	Diagrammes de l'oeil du laser Fabry-Perot verrouillé par injection à -6 dBm au tour de 1555 nm et directement modulé à 10,3 Gb/s : sans (a) et avec égalisation (b) . . . . .	225
5.38	Performances du laser Fabry-Perot verrouillé par injection d'un signal de -6 dBm à 1555 nm et directement modulé à 10,3 Gb/s . . . . .	226
5.39	Montage expérimental pour la transmission en voie montante à 10,3 Gb/s dans une architecture WDM-PON à base de laser Fabry-Perot verrouillé par injection optique [95] . . . . .	227
5.40	Spectres optiques du laser Fabry-Perot verrouillé par injection de -6 dBm à trois longueurs d'onde différentes (a) et les performances en transmission en voie montante à 10,3 Gb/s correspondantes (b) [95] . . . . .	227

# Liste des tableaux

1.1	Différents standards ADSL et ses débits correspondants [1] . . . . .	10
1.2	Comparaison des standards PON (finalisés et en cours) par FSAN/ITU-T . . . . .	32
1.3	Comparaison des standards PON (finalisés et en cours) par IEEE [52] . . . . .	34
5.1	Analyse de budget optique de l'architecture WDM-PON bidirectionnelle étudiée	206



# Liste des acronymes

## **A**

ALPHA	Architectures for fLexible Photonic Home and Access network (nom du projet européen FP7-ICT)
ADC	Analog to Digital Conversion
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
AM	Amplitude Modulation
ANSI	American National Standards Institute
ANTARES	ComposANTs Achromatiques pour le RESeau d'accès haut-débit (nom du projet ANR)
APD	Avalanche Photodiode
ASE	Amplified Spontaneous Emission
AWG	Arrayed Waveguide Grating
ATM	Asynchronous Transfer Mode
ATOS	Antenne acoustique sous-marine tout-optique (nom du projet FUI)

## **B**

B-PON	Broadband Passive Optical Network
BER(T)	Bit Error Rate (Tester)
BLS	Broadband Light Source
BRS	Buried Ridge Structure
BS	Band Splitter

## **C**

CDR	Clock and Data Recovery
CMTS	Cable Modem Termination System

**D**

DAC	Digital to Analog Conversion
DBA	Dynamic Bandwidth Allocation
DBR	Distributed Bragg Reflector laser
DFB	Distributed FeedBack laser
DFE	Decision Feedback Equalizer
DML	Directly Modulated Laser
DQPSK	Diferential Quadrature Phase Shift Keying
DPSK	Diferential Phase Shift Keying
DS	Downstream
DS-DBR	Digital Supermode-Distributed Bragg Reflector laser
DSP (1)	Densité Spectrale de Puissance (Power Spectral Density)
DSP (2)	Digital Signal Processing
DVB-T	Digital Video Broadcasting - Terrestrial
DWDM	Dense Wavelength Division Multiplexing
DWELL	Dots in a Well

**E**

ECL	External Cavity Laser
EDFA	Erbium Doped Fiber Amplifier
EFEC	Enhanced Forward Error Correction
EML	Electro-absorption Modulated Laser
EPON	Ethernet Passive Optical Network
ER	Extinction Ratio

**F**

FEC	Forward Error Correction
FFE	Feed-Forward Equalizer
FFT	Fast Fourier Transform
FM	Frequency Modulation
FP-LD	Fabry-Perot Laser Diode
FSAN	Full Service Access Network
FTTX	Fiber To The X (X = H (Home) / B (Building) / C (Curb) / Cab (Cabinet),...)
FWHM	Full-Width at Half-Maximum
FWM	Four Wave Mixing

**G**

GEM	Generic Encapsulation Method
GFP	Generic Framing Protocol
GS-MBE	Gas Source Molecular Beam Epitaxy
G-PON	Gigabit capable Passive Optical Network

**H**

HDTV	High Definition Television
------	----------------------------

**I**

IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IP	Internet Protocol
ISDN	Integrated Services Digital Network
ISL	Intervalle Spectrale Libre
ITU-T	International Telecommunications Union - Telecommunication Standardization Sector

**L**

LMS	Least Mean Squares
LO	Local Oscillator
LTE	Long Term Evolution

**M**

MLL	Mode Locked Laser
MLSE	Maximum Likelihood Sequence Estimator
MPN	Mode Partition Noise
MUX/DEMUX	Multiplexer/Demultiplexer
MZM	Mach-Zehnder Modulator

**N**

NG-PON1	Next-Generation Passive Optical Network phase 1
NG-PON2	Next-Generation Passive Optical Network phase 2
NRZ	Non Return to Zero
NT	Network Termination

**O**

OCDMA	Optical Code Division Multiple Access
OCDMA-PON	Optical Code Division Multiple Access based Passive Optical Network
OCS	Optical Carrier Suppression
ODN	Optical Distribution Network
ODU	Optical Data Unit
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access
OFDMA-PON	Orthogonal Frequency Division Multiple Access based Passive Optical Network
OLT	Optical Line Terminal
ONT	Optical Network Termination
ONU	Optical Network Unit
OSNR	Optical Signal to Noise Ratio
OTDM	Optical Time Domain Multiplexing
OTN	Optical Transport Network

**P**

PC	Polarization Controller
PD	Photodiode
PDL	Polarization Dependence Loss
PIEMAN	Photonic Integrated Extended Metro and Access Network (nom du projet européen FP6-IST)
PIN	P-I-N Photodiode
PLC (1)	Power Line Communication
PLC (2)	Planar Lightwave Circuit
PM	Polarization Maintain
PON	Passive Optical Network
POTS	Plain Old Telephone Service
PPG	Pulse Pattern Generator
PRBS	Pseudo Random Binary Sequence
PSK	Phase Shift Keying

**Q**

QD	Quantum Dots
QD-MLL	Quantum Dash Mode Locked Laser
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying

**R**

RB	Rayleigh Backscattering
(R)-EAM	(Reflective) Electro-Absorption Modulator
(R)-EAM-SOA	(Reflective) Electro-Absorption Modulator monolithically integrated with Semiconductor Optical Amplifier
RIN	Relative Intensity Noise
RLS	Recursive Least Squares
RN	Remote Node
RoF	Radio over Fiber
RS	Reed-Solomon
(R)-SOA	(Reflective) Semiconductor Optical Amplifier

**S**

SAG	Selective Area Growth
SARDANA	Scalable Advanced Ring-based Passive Dense Access Network Architecture (nom du projet européen FP7-ICT)
SCH	Separated Confinement Heterostructure
SFP	Small Form Factor
SG15	Study Group 15 of ITU-T
SIBH	Semi-Insulating Buried Heterostructure
SLD	Superluminescent Diodes
SLED	Superluminescent Light Emitting Diode
SMSR	Side-Mode Suppression Ratio
SRBR	Signal to Rayleigh Backscattering noise Ratio
SSB	Single Side Band
SSG-DBR	Super Structure Grating Distributed Bragg Reflector laser
(S)SMF	(Standard) Single Mode Fiber
STM	Synchronous Transport Module

**T**

TDM	Time Division Multiplexing
TDM-PON	Time Division Multiplexed Passive Optical Network
TDMA	Time Division Multiple Access
TE	Transverse Electric mode
TEB	Taux d'Erreur Binaire (BER : Bit Error Ratio)
TELDOT	TELEcom applications based on quantum DOT devices (nom du projet ANR)
TEM	Transmission Electron Microscopy
TM	Transverse Magnetic mode
TRC	Time Resolved Chirp

**U**

UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
US	Upstream
UWB	Ultra Wide Band

**V**

VCSEL	Vertical Cavity Surface Emitting Laser
VOA	Variable Optical Attenuator

**W**

WDM	Wavelength Division Multiplexing
WDM-PON	Wavelength Division Multiplexed Passive Optical Network
WDMA	Wavelength Division Multiple Access
WiFi	Wireless Fidelity
WIMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access

**X**

xDSL	Digital Subscriber Line (x : A (Asymmetric) / S (Symetric) / V (Very high bit-rate) / ...)
XFP	10 Gigabit Small Form Factor Pluggable
XGEM	Generic Encapsulation Method for 10G-PON
XGTC	10G-PON Transmission Convergence
XG-PON	10 Gigabit Passive Optical Network





# Introduction

La croissance des services de télécommunications est une des clés majeures pour le développement socio-économique. Les services peuvent être destinés aux usages personnels et résidentiels comme l'internet à très haut-débit, la visiophonie, la vidéo à haute définition HDTV (High-Definition Television), les échanges de fichiers... ou aux usages professionnels comme le télétravail, l'enseignement à distance (e-Education), la télé-administration, la télémédecine (e-Health),... Afin d'assurer la croissance très rapide des services, le débit de transmission des réseaux de télécommunications doit aussi évoluer à la même vitesse, y compris dans les derniers kilomètres reliant les utilisateurs, que nous appelons le réseau d'accès. L'évolution de la bande passante des utilisateurs dans le réseau d'accès durant la dernière vingtaine d'années a montré une croissance exponentielle selon la loi de Moore. Par exemple, le réseau numérique à l'intégration des services ISDN (Integrated Services Digital Network) utilisé pendant les années 2000 permettait un débit de seulement 128 kb/s comparativement au débit en 2010 d'une trentaine de Mb/s. Vers l'horizon 2015-2020, il est prévu qu'un débit de l'ordre de la centaine de Mb/s à des Gb/s sera atteint.

Aujourd'hui, ces services aux utilisateurs sont principalement transportés par le réseau d'accès pour lequel la transmission est effectuée sur les paires de cuivre qui ont été déployées durant la construction du réseau téléphonique. Cette technologie de transmission est connue sous le nom DSL (Digital Subscriber Line). Mais la limite en capacité à une trentaine de Mb/s de cette technologie est déjà atteinte aujourd'hui. Pour répondre à la demande de bande passante des utilisateurs, due à la croissance des services, les opérateurs de télécommunications ont commencé dans le monde entier à déployer la fibre optique dans le réseau d'accès. En effet, l'optique peut apporter un débit bien plus élevé par rapport à la paire de cuivre. Cette technologie d'accès optique est connue sous le nom FTTX (Fiber-To-The-X où X indique l'endroit pour lequel la fibre s'arrête). En Juin 2009, on comptait plus de 36 millions d'utilisateurs dans le monde entier, servis par la fibre, dont plus de 30 millions habitent à des pays d'Asie de l'Est (notamment le Japon et la Corée du Sud).

La plupart des systèmes d'accès optique déployés aujourd'hui sont basés sur les technologies Gigabit PON (Passive Optical Network). Ce sont des réseaux optiques passifs à base d'une architecture point à multipoints fonctionnant au débit de 1,25 ou 2,5 Gb/s. Nous distinguons ces technologies Gigabit PON en deux familles selon le standard : la technologie G-PON (Gigabit-Capable PON) définie dans la norme ITU-T G.984 par l'Union Interna-

tionale de Télécommunications ITU et le forum FSAN (Full Services Access Network), et la technologie 1G-EPON (Gigabit Ethernet PON) définie dans la norme IEEE 802.3ah par l'IEEE (Institute of Electrical and Electronic Engineers). La technologie GE-PON est principalement utilisée au Japon alors que la technologie G-PON est utilisée par d'autres pays. Ces technologies PON sont basées sur la technique de multiplexage temporel TDM-PON (Time Division Multiplexed PON). C'est-à-dire que les utilisateurs connectés à un réseau PON, typiquement 16, 32 ou 64, partagent un débit de 1,25 Gb/s ou 2,5 Gb/s par la répartition en temps. Suite à la demande croissante de la bande passante d'utilisateur, la prochaine génération PON spécifiée par l'ITU-T et l'IEEE permet un débit de 10 Gb/s. Cette génération a aussi deux familles technologiques selon le standard : le XG-PON défini par le standard ITU-T G.987 de l'ITU et le 10G-EPON défini par le standard IEEE 802.3av de l'IEEE. Cette génération est toujours basée sur le multiplexage temporel TDM-PON, donc le débit total de 10 Gb/s est partagé par plusieurs utilisateurs.

Pour la future demande de bande passante pour laquelle un débit de l'ordre des Gbits/s par utilisateur serait nécessaire, la technologie PON à base du multiplexage temporel TDM semble insuffisante ou moins économique à cause du débit trop élevé pour un grand nombre d'utilisateurs. Donc, l'utilisation de la technologie de multiplexage en longueur d'onde WDM (Wavelength Division Multiplexing) dans le réseau d'accès optique est une solution très prometteuse pour pouvoir monter à un débit très élevé. La forte capacité de montée en débit du WDM-PON est expliquée grâce au fait que la communication avec chaque utilisateur est dédiée à une longueur d'onde. Pour cette raison, la technologie WDM-PON apparaît actuellement comme un des candidats les plus potentiels pour la future génération PON après le 10 Gb/s TDM-PON, connue sous le nom NG-PON2.

Néanmoins, une des contraintes majeures pour implémenter cette technologie WDM-PON dans le réseau d'accès optique est liée notamment au problème de la grande complexité et de coût élevé des émetteurs-récepteurs WDM. Donc, une réduction de coût et de complexité est nécessaire afin d'adapter la technologie WDM au contexte du réseau d'accès. En effet, afin de rendre le fonctionnement du réseau d'accès WDM faisable et flexible, des émetteurs achromatiques sont requis. C'est-à-dire que les émetteurs WDM installés chez les utilisateurs doivent être identiques quelque soit la longueur d'onde d'émission utilisée. En plus, ces longueurs d'onde doivent être contrôlables et reconfigurables à partir du central optique de l'opérateur. Durant les dernières années, il y a un très grand effort de recherche sur ce concept achromatique pour le réseau WDM-PON, notamment dans le but de développer des technologies de composants optiques moins chers mais performants pour un fonctionnement à très haut débit.

Dans ce contexte, le projet de recherche ANR ANTARES (ComposANTS Achromatiques pour le RESeau d'accès haut-débit) a été proposé dans le but de développer les technologies de composants achromatiques de type modulateur réflectif à base du matériau semi-conducteur fonctionnant jusqu'à 10 Gb/s destinés au WDM-PON. Sur la durée du projet de 2007 à 2010, deux types de composants ont été développés : le laser Fabry-Perot verrouillé

par injection optique IL-FP (Injection-Locked Fabry-Perot laser diode) fonctionnant à 2,5 Gb/s et le modulateur électro-absorbant amplifié fonctionnant en mode réflectif R-EAM-SOA (Reflective Electro-Absorption Modulator monolithically integrated with a Semiconductor Optical Amplifier) fonctionnant à 10 Gb/s. L'IL-FP est une diode laser Fabry-Perot conçue pour obtenir un fonctionnement optimal en régime de verrouillage par injection optique externe. Le R-EAM-SOA combine la fonction de modulation par une section EAM et la fonction d'amplification par une section SOA via l'intégration monolithique. L'objectif du projet ANTARES est de développer ces deux technologies de composants aux meilleures performances possibles (grande bande passante de modulation, grand gain, faible sensibilité à la polarisation) et ainsi d'évaluer la faisabilité de ces composants dans les systèmes de transmission WDM-PON avec différents scénarios d'architecture. Ce projet regroupe 3 partenaires dont Alcatel - Thales III-V Lab, Orange Labs et CNRS-FOTON/ENSSAT.

Inscrit dans le cadre du projet ANTARES, ce travail de thèse a été effectué au sein du laboratoire CNRS-FOTON/ENSSAT, dans l'équipe GPL (Physique des Lasers) et sur la plateforme PERSYST (Plateforme d'Etude et de Recherche sur le SYSTèmes de télécommunication). Les objectifs de ce travail de thèse peuvent se résumer aux points suivants :

- Etudier et caractériser deux composants achromatiques du type modulateur réflectif développés dans le projet ANTARES : le laser Fabry-Perot verrouillé par injection optique et le modulateur électro-absorbant amplifié en réflexion.
- Evaluer la faisabilité de fonctionnement de ces composants dans le système de transmission WDM-PON en proposant les solutions d'émetteurs achromatiques à base de ces composants ainsi que les solutions d'architecture d'accès WDM compatibles intégrant ces émetteurs.
- Analyser l'impact du bruit dû à la rétrodiffusion de Rayleigh, principal effet physique limitant dans les systèmes WDM-PON bidirectionnel ainsi que le rôle du modulateur réflectif vis-à-vis de la dégradation par cet effet.

Le laser Fabry-Perot verrouillé par injection optique a fait l'objet d'une étude plus attentive dans cette thèse parce que sa plus grande richesse de fonctionnement liée à l'injection optique nous permet d'explorer plusieurs caractéristiques du laser en régime de verrouillage. De plus, depuis plusieurs années, l'injection optique est un sujet d'étude au sein du groupe GPL du laboratoire CNRS-FOTON/ENSSAT. L'étude et la caractérisation des composants achromatiques fabriqués par Alcatel - Thales III-V Lab a pour but d'exploiter le fonctionnement et les différentes caractéristiques physiques de ces composants afin de pouvoir optimiser leurs fonctionnalités. Cette partie du travail sert d'éléments indicatifs majeurs pour les études systèmes ultérieures. Suite à l'étude de bruit d'intensité, nous avons proposé, pour la première fois, d'utiliser un troisième composant disponible au laboratoire CNRS-FOTON/ENSSAT : le laser à blocage de modes à bâtonnets quantiques QD-MLL (Quantum-Dash Mode-Locked-Laser), comme une source multi-longueurs d'onde cohérentes

pour la transmission WDM-PON. Au final, des solutions d'émetteurs achromatiques à base de trois types de composants ont été proposées, implémentées et évaluées dans le système de transmission d'accès WDM. L'évaluation des performances a été effectuée sur nos différentes architectures WDM-PON proposées. Le bruit dû à la rétrodiffusion de Rayleigh est donc un effet limitant bien connu dans les systèmes WDM-PON bidirectionnels employant les modulateurs réfléchifs. Nous analysons ce point en considérant la spécificité de nos composants et systèmes étudiés.

Ce manuscrit est organisé en 5 chapitres :

- **Chapitre 1** : Nous essayons de donner un panorama du réseau d'accès optique et des technologies de composants d'émetteurs utilisés. Les différentes technologies d'accès optiques en termes d'architecture et de technique de multiplexage sont présentées. L'état actuel des standards d'accès optique est brièvement discuté. Les technologies de composants émetteurs destinés au réseau d'accès optique sont abordées en fonction des technologies d'accès.
- **Chapitre 2** : Nous présentons les caractérisations du premier composant ANTARES étudié : le laser Fabry-Perot verrouillé par injection optique. Nous rappelons brièvement le principe de l'injection optique dans un laser à semi-conducteur ainsi que les différents régimes dynamiques pouvant apparaître. Ensuite, nous détaillons les mesures des différents paramètres physiques du laser en régime de verrouillage, notamment sa sensibilité au verrouillage, sa dépendance en polarisation, son bruit d'intensité, ses caractéristiques en modulation. Nous montrons également la dépendance de ces paramètres au signal injecté. Nous avons développé au cours de la thèse un banc de mesure du facteur de couplage phase-amplitude et caractérisé les lasers Fabry-Perot étudiés. L'impact de ce facteur sur les performances en transmission est aussi évalué.
- **Chapitre 3** : Nous détaillons les études sur la caractérisation du deuxième composant ANTARES : le R-EAM-SOA. Les caractéristiques de ce composant sont évaluées tant en statique qu'en dynamique, notamment l'émission d'ASE, le gain en réflexion, la dépendance en polarisation, les performances en modulation. D'autres fonctionnalités pouvant être obtenues comme la détection directe, la régénération sont démontrées et évaluées afin de justifier du très fort potentiel de ce composant pour réaliser un dispositif multifonctionnel pour le réseau d'accès.
- **Chapitre 4** : Nous abordons le bruit dû à la rétrodiffusion de Rayleigh, qui est un des problèmes majeurs dans les systèmes WDM-PON bidirectionnels utilisant les modulateurs réfléchifs. Nous étudions expérimentalement ses propriétés spectrales via une mesure de bruit. En s'appuyant sur cette étude, nous proposons une nouvelle méthode de mesure de largeur de raie d'un laser via la rétrodiffusion. L'impact de ce bruit sur les performances du système WDM-PON est analysé. L'importance du gain d'amplification du modulateur réfléchif dans le but de minorer l'influence de ce bruit

est démontrée. Dans un dernier paragraphe, nous proposons une méthode de réduction de ce bruit grâce à la capacité en régénération du composant R-EAM-SOA.

- **Chapitre 5** : Les émetteurs achromatiques à base de trois composants (IL-FP, R-EAM-SOA, QD-MLL) sont implémentés et caractérisés. La source de distribution multi-longueurs d'onde cohérentes à base du QD-MLL est évalué, notamment en termes de bruit, qui est une caractéristique critique pour les sources WDM dans le réseau d'accès. Les différentes architectures WDM-PON proposées sont décrites. Finalement, nous réalisons les expériences de transmission WDM-PON avec les architectures et émetteurs étudiés. Les performances en transmission sont évaluées pour différentes configurations du système : bidirectionnelle à 2,5 Gb/s symétrique à base de l'IL-FP, bidirectionnel à 2,5/10 Gb/s asymétrique à base de l'IL-FP et du R-EAM-SOA, 10 Gb/s symétrique à base de l'IL-FP grâce à l'utilisation d'un égaliseur électronique à la réception.



# Chapitre 1

## Le réseau d'accès optique et les technologies des composants associés

Dans ce chapitre, nous allons présenter de manière générale l'état de l'art du réseau d'accès optique ainsi que des technologies de composants émetteurs associés afin de bien montrer le contexte et la motivation de cette étude. Nous allons décrire la terminologie utilisée dans le réseau d'accès et les topologies d'architecture de base d'un réseau d'accès optique. Nous allons aborder également différentes technologies d'accès optique, notamment les techniques de multiplexage couramment employées. L'évolution des normes du réseau d'accès définies par les organismes de standardisation sera aussi rappelée brièvement. Ensuite, les technologies des composants émetteurs pour différentes catégories du réseau d'accès optique, seront détaillées en fonction de techniques de multiplexage. Particulièrement, pour le réseau d'accès optique employant le multiplexage en longueur d'onde que nous étudions dans cette thèse, différentes technologies de composants émetteurs basées sur le concept achromatique seront discutées.

### 1.1 Réseau d'accès optique et son évolution

#### 1.1.1 Le réseau d'accès et la montée en débit

Afin de s'assurer la communication inter-personnelle, chaque utilisateur doit se connecter au réseau de télécommunication. L'utilisateur peut être un abonné des services mobiles, un abonné des services haut-débit résidentiels ou professionnels,... Le réseau d'accès est le réseau qui relie ces utilisateurs finaux au réseau de transport de l'opérateur de télécommunication via le point d'accès que nous appelons le "central" pour le réseau d'accès de type filaire.

Le support de transmission du réseau d'accès peut être l'espace libre dans le cas du réseau d'accès radio, la paire de cuivre, la fibre optique ou le câble coaxial pour le réseau d'accès filaire. En ignorant le réseau local domestique (à la maison ou dans l'entreprise) qui a une portée relativement courte, le réseau d'accès peut-être considéré comme le dernier



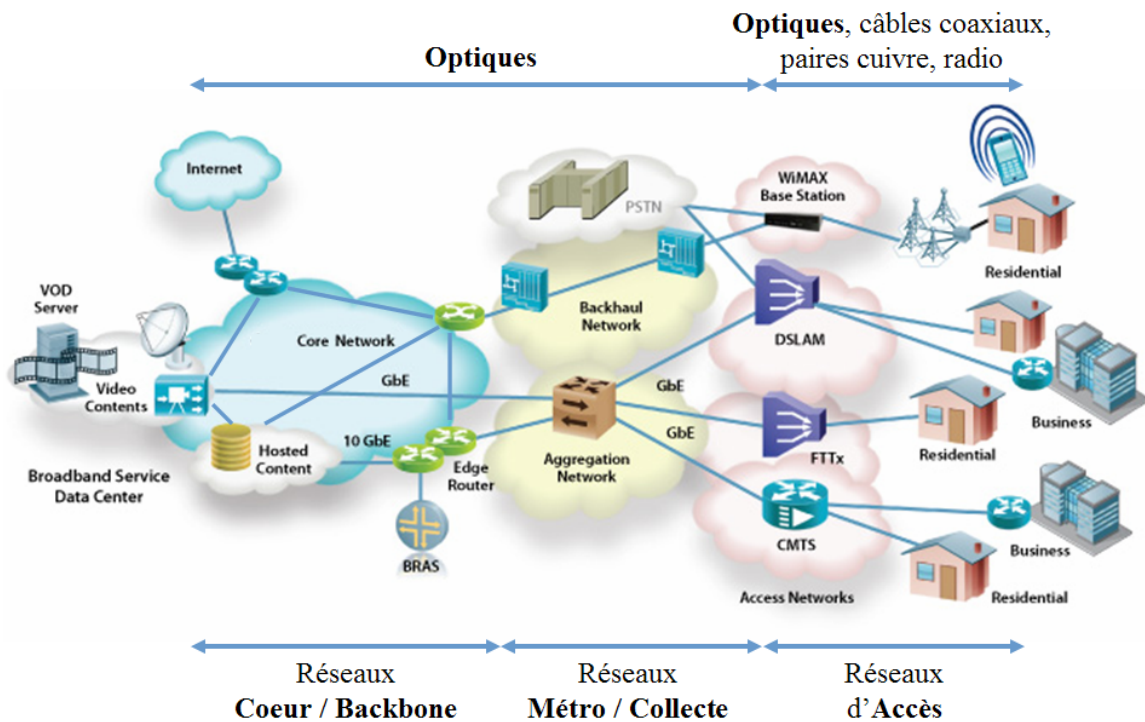


FIGURE 1.1 – Architecture schématique des réseaux de télécommunications (*Source : Info-Vista*)

tronçon en aval (côté d'utilisateur) dans la hiérarchie des réseaux de télécommunications comme l'illustre la figure 1.1. Le réseau d'accès est aussi le réseau à déployer à une très grande échelle car il correspond à un nombre très important d'utilisateurs finaux. Donc, contrairement au réseau de transport, le déploiement du réseau d'accès a toujours une contrainte importante liée au problème du coût. Dans la figure 1.1, nous retrouvons en amont de cette hiérarchie le réseau de transport de l'opérateur qui est classé en deux catégories suivant le caractère géographique et la portée : le réseau coeur pour l'échelle nationale, internationale (quelques centaines jusqu'à des milliers de km), et le réseau de collecte pour l'échelle régionale et métropolitaine (quelques dizaines jusqu'à quelques centaines de km). Le support de transmission de ces réseaux est tout optique, notamment grâce aux liens DWDM à très haut-débit ( $2,5 \rightarrow 40$  Gb/s). Les services transportés sont notamment des services IP (les liens Giga Ethernet, 10 Giga Ethernet,...), des services TDM (les interfaces STM-N,...), des services OTN (les interfaces ODU-N,...) ou des services ATM encore utilisés jusqu'à aujourd'hui.

Comme cela est montré dans la figure 1.1, il y a différents types de réseaux d'accès dépendant du support de transmission : le réseau d'accès radio pour les utilisateurs mobiles et sans-fil, le réseau d'accès par paire de cuivre du type xDSL, le réseau d'accès par fibre optique du type FTTx et le réseau d'accès par câble coaxial du type CMTS pour les utilisateurs des services haut-débit en voie filaire. Parmi ces différents types, c'est le réseau

d'accès optique qui est l'objet de notre intérêt. Dans ce réseau, la fibre optique assure la transmission des données entre le point d'accès (le "central") et les abonnés. Généralement, le réseau d'accès filaire (par paire de cuivre, fibre optique ou câble coaxial) a toujours une typologie de distribution, d'un point d'accès vers plusieurs abonnés. Nous l'appelons parfois le réseau de distribution. Donc, le schéma d'infrastructure de base d'un réseau d'accès filaire est toujours du type point à multipoint, qui relie le central de l'opérateur aux abonnés comme nous pouvons le constater dans la figure 1.2 ci-dessous. La tête du réseau d'accès est le central, qui est historiquement un central téléphonique. Le point intermédiaire répartit des liens provenant d'un tronçon de transport vers plusieurs tronçons de distribution à destination des abonnés. En pratique, le réseau d'accès filaire peut avoir plusieurs niveaux de répartition.

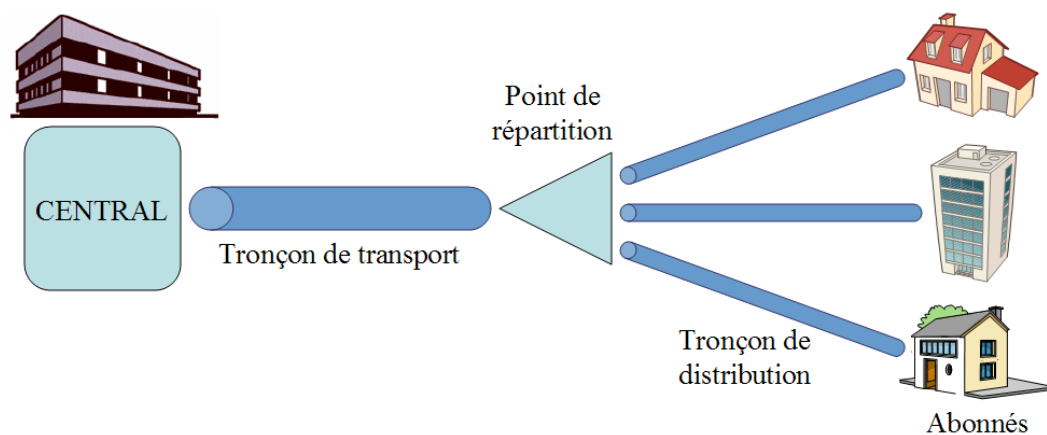


FIGURE 1.2 – Schéma simplifié du réseau d'accès filaire (optiques / paires de cuivre / câbles coaxiaux)

Historiquement, le réseau d'accès a été construit lors de la création du réseau téléphonique PSTN. Pendant des années 90, le développement de la technologie xDSL a permis de transporter les services haut-débit en utilisant la même paire de cuivre du réseau téléphonique, mais avec le signal à des fréquences plus importantes que celle du réseau téléphonique (25 kHz  $\rightarrow$  1100 kHz) [1]. Aujourd'hui, afin de minimiser le coût d'investissement dans le réseau d'accès optique, le déploiement de la fibre optique continue à réutiliser l'infrastructure génie-civile (conduites, chambres,...) du réseau d'accès xDSL.

En termes de débit de transmission, le réseau d'accès filaire basé sur la paire de cuivre du type xDSL peut supporter un débit maximum de 24 Mb/s en voie descendante (direction de transmission du central vers les abonnés) et de 3 Mb/s en voie montante (direction de transmission des abonnés vers le central) selon le standard le plus récent ADSL2+M défini par l'ITU-T [2]. Différentes technologies ADSL avec leurs débits de transmission correspondants sont récapitulées dans le tableau 1.1 ci-dessous. Néanmoins, avec la forte croissance actuelle des services de communication (vidéo à la demande, téléchargement,...),

notamment les services très gourmands de bande-passante comme la télé à haute-définition (HDTV), le débit de transmission permis par la technologie xDSL semble être insuffisant pour les années qui viennent [3, 4]. Par conséquent, l'utilisation de la fibre optique comme médium de transmission devient évidente pour le futur réseau d'accès à très haut débit.

TABLE 1.1 – Différents standards ADSL et ses débits correspondants [1]

Version	Standard	Nom usuel	Débit descendant	Débit montant
ADSL	ANSI T1.413-1998 Issue 2	ADSL	8,0 Mb/s	1,0 Mb/s
ADSL	ITU G.992.1	ADSL (G.DMT)	12,0 Mb/s	1,3 Mb/s
ADSL	ITU G.992.1 Annex A	ADSL over POTS	12,0 Mb/s	1,3 Mb/s
ADSL	ITU G.992.1 Annex B	ADSL over ISDN	12,0 Mb/s	1,8 Mb/s
ADSL	ITU G.992.2	ADSL Lite (G.Lite)	1,5 Mb/s	0,5 Mb/s
ADSL2	ITU G.992.3	ADSL2	12,0 Mb/s	1,3 Mb/s
ADSL2	ITU G.992.3 Annex J	ADSL2	12,0 Mb/s	3,5 Mb/s
ADSL2	ITU G.992.3 Annex L	RE-ADSL2	5,0 Mb/s	0,8 Mb/s
ADSL2	ITU G.992.4 splitterless	ADSL2	1,5 Mb/s	0,5 Mb/s
ADSL2+	ITU G.992.5	ADSL2+	24,0 Mb/s	1,3 Mb/s
ADSL2+	ITU G.992.5 Annex M	ADSL2+M	24,0 Mb/s	3,3 Mb/s

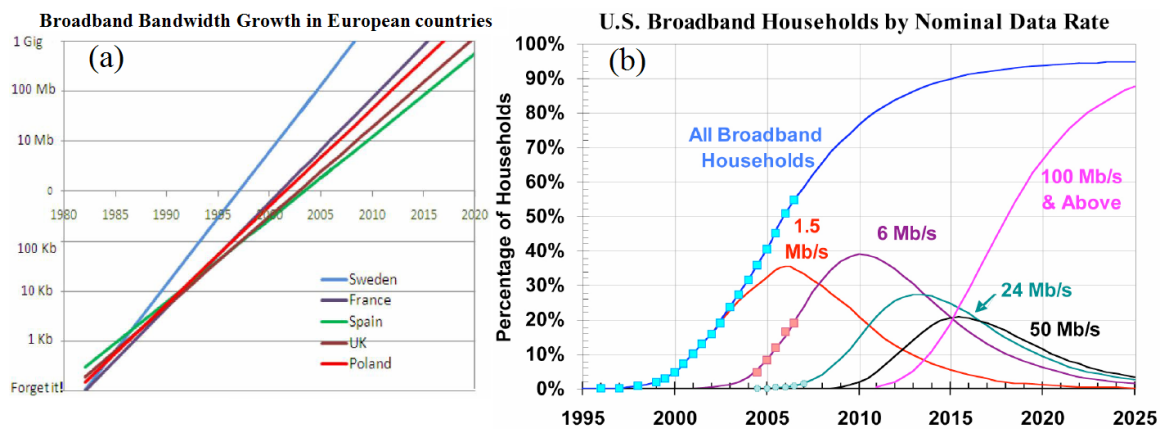


FIGURE 1.3 – Evolution du débit d'utilisateur dans le réseau d'accès des quelques pays d'Europe (a) et des Etats-Unis (b) (Source : FTTH Council Europe [3] et Technology Futures Inc.)

Comme nous pouvons voir dans la figure 1.3 (a), l'évolution du débit de l'utilisateur pour des pays d'Europe a été récemment publiée par le FTTH Council Europe ; l'augmentation de la demande en bande-passante est exponentielle en fonction du temps. Vers l'horizon 2015-2020, il est prévu qu'un débit de l'ordre de 100 Mb/s à 1 Gb/s par utilisateur sera nécessaire. Pour atteindre ce débit, la seule solution est d'utiliser la fibre optique comme support de transmission car la fibre optique possède une bande-passante très importante.

De manière similaire, la figure 1.3 (b) montre la croissance du débit d'utilisateur dans le réseau d'accès aux Etats-Unis. Il prévoit également qu'il y a 90% des familles nécessitant un débit de l'ordre de 100 Mb/s vers l'horizon 2020-2025.

La figure 1.4 représente différents scénarios d'introduction de la fibre optique dans le réseau d'accès. Dépendant du point jusqu'auquel la fibre optique peut pénétrer, nous classifions en différentes catégories : FTTH (Fiber-To-The-Home) si la fibre pénètre jusqu'à la maison, FTTB (Fiber-To-The-Building) si la fibre pénètre jusqu'au pied de l'immeuble, FTTC/FTTCab (Fiber-To-The-Curb/Cabinet) si la fibre pénètre jusqu'au dernier point de répartition du réseau,... Dans cette figure, nous trouvons la terminologie usuellement utilisée pour le réseau d'accès optique que nous allons employer par la suite :

- **OLT (Optical Line Terminal)** : L'équipement réseau situé au central qui gère les flux de trafic vers les abonnés ou provenant des abonnés. Il assure l'interfaçage avec les équipements du réseau de collecte. L'OLT est le point d'extrémité en amont du réseau d'accès.
- **RN (Remote Node)** : Point de répartition qui répartit le signal optique provenant de l'OLT vers plusieurs abonnés et combine les signaux optiques provenant des abonnés à destination de l'OLT.
- **ONT (Optical Network Termination)** : Le module optique chez les abonnés qui assure les fonctions d'émission/réception des signaux optiques vers l'OLT ou provenant de l'OLT et la conversion entre les interfaces optiques avec le réseau et les interfaces d'utilisateur. C'est le point d'extrémité en aval du réseau d'accès
- **ONU (Optical Network Unit)** : L'équipement comme l'ONT mais situé dans le réseau dans le cas où la fibre ne pénètre pas jusqu'à chez les abonnés. La transmission entre les ONU et les abonnés est réalisée sur les paires de cuivre comme la technologie xDSL.
- **NT (Network Termination)** : Le module chez les abonnés dans le cas où la fibre ne pénètre que jusqu'à l'ONU.

Mais aujourd'hui, nous employons l'ONU comme un nom commun qui indique le terminal du réseau d'accès optique chez les abonnés. Donc, la transmission que nous étudions dans le réseau d'accès optique a pour but d'assurer la communication entre l'OLT et les ONU via le point de répartition RN. Dans le cadre de l'étude décrite dans ce manuscrit, nous nous sommes uniquement intéressés au scénario de déploiement de la fibre optique jusqu'à chez l'abonné, c'est-à-dire le FTTH. C'est aussi le scénario pour lequel le réseau d'accès est entièrement fibré sans recours aux paires de cuivre dans les derniers tronçons reliant les abonnés, donc qui permet de monter à un débit très élevé grâce à la fibre optique.

En conclusion, l'introduction de la fibre optique dans le réseau d'accès est une évolution incontournable. Comme l'infrastructure optique est beaucoup plus coûteuse comparée à

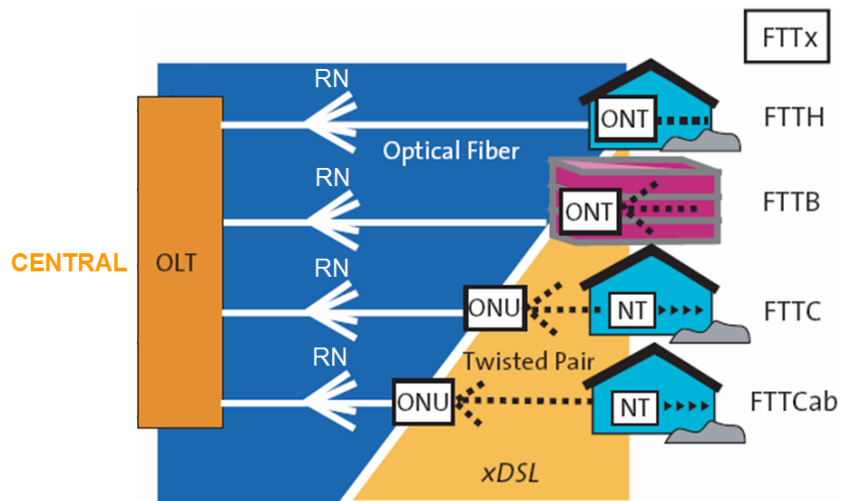


FIGURE 1.4 – Scénarios de l'introduction de la fibre optique dans le réseau d'accès (*Source : FSAN*)

celle du réseau d'accès cuivre, le déploiement à grande échelle de la fibre optique dans le réseau d'accès doit assurer une rentabilité économique. Par conséquent, le coût du système d'accès optique doit être aussi optimisé, notamment les composants optiques d'extrémité (émetteur, récepteur) [5]. Pour cette raison, un grand effort est porté par plusieurs acteurs académiques et industriels afin de développer des technologies de composants optiques à hautes performances pour répondre à la demande d'augmentation du débit de transmission mais aussi à fort potentiel d'être bas coût pour un déploiement massif dans le réseau d'accès.

### 1.1.2 Différentes topologies d'architecture du réseau d'accès optique

Dans ce paragraphe, nous décrivons trois principales catégories d'architecture du réseau d'accès optique : point à point, point à multipoint actif et point à multipoint passif. Aussi, nous discutons brièvement des avantages et des inconvénients de chaque type d'architecture. D'autres types d'architecture tels que l'architecture en boucle ou la combinaison entre boucle et arbre,... ne sont pas abordés dans cette section.

#### 1.1.2.1 Architecture point à point

Cette architecture est schématisée dans la figure 1.5. Dans le réseau d'accès optique utilisant l'architecture point à point, chaque abonné est dédié à une fibre optique provenant du central. Nous appelons aussi l'architecture de type "home run".  $N$  fibres optiques relient l'OLT au central avec  $N$  ONU situées chez les abonnés. Le point de répartition RN est simplement un point de raccordement fibre-à-fibre entre le tronçon de transport les tronçons de distribution.

Le premier avantage de l'architecture point à point est la possibilité de monter le débit

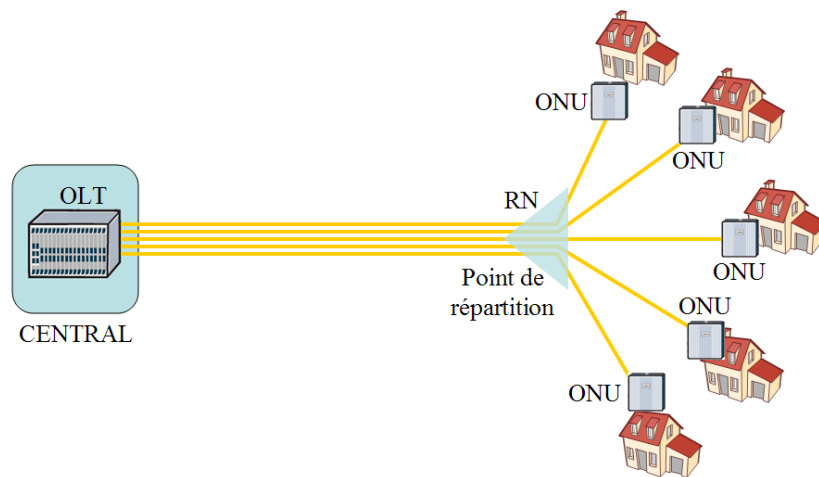


FIGURE 1.5 – Architecture du réseau d'accès optique point à point

par utilisateur car il n'y a pas de partage de ressource matérielle en termes de la fibre optique et de l'émetteur-récepteur optique à l'OLT. Comme il n'y a pas de partage de ressource matérielle, elle peut éviter la complexité liée aux techniques de multiplexage (en temps ou longueur d'onde,...). La portée peut être augmentée grâce à l'absence de composants optiques atténuants dans le réseau. Aussi, la sécurité des données d'utilisateur est bien garantie parce que la communication entre chaque abonné avec l'OLT est indépendante d'un utilisateur à un autre. En plus, le fait que chaque abonné est connecté sur une interface optique à l'OLT permet de bien optimiser le remplissage des équipements et de faciliter la gestion du réseau.

En revanche, le fait que la ressource matérielle n'est pas partagée impose des inconvénients : cette architecture demande un très grand nombre de fibres optiques et aussi un très grand nombre d'émetteurs-récepteurs optiques à l'OLT car cela doit être égale au nombre d'abonnés. Donc, le coût des équipements (infrastructure à fibre optique, émetteurs-récepteurs optiques à l'OLT) est très important. Le grand nombre de câbles à fibre optique à déployer augmente le coût de génie-civile. Aussi, le nombre important des interfaces émetteur-récepteur optiques à l'OLT impose aussi le problème d'encombrement et de consommation d'électricité.

En termes de performances (débit, portée), l'architecture point à point est considérée comme la meilleure solution. Mais le coût très élevé est un problème majeur pour cette architecture. Donc, elle pourrait être utilisée comme une solution pour délivrer un débit de l'ordre des Gigabits (ou beaucoup plus) par abonné quand le coût des équipements sont optimisés.

### 1.1.2.2 Architecture point à multipoint active

Dans cette architecture, la fibre optique entre le point de répartition RN et l'OLT est mutualisée entre plusieurs abonnés. Comme nous pouvons voir dans la figure 1.6, l'agrégation

des trafics provenant de plusieurs abonnés est réalisée à l'aide d'un équipement Ethernet actif situé au RN. C'est pour cette raison que nous appelons l'architecture point à multipoint active.

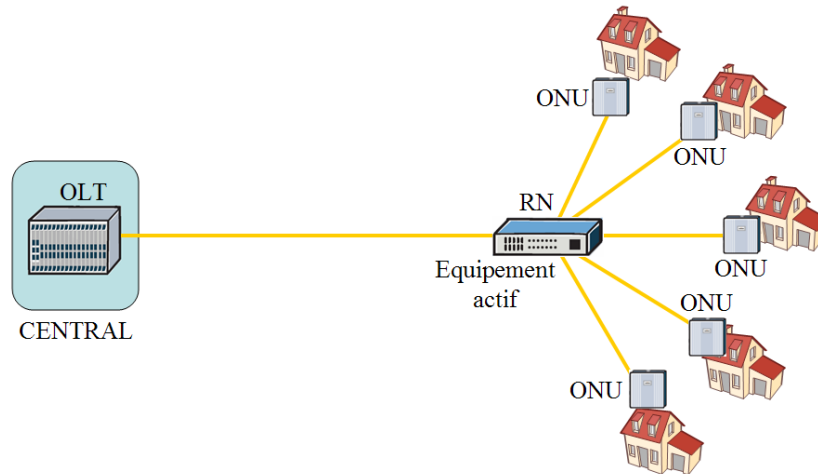


FIGURE 1.6 – Architecture du réseau d'accès optique point à multipoint actif

L'avantage principal de cette architecture est la grande maturité de la technologie Ethernet. Les interfaces Ethernet sont déjà standardisées, donc il y a un grand choix des équipements. L'interopérabilité entre différents constructeurs est aussi assurée. Comme la transmission est basée sur les liens point-à-point, la bande-passante disponible et la portée peuvent être augmentées.

Comme c'est une architecture active, l'inconvénient majeur est la grande complexité d'opération (alimentation électrique, protection, installation, maintenance, configuration,...) et le coût important des équipements actifs dans le réseau. Pour monter en débit, l'utilisation des interfaces Ethernet à haute vitesse (Giga Ethernet, 10 Giga Ethernet,...) est onéreuse. Contrairement au réseau d'accès ayant une infrastructure de fibre optique toute passive, l'amélioration du débit de ce type de réseau passe par le remplacement des équipements Ethernet actifs utilisés au RN. Pour toutes ces raisons, l'utilisation de l'Ethernet actif dans le réseau d'accès optique est considérée aujourd'hui comme une solution moins attractive comparativement à des solutions basées sur une infrastructure de fibre optique entièrement passive.

### 1.1.2.3 Architecture point à multipoint passive (PON)

Cette architecture est montrée dans la figure 1.7. La fibre optique entre l'OLT et le point de répartition RN est mutualisée entre plusieurs abonnés. Le partage de la ressource matérielle est effectué grâce à des techniques de multiplexage en temps, en longueur d'onde, ou en code,... Le point de répartition RN est simplement un équipement optique passif, qui est un coupleur ou un multiplexeur optique de 1 vers N (1 :N) suivant la technique de multiplexage

utilisée. Il peut avoir plusieurs niveaux de répartition dépendant de chaque réseau PON spécifique (caractère géographique, taux de partage, ...). Nous avons donc une infrastructure de fibre optique entièrement passive de l'OLT aux ONU. Pour cette raison, nous l'appelons architecture point à multipoint passive ou le PON (Passive Optical Network), qui signifie littéralement le réseau optique passif.

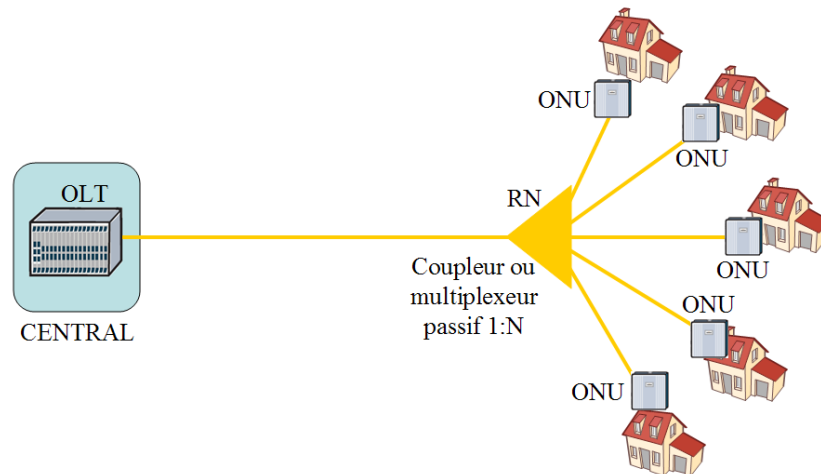


FIGURE 1.7 – Architecture du réseau d'accès optique point-à-multipoint passif (PON)

Cette architecture possède plusieurs avantages. La mutualisation des ressources matérielles entre plusieurs abonnés (fibre optique, émetteur-récepteur optique à l'OLT) réduit le coût global des équipements. Comparée à une architecture active, cette architecture passive est moins coûteuse du point de vue matériel. Du point de vue opérationnelle, elle évite toutes les complexités liées au fonctionnement d'un équipement actif dans le réseau comme cela a été mentionné ci-dessus, donc elle diminue le coût d'opération. L'inconvénient de l'architecture PON est principalement lié à la complexité des techniques de multiplexage en temps, longueurs d'onde, ... Aussi, l'utilisation du composant optique passif, qui atténue le signal au point de répartition RN, augmente la perte globale du système optique, donc limite la portée du réseau.

Généralement, la solution d'architecture point à multipoint passive du type PON est considérée actuellement comme la solution la plus attractive grâce à son caractère économique comparé aux autres solutions. Elle est aussi la solution la plus compatible au contexte du réseau d'accès d'aujourd'hui du point de vue du coût d'investissement et du besoin en bande passante ou performances (débit, portée). Comme nous l'avons précisé dans le paragraphe précédent, le déploiement massif du réseau d'accès optique est contraint par le coût. Pour toutes ces raisons, de nombreuses technologies PON pour le réseau d'accès optique ont été largement étudiées, développées, industrialisées depuis plusieurs années. Les standards PON ont été définis et les travaux de normalisation pour les futures générations PON sont toujours en cours. Le déploiement des réseaux PON a commencé dans le monde entier et



devient de plus en plus important. Dans les prochains paragraphes, nous allons présenter un peu plus en détail les différentes technologies PON ainsi que ses standards.

### 1.1.3 Différentes technologies du réseau PON

Dans le paragraphe précédent, nous avons décrit les grandes catégories du réseau d'accès optique en termes de topologie d'architecture. Nous avons montré que l'architecture point à multipoints passif du type PON est considérée actuellement comme la solution la plus attractive et la plus compatible au contexte du réseau d'accès d'aujourd'hui du point de vue économique et des performances requises. L'un des principaux avantages du PON est le partage de la ressource matérielle (fibre optique, émetteur-récepteur optique à l'OLT) entre plusieurs abonnés. Donc, les techniques de multiplexage et d'accès multiple sont nécessaires afin assurer que tous les abonnés peuvent communiquer avec l'OLT en utilisant des ressources matérielles partagées. Dans ce paragraphe, nous allons présenter les différentes technologies du réseau PON, notamment les techniques de multiplexages en temps et en longueur d'onde qui sont employés le plus souvent. D'autres perspectives technologiques, qui permettent d'augmenter le débit, la portée et le taux de partage du réseau PON telles que la modulation multi-porteuse, l'accès multiple divisé par code, la détection cohérente,... sont également discutées.

#### 1.1.3.1 Multiplexage temporel (TDM-PON)

Pour cette technologie PON, le partage de la ressource matérielle entre plusieurs abonnés est effectué grâce à la répartition en temps. C'est le multiplexage temporel TDM (Time Division Multiplexing) et cette technologie PON est appelée TDM-PON. Son principe de fonctionnement est représenté dans la figure 1.8. Comme nous l'avons mentionné dans le paragraphe précédent, il peut avoir plusieurs niveaux de répartition, c'est-à-dire plusieurs étages de coupleurs optiques, dépendant des caractères géographiques, taux de partage,...

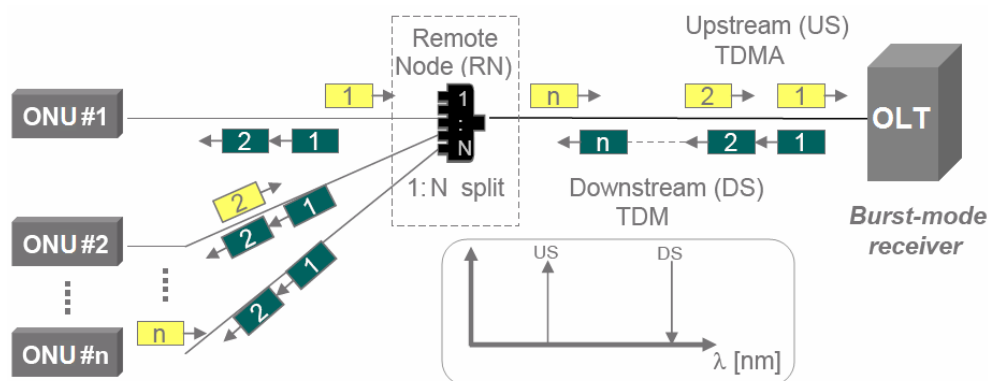


FIGURE 1.8 – PON basé sur le multiplexage temporel (TDM-PON) (Source : Ericsson [6])

Pour la transmission en voie descendante ou "Downstream" (DS), le multiplexage tem-

temporel alloue des périodes pour chaque abonné dans une trame de données transmise de l'OLT vers les ONU. Pour la transmission en voie montante ou "Upstream" (US), chaque abonné a un intervalle de temps bien précis pour émettre consécutivement de manière contrôlée et synchronisée à destination de l'OLT afin de ne pas interférer avec un autre abonné. Cette émission est appelée celle en mode "Burst" ou en mode rafale. Le contrôle et la synchronisation (aux ONU et à l'OLT) sont basés sur une horloge de référence centralisée à l'OLT. Le récepteur en mode Burst est nécessaire au niveau de l'OLT afin de distinguer les données reçues de chaque abonné. Cette technique d'accès multiple utilisée pour la transmission en voie montante est donc basée sur la répartition de temps ou TDMA (Time Division Multiple Access) qui est bien connue dans le réseau d'accès radio de deuxième génération ou GSM.

Dans un système TDM-PON, une longueur d'onde est nécessaire pour la transmission en voie descendante et une pour la voie montante comme nous pouvons le constater dans la figure 1.8. Comme le multiplexage est temporel, plusieurs ONU peuvent émettre à la même longueur d'onde sans poser le problème d'interférence. Cette similarité en termes de longueur d'onde entre les ONU permet une fabrication de masse des modules d'abonné en utilisant des composants émetteurs simples. Comparé aux autres techniques de multiplexage PON, l'avantage majeur du TDM-PON est la simplicité des sous-systèmes d'émetteur-récepteur optiques. Le coût est donc moins élevé. En plus, l'implémentation du mécanisme d'allocation dynamique de ressource DBA (Dynamic Bandwidth Allocation) dans le système TDM-PON permet de partager de manière flexible et efficace la bande-passante entre plusieurs abonnés. C'est-à-dire d'attribuer des débits variables en fonction du besoin de chaque abonné, donc d'éviter le gaspillage de la bande-passante.

Néanmoins, l'inconvénient du TDM-PON est la possibilité de monter en débit tout en garantissant le caractère économique. Nous avons souligné le besoin en bande-passante dans le premier paragraphe de ce chapitre ; un débit de l'ordre de quelques Gb/s par abonné serait nécessaire pour l'horizon 2020. Pour pouvoir atteindre ce débit, le système TDM-PON devrait avoir une capacité totale de 40 Gb/s ou 100 Gb/s partagée entre plusieurs abonnés. Il s'ensuit que le coût des sous-systèmes émetteur-récepteur optiques devient très important. De plus, la limite en vitesse de l'électronique posera problème, notamment les récepteurs en mode Burst à ce débit. Pour cette raison, le TDM-PON pourrait être considéré comme une solution la plus attractive pour un débit de 10 Gb/s ou moins ; mais pour un débit supérieur, il y aurait probablement un doute sur son caractère économique, qui permet d'ouvrir des opportunités pour les autres technologies PON alternatives.

### 1.1.3.2 Multiplexage en longueur d'onde (WDM-PON)

Contrairement au système TDM-PON, le partage de la ressource matérielle (la fibre du tronçon de transport notamment) entre plusieurs abonnés est basé sur le multiplexage en longueurs d'onde pour le système WDM-PON. C'est-à-dire que chaque abonné se voit attribué une longueur d'onde spécifique. C'est pourquoi il est appelé WDM-PON. La figure

1.9 montre une architecture de base d'un système WDM-PON. Un AWG (Array Waveguide Grating) est utilisé au point de répartition RN afin de multiplexer/démultiplexer les longueurs d'onde provenant de l'ONU/OLT.

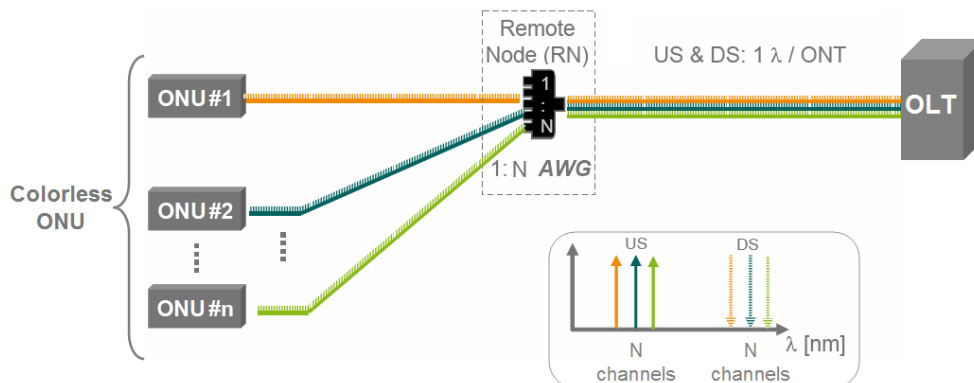


FIGURE 1.9 – PON basé sur le multiplexage en longueur d'onde (*Source : Ericsson [6]*)

Comme la communication entre l'OLT et chaque ONU est basée sur une longueur d'onde spécifique, le réseau WDM-PON consiste dans ce cas en plusieurs liens point à point virtuels entre l'OLT et les ONU. Nous retrouvons donc les mêmes avantages que ceux dont nous avons discutés pour l'architecture d'accès optique point à point. Principalement, le WDM-PON possède une bande-passante très élevée, jusqu'à un débit de l'ordre de 10 Gb/s et plus par abonné à condition d'une technologie disponible de l'émetteur-récepteur optique, néanmoins, sans les limitations rencontrées dans la technique de multiplexage TDM-PON. Aussi, le fait que chaque abonné communique sur une longueur d'onde spécifique permet de garantir une excellente sécurité au niveau de la couche physique, d'éviter la collision entre les abonnés. De plus, avec le WDM-PON, nous pouvons avoir une transparence au niveau du protocole entre les différentes ONU. En général, l'avantage du WDM-PON comparativement aux autres technologies PON est son excellente performance en termes de débit. Donc, elle est considérée actuellement comme une solution attractive pour la future génération d'accès optique, qui peut satisfaire la demande de débit très élevé (quelques Gb/s par abonné).

Comme l'avantage du WDM-PON est la très grande bande passante, son inconvénient majeur est par conséquent le coût élevé des sous-systèmes d'émetteur-récepteur WDM. Bien évidemment, les composants optiques WDM sont beaucoup plus coûteux quand ils sont comparés à ceux non colorisés utilisés dans le TDM-PON. Le partage de ressource matérielle en termes de fibre optique dans le WDM-PON n'est pas flexible. C'est-à-dire que la bande-passante totale du WDM-PON n'est pas allouée de manière dynamique entre plusieurs abonnés. Donc, il peut avoir du gaspillage de bande-passante quand il y a des abonnés inactifs ou consommant une bande-passante bien inférieure à celle disponible. De plus, le management des ressources en termes de longueurs d'onde est compliqué dans le WDM-PON. En pratique, la gestion du réseau WDM-PON devient impossible si chaque

module d'abonné possède une longueur d'onde fixe, différente de l'un à l'autre. Cela posera un gros problème d'identification et de stockage. Donc, une demande incontournable est que les modules d'abonné doivent être génériques et identiques entre eux, c'est-à-dire indépendant de la longueur d'onde de fonctionnement. Cette demande permet d'éviter le problème de stockage des équipements dans le réseau d'accès et aussi permet une fabrication de masse. Ajoutons que les longueurs d'onde d'émission des modules d'abonné doivent être reconfigurables. Par conséquent, des composants achromatiques sont nécessaires pour les émetteurs-récepteurs WDM, notamment les émetteurs parce que les récepteurs peuvent assurer déjà un fonctionnement indépendant à la longueur d'onde. Un autre point faible du WDM-PON est le problème lié à la stabilisation de l'AWG au point de répartition RN. Généralement, les AWG conventionnels sont sensibles à la variation de température. Donc, cela peut poser un problème quand le point de répartition RN est situé à l'extérieur (dans la rue ...) et subit les conditions environnementales. Des AWG athermiques sont nécessaires pour le déploiement du WDM-PON. Dans la prochaine partie de ce chapitre, nous allons présenter plus en détail les technologies de composants émetteurs pour le réseau d'accès optique, notamment les technologies de composants achromatiques pour le WDM-PON.

En résumé, la technologie WDM-PON offre un grand avantage en termes de bande passante (10 Gb/s et plus par abonné). Mais le défi actuel est son coût important comparé au TDM-PON. Pour les futures générations d'accès optique, qui doivent répondre à la demande de débit très élevé, le WDM-PON serait une solution très attractive. Néanmoins, la réduction du coût des composants optiques WDM est obligatoire. Plusieurs travaux effectués par les acteurs industriels et académiques ont été entrepris afin de développer des technologies de composants optiques (émetteurs-récepteurs WDM notamment) potentiellement bas-coût pour le WDM-PON. C'est aussi l'objectif des travaux décrits dans ce manuscrit d'évaluer et de proposer des solutions d'émetteurs achromatiques potentiellement bas-coût pour le futur système WDM-PON.

### 1.1.3.3 Multiplexage hybride WDM et TDM (WDM/TDM-PON)

Nous venons de montrer que la technologie TDM-PON permet de partager de manière flexible et dynamique la bande passante totale disponible entre plusieurs abonnés. Cependant, pour un débit très élevé (quelques Gb/s par abonné), cette technologie ne serait plus certainement une solution aussi attractive et compatible alors que la technologie WDM-PON est une excellente solution pour répondre à la demande d'un débit très élevé. Par contre, pour cette dernière solution, le partage de la bande passante totale n'est pas flexible et efficace entre plusieurs abonnés. Cela peut gaspiller la ressource disponible. C'est pourquoi, la technologie hybride WDM/TDM-PON, qui combine ces deux techniques de multiplexage, permet d'obtenir un compromis entre les deux. Son architecture est montrée dans la figure 1.10 ci-dessous. Cette topologie consiste en au moins deux niveaux de répartition : le premier pour le multiplexage/démultiplexage des canaux WDM à base d'un AWG et les

autres pour la division de puissance de chaque longueur d'onde à base des coupleurs optiques. De cette manière, chaque branche fonctionnant sur une longueur d'onde du système hybride peut avoir le même principe d'un système TDM-PON. Par exemple, la topologie illustrée dans la figure 1.10 a deux niveaux de répartition : le premier 1 vers N par le multiplexage/démultiplexage en longueurs d'onde et le deuxième 1 vers K par la division de puissance. Donc, le système hybride a un taux de partage de  $N \times K$  dans ce cas.

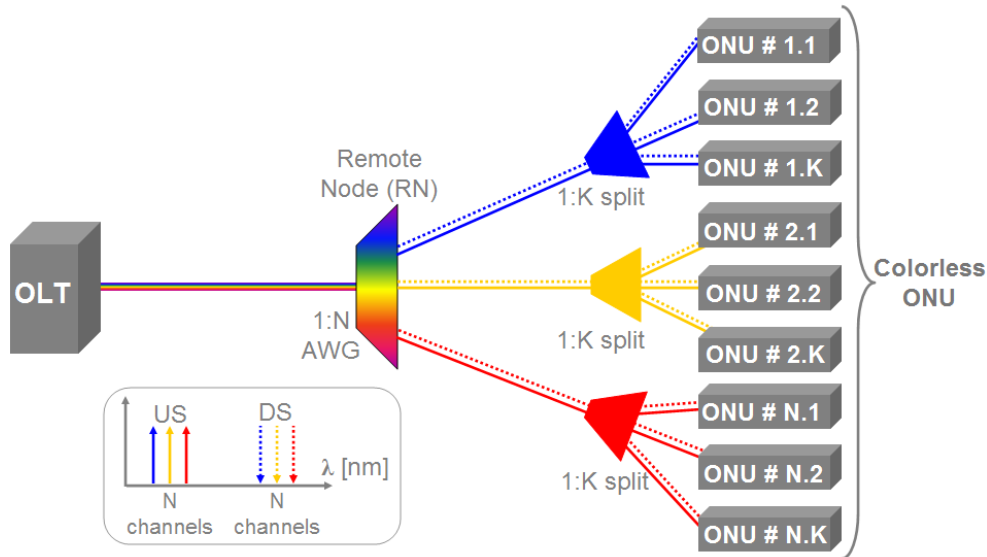


FIGURE 1.10 – Architecture hybrid WDM/TDM-PON

Pour ce système hybride, nous retrouvons les avantages de deux technologies PON discutées précédemment. Premièrement, c'est la bande-passante totale disponible très élevée grâce à la technologie WDM, ainsi que la possibilité de partager de manière flexible et efficace, le débit porté par une longueur d'onde entre K abonnés dans une branche, grâce à la technologie TDM. Cette technologie hybride permet d'augmenter considérablement le nombre d'abonnés servis par un réseau PON.

En revanche, il y a aussi de grands inconvénients pour ce système hybride. C'est principalement lié à la complexité de la mise en oeuvre des récepteurs en mode Burst pour le TDM et des émetteurs-récepteurs WDM pour le multiplexage en longueur d'onde. Donc, le coût global reste important. Comme pour un système WDM-PON, les ONU doivent être génériques et identiques entre les différents abonnés, c'est-à-dire que les composants optiques pour réaliser les émetteurs achromatiques sont nécessaires. Il y a aussi le problème de la stabilisation du fonctionnement de l'AWG en température comme nous en avons discuté précédemment. Comme cette architecture hybride est une cascade de WDM-PON et TDM-PON, les pertes optiques totales du système comprenant celle de l'AWG, des coupleurs,... sont très élevées. Par suite des composants émetteurs-récepteurs WDM de très hautes performances sont requis pour pouvoir supporter un budget optique important.

En résumé cette technologie hybride est un compromis entre deux technologies TDM-PON et WDM-PON. Elle permet d'avoir un débit par abonné plus élevé comparativement au TDM-PON, mais moins élevé comparativement au WDM-PON. Le coût global est bien plus important que celui du TDM-PON, mais le coût par rapport au débit effectif par abonné pourrait être moins important quand celui-ci est comparé au WDM-PON grâce à l'allocation dynamique de la bande passante entre abonnés.

#### 1.1.3.4 Autres perspectives technologiques pour les futurs systèmes PON

A côté de ces grandes catégories de technologie PON présentées précédemment, il y a aussi des nouvelles technologies qui ont émergés, se sont rapidement développées durant les années récentes. Ces technologies contribuent notamment à améliorer les performances du système PON en termes du débit, de portée, de taux de partage et de tolérance aux effets physiques limitants. Nous allons décrire brièvement dans ce paragraphe quelques nouvelles technologies PON les plus typiques, les plus étudiées et développées pendant ces dernières années.

##### a. OFDMA-PON

Cette technologie PON a émergé récemment. Elle a été très rapidement développée et démontre un très fort potentiel pour le futur système PON à ultra haut débit. Elle est basée sur la technique de modulation multiporteuse OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Cette technique de modulation a été utilisée dans différents systèmes de communications comme le système d'accès ADSL [1], le système de communications par courant porteur PLC, et notamment les systèmes de communications radio du type WiFi, WiMAX, UWB, DVB-T et plus récemment le système radio mobile de 4ème génération LTE, ... Le principe de multiplexage est schématisé dans la figure 1.11. Différentes porteuses sont multiplexées en fréquence de manière orthogonale, c'est-à-dire que la fréquence du maximum d'une porteuse correspond avec celle des minima de deux porteuses adjacentes [7]. Cette orthogonalité permet d'économiser la bande spectrale par rapport à la technique de multiplexage en fréquence conventionnelle, donc d'augmenter l'efficacité spectrale du signal. Chaque porteuse peut être codée par un format de modulation spécifique et à un débit donné. L'augmentation du nombre de porteuses multiplexées, donc de la bande spectrale occupée, peut accroître considérablement le débit total transporté. Récemment, il a été démontré qu'un débit allant jusqu'à 108 Gb/s par longueur d'onde dans un système OFDMA-PON est possible pour une démonstration non temps-réel [8] et jusqu'à 41,25 Gb/s par longueur d'onde pour une démonstration en temps-réel [9].

Dans le contexte du réseau PON, la technique d'accès multiple OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) permettant de partager la ressource matérielle entre plusieurs abonnés est basée sur le multiplexage par porteuses. C'est-à-dire qu'à chaque abonné est attribué un certain nombre de porteuses spécifiques. Le signal multiplexé (de toutes les porteuses) est dimensionné dans une trame OFDMA dans le domaine temporel.

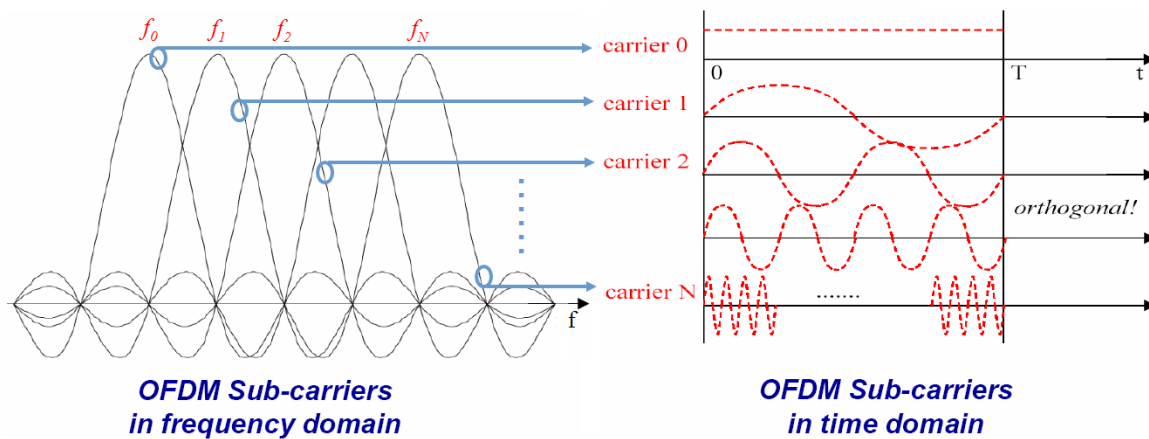


FIGURE 1.11 – Principe du multiplexage par porteuses du type OFDM [10]

Ce principe est illustré dans la figure 1.12. Le nombre de porteuses attribuées à chaque abonné est différent l'un à l'autre suivant son débit nécessaire. Ce nombre de porteuses par abonné peut être aussi alloué de manière dynamique afin de partager de manière flexible et efficace la bande passante totale comme dans le cas du TDM-PON (c'est-à-dire que le débit de chaque abonné peut être variable).

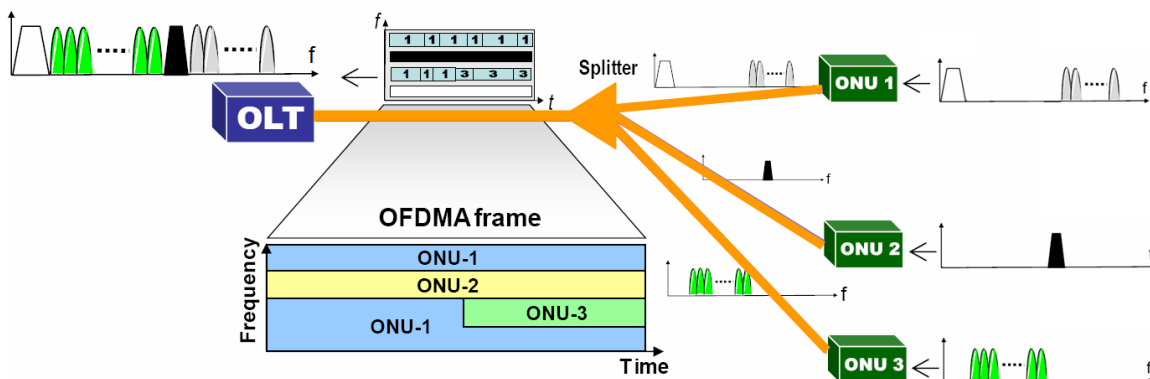


FIGURE 1.12 – Schéma de principe de l'OFDMA-PON (Source : NEC Labs America [8])

Comme nous venons d'en discuter, cette technologie OFDMA-PON permet d'obtenir un débit très important tout en utilisant une infrastructure optique à bas-coût comme le TDM-PON (coupleur optique, les émetteurs-récepteurs sont non colorisés). Si nous combinons cette technologie avec le multiplexage en longueur d'onde, le système hybride WDM-OFDMA-PON peut avoir un débit beaucoup plus important. De plus, la technologie OFDM est aujourd'hui bien maîtrisée car elle a été développée et utilisée dans d'autres systèmes de communications mentionnés précédemment. Par ailleurs, l'efficacité spectrale élevée de cette technique de multiplexage permet d'obtenir un débit important en utilisant des composants optiques à faible bande-passante, et donc à faible coût [11]. Aussi, il a été démontré qu'elle

a un fort potentiel de tolérance aux effets physiques limitants durant la transmission sur fibre comme la dispersion chromatique, le bruit dû à la rétrodiffusion, ... Pour le système de transmission à ultra haut-débit dans le réseau coeur, cette technologie OFDM est aussi considérée comme un candidat au fort potentiel pour monter en débit jusqu'à l'ordre du Tb/s [12].

A côté de ces grands avantages, l'inconvénient majeur de cette technologie OFDM est la grande complexité de l'électronique. Cette complexité est liée aux techniques avancées du traitement numérique du signal DSP (Digital Signal Processing) aux niveaux du modulateur et démodulateur OFDM, notamment pour réaliser des convertisseurs ADC/DAC et des algorithmes IFFT/FFT. Afin d'obtenir un débit OFDM important, les circuits ADC/DAC à très haute vitesse sont nécessaires (de l'ordre de quelques dizaines de GS/s, à savoir que l'ADC à 80 GS/s est disponible aujourd'hui). Un autre inconvénient est la faible sensibilité du récepteur OFDM, qui est actuellement un point à améliorer. En plus, la consommation significative d'énergie de ces circuits électroniques est aussi un facteur non négligeable.

En résumé, cette technologie possède beaucoup d'avantages en termes de débit sans augmenter le coût des composants optiques. Néanmoins, l'optimisation des techniques de traitement électronique est nécessaire. Donc, l'OFDMA-PON est actuellement considéré comme une solution prometteuse pour les futurs systèmes PON à ultra haut-débit (40/100 Gb/s).

## b. OCDMA-PON

Cette technologie PON est basée sur la technique d'accès à répartition par code CDMA (Code Division Multiple Access), qui a été largement utilisée dans les systèmes radio mobile de troisième génération [13]. Le principe de cette technique d'accès est de permettre à plusieurs utilisateurs de partager une ressource matérielle commune en possédant chacun un code spécifique [13]. Les données de chaque utilisateur sont "codées" par "un code". Chacun d'entre eux est orthogonal aux autres. Donc, à la réception, la reconnaissance des données de chaque utilisateur est basée sur le processus de décodage par le même code. Dans le domaine des communications radio mobile, ce processus est basé sur la technique d'étalement de spectre (Spread-Spectrum) [13]. Dans le domaine de l'optique, les processus de codage et de décodage sont souvent réalisés par différents types de réseaux de Bragg [14]. Par exemple, nous pouvons utiliser une cascade de deux réseaux de Bragg [15] ou des réseaux de Bragg super-structurés [16] ou encore des réseaux de Bragg chirpés [17] comme nous pouvons le voir dans la figure 1.13 ci-dessous.

L'intérêt de cette technologie OCDMA-PON est principalement d'augmenter le taux de partage de l'infrastructure optique, c'est-à-dire d'augmenter le nombre d'abonné par un réseau PON tout en gardant une gestion asynchrone. Souvent, la technique d'accès multiple OCDMA est combinée avec les techniques de multiplexage TDM ou WDM afin de réaliser des systèmes hybrides de type OCDMA/TDM-PON ou OCDMA/WDM-PON avec le nombre d'abonnés et une capacité totale beaucoup plus importants. Dans la figure



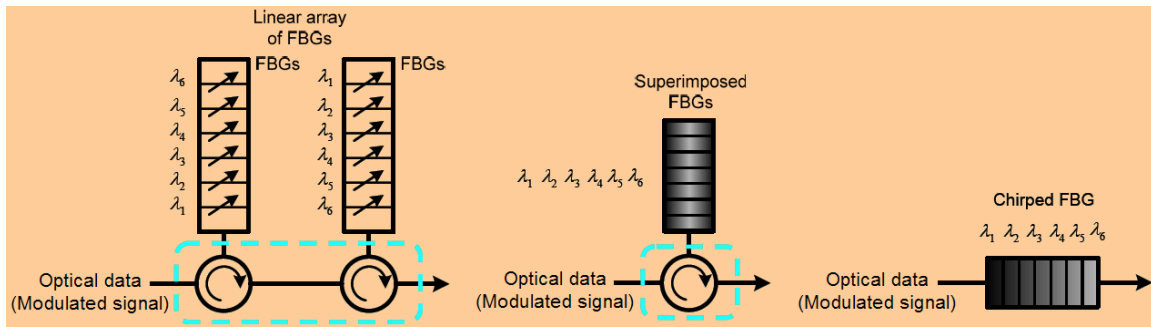


FIGURE 1.13 – Principe du codage/décodage optique par différents types de réseaux de Bragg

1.14, nous illustrons l'exemple d'un système hybride OCDMA/TDM-PON superposant  $n$  systèmes TDM-PON à 10 Gb/s grâce à  $n$  "codes optiques" [18]. Donc, la capacité totale et le nombre d'abonnés augmentent  $n$  fois par rapport à ceux de chaque système TDM-PON élémentaire à 10 Gb/s.

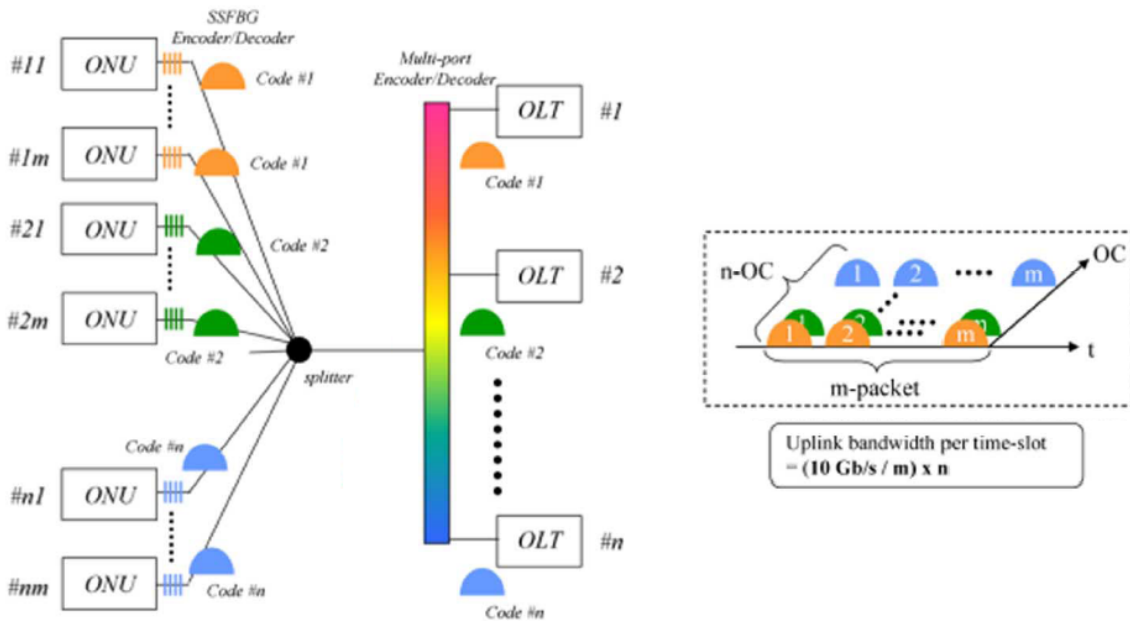


FIGURE 1.14 – Exemple d'un système hybride OCDMA-TDM-PON superposant  $n$  systèmes TDM-PON à 10 Gb/s [18]

Néanmoins, la faiblesse de cette technologie est liée au coût important des composants optiques (réseaux de Bragg, amplificateurs optiques pour compenser les grandes pertes des réseaux de Bragg) et à la complexité de la gestion des codeurs / décodeurs optiques chez les abonnés. En plus, cette technologie ne permet pas d'augmenter le débit par utilisateur. Par conséquent, cette technologie OCDMA-PON devient de moins en moins attractive pour la

future génération d'accès optique qui demande une bande passante par utilisateur de plus en plus importante.

### c. PON utilisant la détection cohérente

La détection cohérente a été découverte il y a une vingtaine d'années, mais elle a été abandonnée pendant un certain temps à cause de sa complexité, notamment aux niveaux de l'oscillateur local LO (Local Oscillator) et du traitement numérique du signal DSP (Digital Signal Processing) après le détecteur. Aujourd'hui, cette technique est principalement réservée aux systèmes de transmission à très haut débit (40/100 Gb/s et plus) et à longue distance. Durant les années récentes, l'application de la détection cohérente dans le réseau d'accès optique de type PON est apparue afin d'augmenter la portée et le taux de partage (nombre d'abonnés par PON), car l'intérêt de cette technique est de pouvoir détecter le signal optique à une puissance très faible, donc une sensibilité très élevée. Contrairement à la détection directe pour laquelle la photodiode détecte la puissance optique du signal reçu, le récepteur cohérent consiste à détecter le champ optique du signal reçu en le faisant battre avec un oscillateur optique local. Le LO est souvent une diode laser ayant une longueur d'onde proche ou égale à celle du signal optique incident. Il y a généralement deux techniques de détection cohérente, homodyne ou hétérodyne, dont nous pouvons retrouver la description détaillée dans [19]. Dans le contexte du réseau PON, la détection cohérente pourrait être utilisée à la fois à l'OLT et à l'ONU. Souvent, cette technique est combinée avec le multiplexage en longueur d'onde afin de réaliser des systèmes WDM-PON ou hybride WDM/TDM-PON à longue portée et à grand taux de partage. Par exemple, la figure 1.15 donne une architecture d'un système WDM-PON employant la détection cohérente [20]. A un débit symétrique de 1 Gb/s par abonné, ce type de système peut avoir un budget optique supérieur à 45 dB sans amplification, donc correspondre à une portée jusqu'à 100 km ou un taux de partage jusqu'à 1024. Une sensibilité de l'ordre de -50 dBm avec un taux d'erreurs binaires de  $10^{-4}$  a été démontrée dans [21, 22] pour un débit de 1,25 Gb/s. Récemment, il a été démontré une transmission à 2,5 Gb/s sur 68 km de fibre partiellement installée sans stabilisateur de polarisation en utilisant la détection auto-homodyne [23].

Comme nous pouvons le constater dans la figure 1.15, le réseau PON emploie le multiplexage en longueurs d'onde, mais un coupleur optique de 1 vers N est nécessaire au point de répartition RN au lieu d'un multiplexeur/démultiplexeur de type AWG. Nous pouvons éviter le coût en excès de l'AWG par rapport au coupleur optique et ainsi éviter la complexité liée à la stabilisation en température de l'AWG. De plus, nous pouvons augmenter l'efficacité spectrale des signaux multiplexés, c'est-à-dire augmenter le nombre de canaux WDM jusqu'à un ordre de quelques centaines de canaux.

Cette technique est coûteuse et complexe, notamment à cause du LO et de la DSP. Mais pour une utilisation dans le réseau d'accès, elle doit répondre à la contrainte de coût. La grande maturité de la technique DSP peut réduire aujourd'hui le coût d'implémentation de ces circuits logiques. Pour réduire le coût lié à l'oscillateur local, les solutions proposées pour

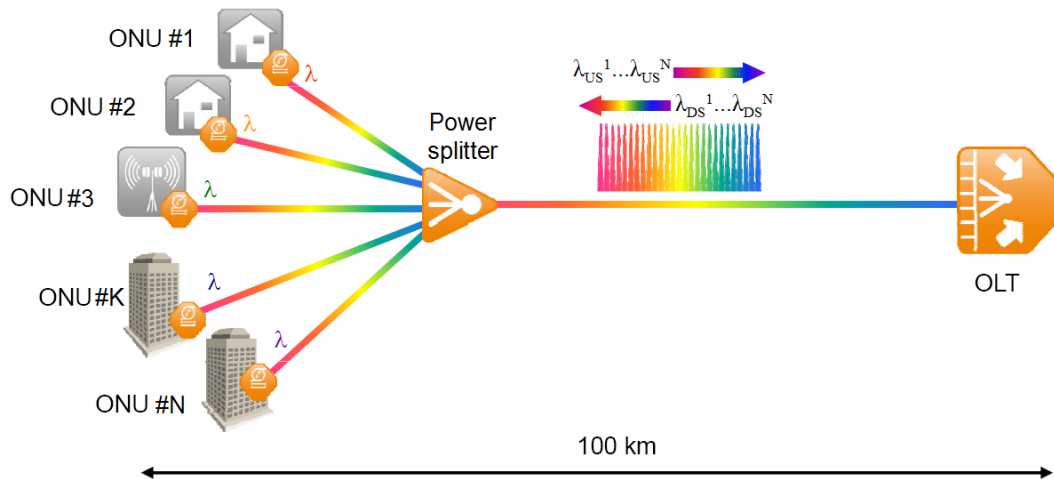


FIGURE 1.15 – Exemple d’une architecture PON à longue portée utilisant la détection cohérente (Source : Nokia Siemens Networks [20])

le réseau PON est de réutiliser les sources optiques d’émission ou d’injection (utilisées dans le cas du WDM-PON achromatique, sources à base du concept réflectif) comme oscillateurs locaux pour la détection cohérente. La figure 16 donne deux exemples d’implémentation d’un récepteur cohérent : le signal émis pour la direction montante sert de LO pour la détection cohérente à l’ONU [21] alors que le signal d’injection pour la direction descendante sert de LO pour la détection cohérente à l’OLT [24].

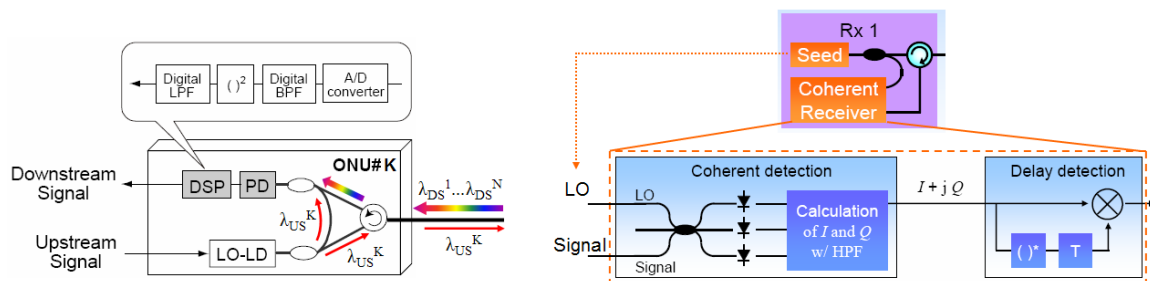


FIGURE 1.16 – Exemple d’implémentation d’un récepteur cohérent à l’ONU basé sur la détection hétérodyne [21] (a) et à l’OLT basé sur la détection auto-homodyne (b) [24]

En résumé, cette nouvelle technologie a été récemment proposée pour le réseau d’accès optique mais les premiers résultats démontrent son potentiel pour réaliser des systèmes PON à fort budget optique, donc à longue portée et grand taux de partage. Néanmoins, des études et des développements de cette technologie sont encore nécessaires afin de justifier la rentabilité économique pour la future génération PON, notamment sur les techniques de traitement numérique du signal après la détection.

#### d. PON à longue portée pour la convergence métro-accès

Aujourd'hui, une évolution du réseau d'accès étudiée par les opérateurs de télécommunications dans le cadre de leurs déploiements de la fibre optique est de diminuer le nombre de centraux optiques où se trouvent les équipements actifs OLT. L'intérêt de cette évolution est de diminuer le coût opérationnel ainsi que la complexité du réseau parce que la plupart des fonctions de traitement complexes est centralisée dans un faible nombre de grands centraux optiques. Les moyens et petits centraux n'assurent que des fonctions de traitement simples comme l'amplification, multiplexage ou le démultiplexage, ... ce qui simplifie l'intervention dans ces centraux. Par conséquent, des réseaux PON à longue portée de transmission sont requis afin de transporter les signaux optiques contenant les données des abonnés à travers non seulement la section d'accès mais aussi la section métro et de collecte [25]. Cela pourrait donc préfigurer la convergence ou la fusion métro-accès.

Les figures ci-dessous présentent deux exemples d'architecture du réseau PON à longue portée pour la convergence métro-accès récemment étudiée dans le cadre de deux projets européens FP6 IST PIEMAN [26] et FP7 ICT SARDANA [27].

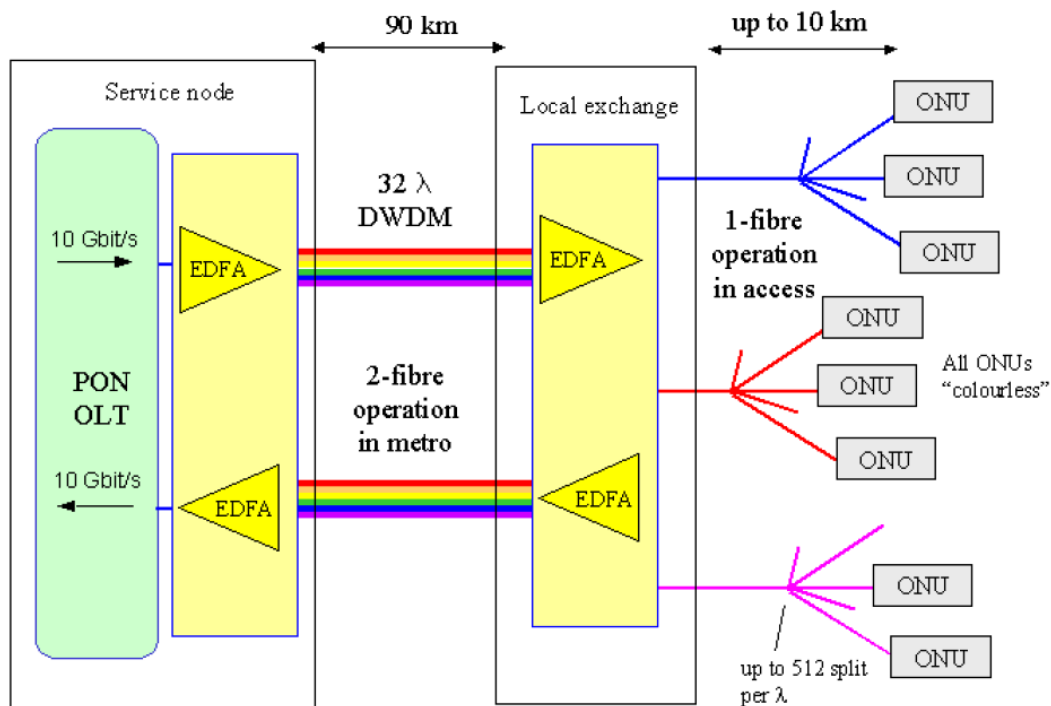


FIGURE 1.17 – Exemple d'une architecture DWDM/TDM-PON à longue portée (Source : projet FP6 IST PIEMAN [26])

Nous remarquons que ces architectures maintiennent toujours la partie point à multi-point passive de type TDM-PON dans la section d'accès entre le point d'accès (le "local exchange" dans la figure 1.17 ou le noeud RN dans la figure 1.18) et les ONU. Mais pour la section métro, il consiste en des liens (D)WDM à deux fibres du type point à point (figure 1.17) ou anneau (figure 1.18). Les points d'accès assurent les fonctions d'amplification afin

de compenser les pertes optiques importantes de la longue portée et les fonctions de multiplexage, démultiplexage, filtrage et routage de longueurs d'onde,... [28, 29] Donc, les points d'accès ne sont plus passifs.

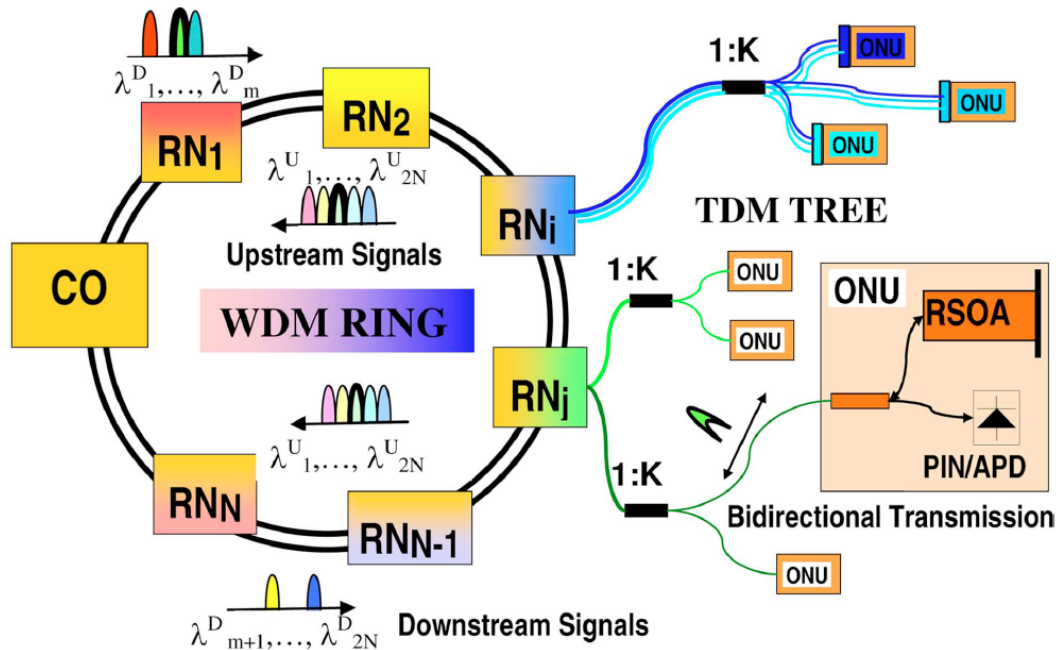


FIGURE 1.18 – Exemple d’une architecture WDM/TDM-PON à longue portée du type anneau-arbres (Source : projet FP7 ICT SARDANA [27])

À côté des intérêts que nous venons de montrer, une demande pour implémenter ces systèmes PON à longue portée est d’avoir des composants optiques de hautes performances, donc coûteux, notamment des émetteurs et récepteurs optiques afin d’assurer une bonne qualité de transmission à très haut débit sur une longue portée. Dans ce cas de figure, l’architecture du point d’accès est complexe car elle doit assurer toutes les fonctions telles que le routage en longueur d’onde, l’amplification et l’égalisation des signaux en mode burst, ... [30, 31] Aussi, l’ingénierie des équipements à l’OLT est sophistiquée et bien onéreuse, comme la compensation de dispersion, le récepteur en mode burst du type 3R,...

### e. Convergence fixe-mobile dans le réseau d’accès optique

Avec la forte croissance de trafic des services d’accès à la fois filaire et mobile, l’infrastructure du réseau d’accès optique peut être utilisée pour transporter non seulement les données des abonnés fixes mais aussi les données des services mobiles. Souvent, les signaux transportant les données d’abonné fixe sont en bande de base alors que les signaux transportant les services mobiles sont dans la bande étroite à une haute gamme de fréquence comme les signaux UMTS, WIMAX, UWB,.... Cette dernière est appelée la transmission radio sur fibre RoF (Radio over Fiber). Ces signaux peuvent être transmis simultanément sur une

même infrastructure de fibre optique [32, 33, 34, 35]. Là encore la convergence fixe-mobile devrait voir le jour dans le réseau d'accès. De plus, cela permettrait de diffuser des signaux vidéo analogiques sur la même infrastructure optique avec les services précédents (video overlay).

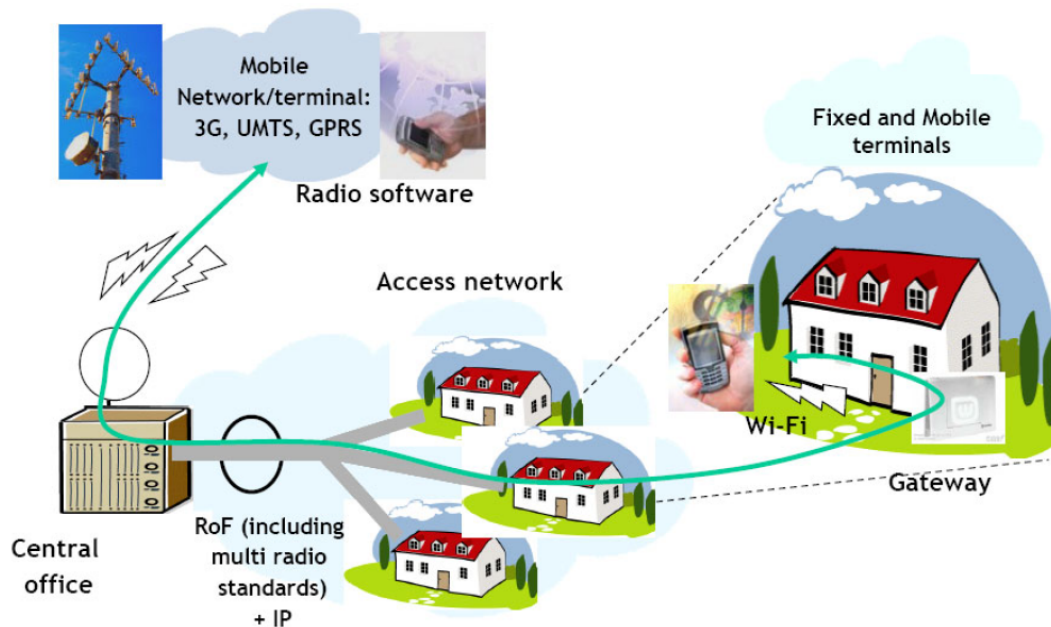


FIGURE 1.19 – Exemple de la convergence fixe-mobile dans le réseau d'accès (*Source : projet européen FP7 ICT ALPHA [36]*)

Par exemple, la figure 1.19 représente un scénario de la convergence de plusieurs services d'accès (fixe, mobile) sur une infrastructure du réseau PON, proposé et étudié par le projet européen FP7 ICT ALPHA [36]. Nous voyons que le réseau PON sert dans ce cas de médium de transmission pour plusieurs types de signaux comprenant ceux en bande de base (services IP ou accès fixe) et la RoF avec plusieurs standards radio comme UMTS, WiFi,...

L'avantage de cette technologie est de pouvoir partager l'infrastructure commune du réseau d'accès pour les deux services fixes et mobiles, c'est-à-dire d'exploiter au maximum la ressource matérielle du réseau déployé. Alors que ces deux services fonctionnent sur les deux infrastructures séparées. Il y a bien évidemment un grand intérêt économique à cette mutualisation. Par rapport à un système de transmission pour les réseaux mobiles conventionnels, la transmission, faite de manière transparente, des signaux radio sur l'infrastructure optique, peut diminuer la complexité des stations de base car la plupart des fonctions de traitement comme la modulation, la transposition de fréquence, ... est centralisée dans des centraux au lieu des stations de base.

#### f. Montée à très haut-débit en utilisant les techniques de traitement numérique avancées

A côté des grandes tendances technologiques que nous venons de montrer pour les futures générations PON, on dénombre récemment, aussi de nombreuses investigations sur les techniques de traitement numérique avancé dans le domaine de l'électronique afin d'augmenter le débit de transmission dans le réseau d'accès optique et de combattre les effets physiques limitants la chaîne de transmission telles que la dispersion, la faible bande passante électrique des composants d'émetteur-récepteurs, ... Aujourd'hui, avec le développement rapide des techniques de traitement numérique, ainsi qu'avec le faible coût des composants électroniques comparativement aux composants optiques, l'utilisation de l'électronique pour améliorer les performances (débit, portée) du système de transmission optique devient de plus en plus pertinente. Afin de diminuer le coût d'investissement de la partie optique dans le réseau d'accès, l'utilisation de composants à faible coût, et donc à faibles performances, mais pouvant fonctionner à un débit important est souhaitée. Le traitement du signal dans le domaine de l'électronique semble une bonne solution pour compenser les limitations des composants optiques utilisés. Parmi ces techniques on dénombre le codage correcteur d'erreurs FEC (Forward Error Correction), les formats de modulation à haute efficacité spectrale, la compensation et l'égalisation ... Toutes ces techniques ont été développées pour les systèmes de transmission à très haut débit dans le réseau coeur. Mais avec la demande croissante de débit pour le réseau PON, elles ont été récemment introduites et étudiées afin de les adapter au contexte du réseau d'accès, notamment sur la question de la réduction du coût d'implémentation.

*Les codes correcteurs d'erreurs* récemment étudiés dans le PON ont pour but d'obtenir un fonctionnement à 10 Gb/s en utilisant des composants optiques à faible bande passante comme le RSOA (Reflective Semiconductor Optical Amplifier : Amplificateur optique à semi-conducteur réfléchissant) [37]. Pour la génération TDM-PON à 10 Gb/s, l'utilisation du code correcteur Reed-Solomon RS(255,239) a été proposée pour le standard 10GE-PON [38] et le RS(248,216) pour le standard XG-PON [39]. Ces codes correcteurs d'erreurs nécessitent un taux d'erreur binaire seulement de  $10^{-3}$  en entrée pour pouvoir d'obtenir un taux d'erreurs binaires de  $10^{-12}$  (demandé par les standards PON) après le codage.

De la même manière, *l'égalisation électronique* sert aussi à compenser la faible bande passante des composants émetteurs et récepteurs [40]. Elle peut être aussi utilisée pour compenser la dispersion chromatique dans les systèmes PON à longue portée [31]. Les techniques d'égalisation employées sont notamment FFE (Feed Forward Equalizer) et DFE (Decision Feedback Equalizer) parce qu'elles sont simples et bas coût, donc bien adaptées pour le réseau d'accès. Néanmoins, l'introduction de la technique d'égalisation plus complexe de type MLSE (Maximum Likelihood Sequence Estimation) a été aussi proposée [41]. Dans le cinquième chapitre de ce manuscrit, nous présenterons aussi une démonstration d'un système WDM-PON à 10 Gb/s utilisant des lasers Fabry-Perot à faible bande passante, rendu adéquats grâce à un égaliseur électronique du type DFE-FFE.

*Les formats de modulation à haute efficacité spectrale* pour le PON peuvent être la modulation duo-binaire ou les modulations de phase de type DPSK. Souvent, l'utilisation

de la modulation duo-binaire a été démontrée pour obtenir un fonctionnement à 10 Gb/s en utilisant des composants optiques à faible bande passante comme les deux techniques discutées précédemment [42]. La modulation de phase est principalement appliquée pour la transmission en voie descendante afin de pouvoir remoduler en intensité pour la voie montante, donc réduire le nombre de sources optiques dans le réseau d'accès [35].

#### 1.1.4 Evolution des standards PON pour les futures générations de système d'accès optique

Afin de mieux comprendre l'évolution du réseau d'accès optique ainsi que le contexte et la motivation de l'étude présentée dans ce manuscrit, nous abordons de manière succincte dans cette section l'évolution des normes PON au sein des organismes de standardisation, comprenant l'IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) et FSAN/ITU-T (commun entre le forum "Full Service Access Network" et le groupe d'étude SG15 de l'Union Internationale des Télécommunications). Nous résumons les standards qui sont déjà finalisés et utilisés, mais aussi les standards qui sont en cours d'être normalisés ainsi que les futures perspectives.

##### 1.1.4.1 Standards FSAN/ITU-T

Le tableau 1.2 résume les standards PON développés au sein de FSAN/ITU-T. La génération la plus ancienne encore utilisée aujourd'hui (au Etats-Unis notamment) est le B-PON (Broadband PON), connu sous la norme G.983 de l'ITU-T depuis des années 2000 [43]. La couche physique de cette génération est basée sur le protocole ATM (Asynchronous Transfer Mode). Cette technologie fournit un débit de transmission maximal de 1,25 Gb/s en voie descendante et 622 Mb/s en voie montante, partagé parmi un nombre d'abonnés jusqu'à 64 par PON.

Aujourd'hui, la génération PON la plus déployée par les opérateurs de télécoms est le G-PON (Gigabit-capable PON), connu sous la norme G.984 de l'ITU-T depuis 2003 [44]. Cette génération PON permet un débit de transmission maximal de 2,5 Gb/s en voie descendante et 1,25 Gb/s en voie montante, partagé parmi un nombre d'abonnés jusqu'à 128 par PON. Dans le G-PON, les flux de trafic sont transportés en mode paquet en utilisant le mécanisme d'encapsulation multi protocole (ATM, Ethernet, TDM) appelé GEM (Generic Encapsulation Method), qui est issu de la famille GFP (Generic Framing Protocol).

Pour répondre à la demande de la forte croissance de bande passante, des nouvelles générations PON sont encours d'être standardisées au sein de FSAN/ITU-T, qui sont connues sous un nom commun NG-PON (Next-Generation PON). Ces nouvelles générations PON sont divisées en deux groupes de standards : le NG-PON1 (ou XG-PON) qui a été commencé de standardiser en 2009 et le NG-PON2 qui n'est pas encore défini. La dernière colonne du tableau 1.2 détaille quelques caractéristiques principales de XG-PON (ou NG-PON1) [45].



TABLE 1.2 – Comparaison des standards PON (finalisés et en cours) par FSAN/ITU-T

	<b>B-PON</b>	<b>G-PON</b>	<b>NG-PON1 (XG-PON)</b>
Standard	<b>ITU-T G.983</b>	<b>ITU-T G.984</b>	<b>ITU-T G.987</b>
Débit des données (Gbit/s)	Descendant : 1,244/0,622/0,155 Montant : 0,622/0,155	Descendant : 2,488/1,244 Montant : 1,244/0,622/0,155	Descendant : 10 Montant : 2,5 (XG-PON1) / 10 (XG-PON2)
Modes de trafic	ATM	GEM (ATM , Ethernet, TDM, )	XGEM
Nombre de clients	64 max	128 max	Minimum 64 demandé (XG-PON1)
Distance "logique"	20 km	60 km max, 20 km différentiel	Minimum 20 km demandé (XG-PON1)
Longueur d'onde	Descendant : 1490 nm Vidéo overlay 1550 nm Montant : 1310 nm	Descendant : 1490 nm Vidéo overlay 1550 nm Montant : 1310 nm	Descendant : 1575-1580 nm Vidéo overlay 1550 nm Montant : 1260-1280 nm
Budget optique	15/20/25 dB	15/20/25/28 dB	29-31 dB demandé (XG-PON1)

Cette prochaine génération PON offre un débit de 10 Gb/s en voie descendante et 2,5 Gb/s (XG-PON1) ou 10 Gb/s (XG-PON2) en voie montante. Certaines caractéristiques sont déjà définies comme le débit global, le formatage des trames (XGEM, XGTC,...), le plan de longueurs d'onde qui est représenté dans la figure 1.20. Mais d'autres caractéristiques tels que le taux de partage, la portée, le budget optique supporté, ... ne sont pas encore définies. Par définition, le budget optique est la perte optique totale de l'infrastructure passive qu'un système PON peut supporter tout en assurant une qualité de transmission déterminée ou précisément un taux d'erreurs binaires donné ( $10^{-3}$  pour XG-PON). Il est calculé à partir de la puissance du laser à l'émission et la sensibilité du récepteur à la réception pour un taux d'erreurs binaires déterminé. Comme cela est montré dans la figure 1.21, il y a plusieurs options pour le budget optique du XG-PON variant de 29 dB à 31 dB. Les demandes en termes du taux de partage et de la portée sont aussi exigeantes : au moins 32 jusqu'à 256 abonnés par PON sur une portée de 20 km au minimum [46, 47]. Donc, des composants émetteur-récepteur de hautes performances sont nécessaires pour satisfaire toutes ces demandes pour XG-PON.

La figure 1.22 représente l'évolution des standards PON en fonction du temps récemment publiée par FSAN/ITU-T. Elle montre que la génération des systèmes PON à 10 Gb/s, connue sous le nom NG-PON1 ou XG-PON, sera fortement développée et complétée dans les années qui viennent. La première démonstration sur le terrain du XG-PON a été montrée dans [50]. Nous remarquons que les générations G-PON et NG-PON1 sont basées sur la technologie TDM fonctionnant jusqu'à 10 Gb/s. Pour la génération post NG-PON1 qui est

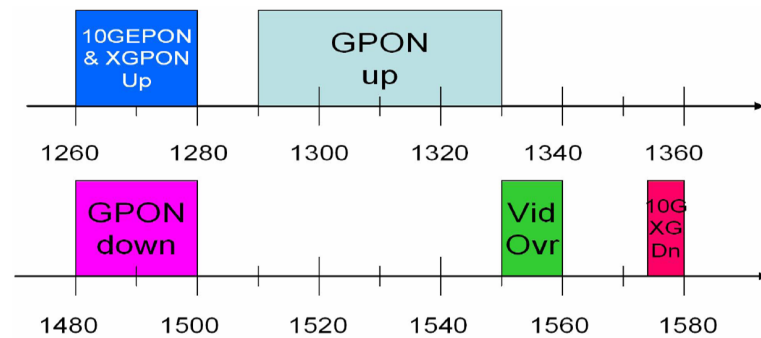


FIGURE 1.20 – Plan de longueurs d'onde de G-PON et XG-PON [48]

Downstream budgets					Upstream budgets			
	Nominal 1	Nominal 2	Nominal 2	Extended		Nominal 1	Nominal 2	Extended
		APD	PIN	(APD)				
Tx max	+6.0	+8.0	+12.5	+10.0	Tx max	+7.0	+7.0	+7.0
Tx min	+2.0	+4.0	+10.5	+6.0~7.0	Tx min	+2.0	+2.0	+2.0
Loss	29.0	31.0	31.0	33.0	Loss	29.0	31.0	33.0
OPP	1	1	1	1~2	OPP	0.5	0.5	0.5
Rx Sen (1e-3)	-28.0	-28.0	-21.5	-28.0	Rx Sen (1e-4)	-27.5	-29.5	-31.5
Rx Over	-8.0	-8.0	-3.5	-8.0	Rx Over	-7.0	-9.0	-11.0

FIGURE 1.21 – Les options de budget optique pour XG-PON (*Source : Huawei [49]*)

connue sous le nom NG-PON2, les performances en termes de débit notamment devraient être améliorées par rapport NG-PON1 à 10 Gb/s, c'est-à-dire 40 Gb/s voire plus. A ce débit, aucune activité de standardisation n'a été commencée, mais il y aurait certains doutes sur l'intérêt économique de la technologie TDM. Donc, ce fait peut laisser l'opportunité aux autres candidats technologiques pour le NG-PON2 que nous avons mentionnés dans le paragraphe précédent comme (D)WDMA-PON, OCDMA-PON, OFDMA-PON, ... Parmi eux, le WDM semble un candidat très potentiel [48]. Comme cela est montré dans la figure 1.22, le développement des technologies de composants optiques est une des clés majeures pour NG-PON2 [5], d'où la contribution de l'étude présentée dans ce manuscrit.

#### 1.1.4.2 Standards IEEE

A côté des standards PON de FSAN/ITU-T qui sont utilisés largement en Europe et en Amérique, ceux développés au sein l'IEEE sont notamment utilisés au Japon. Ces standards PON reposent sur la technologie Ethernet, c'est-à-dire que les flux de trafic sont transportés par l'encapsulation des trames Ethernet. Aujourd'hui, la technologie largement déployée au Japon est le 1G-EPON, connu sous le standard IEEE 802.3ah [51]. Ce standard permet un débit de transmission de 1 Gb/s symétrique avec un taux de partage de 16 abonnés par

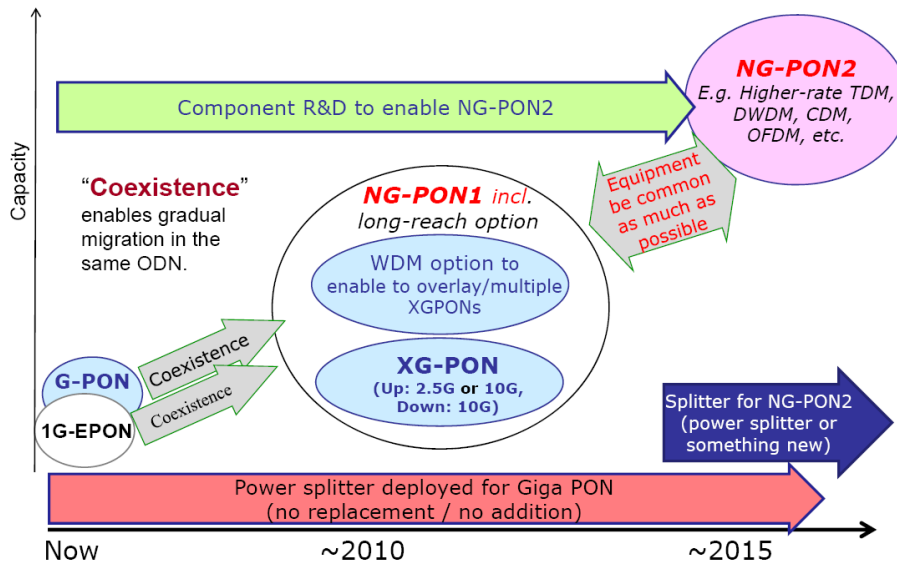


FIGURE 1.22 – Evolution des systèmes d'accès optique [49]

PON. Donc, en termes de performances, elle pourrait être comparée à la technologie G-PON de FSAN/ITU-T.

TABLE 1.3 – Comparaison des standards PON (finalisés et encours) par IEEE [52]

	10G-EPON	1G-EPON
<i>Data rate (DS/US)</i>	10G/10G symmetric 10G/1G symmetric	1G/1G symmetric
<i>Line rate (Gbb)</i>	10,3125	1,25
<i>Signal coding (coding overhead)</i>	64B/66B (3%)	8B/10B (20%)
<i>Number of power budget class</i>	3 (PR10/20/30, PRX10/20/30)	2 (PX10/20)
<i>Split ratio</i>	1 :16 /1 :32	1 :16
<i>FEC</i>	Mandatory RS(255,223)	Optional RS(255,239)
<i>Wavelength</i>		
<i>DS</i>	1575 - 1580 nm	1548 - 1500 nm
<i>US</i>	1260 - 1280 nm	1260 - 1360 nm

Equivalent à XG-PON de FSAN/ITU-T, la nouvelle génération PON à 10 Gb/s basée sur la technologie Ethernet récemment standardisée est le 10G-EPON, connu sous le standard

IEEE 802.3av [38]. Ce standard permet un débit de 10 Gb/s en voie descendante et de 1 Gb/s ou 10 Gb/s en voie montante. Les caractéristiques de base de ces deux technologies Ethernet PON sont récapitulées dans le tableau 1.3. Comme cela est montré dans la figure 1.23, le plan de longueurs d'onde de 10G-EPON est identique à celui de XG-PON. Donc, cette première convergence en termes de longueur d'onde entre deux organismes de normalisation permet de disposer l'optoélectronique commune entre eux. Néanmoins, le taux de partage de 16 à 32 abonnés par PON et la portée de 10 km à 20 km sont relativement modestes par rapport à ceux demandés pour XG-PON actuellement.

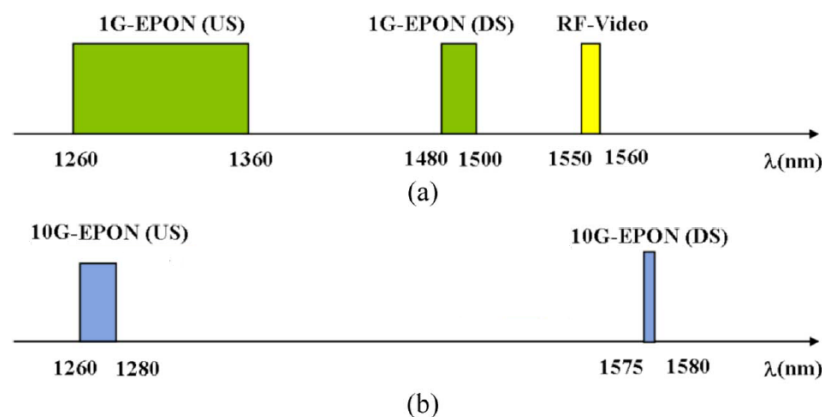


FIGURE 1.23 – Plan de longueurs d'onde de 1G-EPON et 10G-EPON [52]

Il y a trois classes de budget optique définies pour 10G-EPON : PR10/20/30 pour 10 Gb/s asymétrique et PRX10/20/30 pour 10 Gb/s symétrique. Comme cela est montré dans la figure 1.24, ces classes varient de 23 dB au minimum jusqu'à 31 dB au maximum. Nous trouvons également dans la figure 1.24 les solutions optiques pour chacune de classe. Les émetteurs pour la voie descendante sont des lasers à modulation par électro-absorption à haute puissance HP-EML (High Power Electro-absorption Modulated Laser) alors que ceux pour la voie montante sont des lasers à modulation directe DML (Directly Modulated Laser). Les récepteurs du type APD ou PIN sont combinés avec le code correcteur d'erreur RS(255,223).

La standardisation de cette technologie 10G-EPON a été finalisée en Septembre 2009 mais il requiert encore une maturité du point de vue technique et économique avant d'être présent sur le marché. La coexistence avec des systèmes 1G-EPON est possible grâce au fonctionnement en mode burst aux deux débits différents (1 Gb/s et 10 Gb/s) [53].

#### 1.1.4.3 Future génération PON au delà du 10 Gb/s et l'opportunité du WDM

Dans le paragraphe précédent, nous venons de montrer que la technologie TDM est toujours le choix pour la prochaine génération PON à 10 Gb/s (NG-PON1), connue sous le nom XG-PON. La future génération venant après le NG-PON1, connue sous le nom NG-PON2, n'est

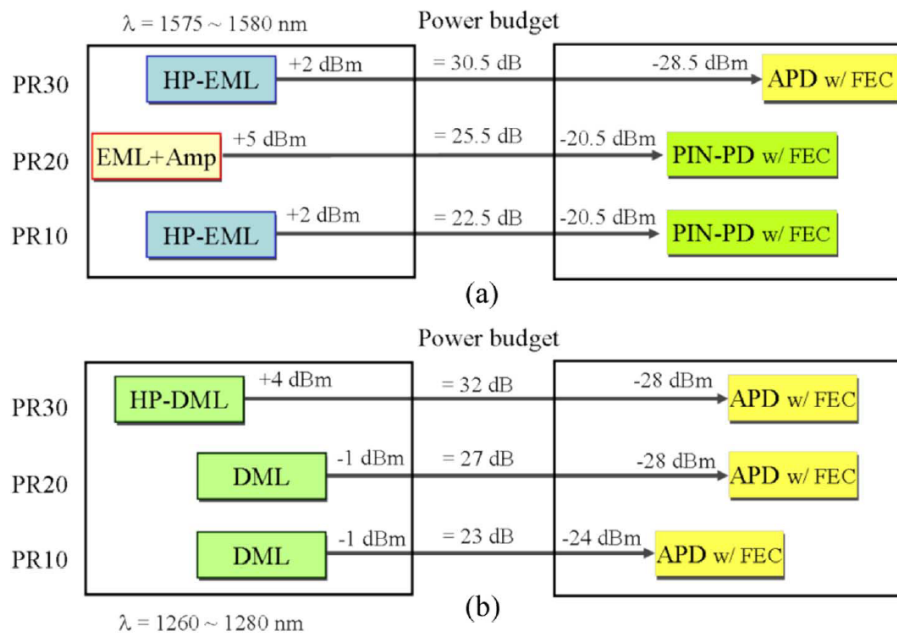


FIGURE 1.24 – Différentes classes de budget optique du 10G-EPON : descendant (a) et montant (b) [52]

pas encore définie, mais il y a plusieurs candidats technologiques parmi lesquels le WDM. La potentialité du WDM pour la future génération PON est pertinente grâce à sa forte capacité de montée en débit et au développement rapide des technologies de composants WDM. Pour rappel, le développement des composants optiques est toujours une des clés majeures pour la future génération PON [5].

Dans la génération NG-PON1, le WDM apparaît déjà comme une option pour multiplexer plusieurs systèmes XG-PON sur une fibre back-haul, notamment pour obtenir une architecture PON à longue portée [47, 48]. Cette architecture hybride DWDM/XG-PON sera envisagée dans les études de FSAN.

Pour la future génération NG-PON2, il est envisagé de commencer les études vers 2012, en attendant la maturité des technologies de composants optiques [48]. Pour cette génération, le WDM-PON ou le WDM/TDMA-PON sont considérés actuellement comme des premiers candidats [48]. Le WDM peut être utilisé dans une architecture WDM-PON pure, une architecture WDM/TDMA-PON statique pour l'accès à longue portée ou une architecture WDM/TDMA-PON dynamique en utilisant un routeur de longueurs d'onde pour l'accès optique plus flexible, ... [48]. Donc, nous pouvons résumer tous ces scénarios d'utilisation du WDM pour la future génération PON dans un diagramme de référence représenté dans la figure 1.25 ci-dessous.

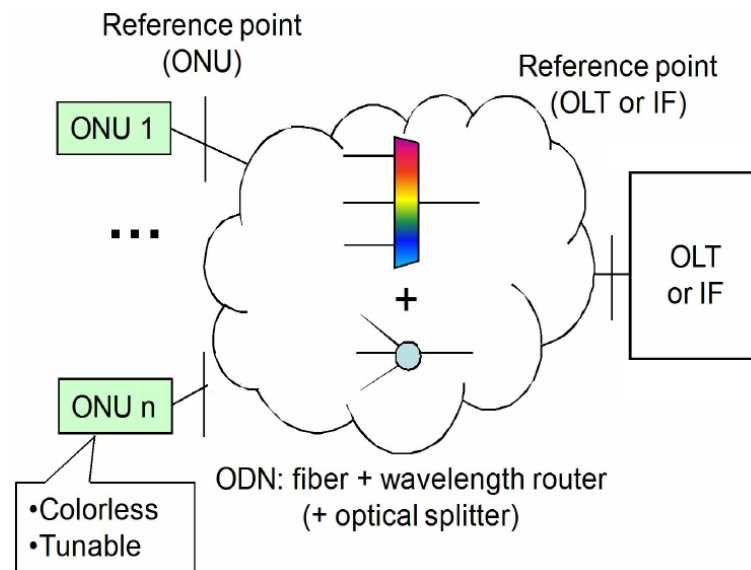


FIGURE 1.25 – Diagramme de référence du futur système d'accès optique utilisant le WDM-PON ou le WDM-TDMA-PON [48]

## 1.2 Technologies des composants émetteurs pour l'accès optique

Comme nous venons de discuter dans la première partie de ce chapitre, le développement des technologies de composants optiques, notamment les composants d'émetteur-récepteur, est une des majeures permettant évoluer les systèmes d'accès optique. Dans cette deuxième partie, nous allons présenter un panorama des technologies de composants émetteurs pour le PON. Nous classifions en deux grandes catégories dépendant de la technologie PON : le TDM et le WDM (pur ou hybride). Pour le TDM-PON, il n'y a pas de contrainte en termes de relation de longueurs d'onde entre plusieurs utilisateurs, donc la technologie de composant est moins compliquée et moins coûteuse. La solution est de directement moduler une diode laser monomode. Pour le WDM-PON, pour assurer un fonctionnement achromatique qui permet une flexibilité et une simplicité d'opération, les principaux concepts et les technologies seront détaillés.

### 1.2.1 Composants émetteurs pour le réseau d'accès optique TDM-PON

#### 1.2.1.1 Laser à modulation directe (DML)

Dans des systèmes Gigabit PON du type G-PON ou 1GE-PON, les composants émetteurs souvent utilisés sont des diodes laser à modulation directe DML (Directly Modulated Laser) du type contre réaction répartie ou DFB (Distributed FeedBack). Ces diodes lasers sont intégrées dans les modules "transceivers" du type SFP (Small Form-Factor Pluggable). Elles ont une bande passante électrique de l'ordre de 1 ou 2 GHz afin de pouvoir directement

être modulées à un débit de 1,25 Gb/s ou 2,5 Gb/s conformément au standard G-PON ou 1GE-PON. La structure d'un laser DFB est schématisée dans la figure 1.26 ci-dessous. Contrairement au laser Fabry-Perot pour lequel la contre-réaction optique est obtenue grâce à la réflexion sur les faces de la cavité, celle-ci est distribuée le long de la cavité dans un laser DFB. Cette contre-réaction est obtenue grâce à un réseau de diffraction de Bragg enterré le long de la cavité [54], comme nous pouvons voir dans la figure 1.26.

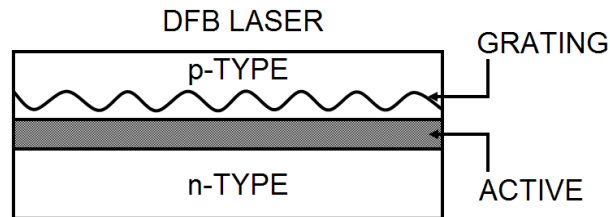


FIGURE 1.26 – Structure du laser DFB [54]

Le laser DFB permet un fonctionnement monomode, c'est-à-dire sur une seule longueur d'onde. L'émission sur un seul mode longitudinal est obtenue grâce à la fonction de filtrage sélectif réalisée par le réseau de Bragg qui consiste en une variation périodique de l'indice de réfraction effectif. Lorsque le champ optique se propage dans la structure, la variation périodique de l'indice provoque des réflexions partielles à chaque interface tous les pas du réseau. L'interférence de ces réflexions est constructive à la longueur d'onde pour laquelle la longueur d'onde optique est multiple du pas au facteur d'indice effectif près. Il s'ensuit que la sélectivité en longueur d'onde de la cavité du laser DFB permet une émission monomodale. (En fait un saut de phase est nécessaire pour ne pas avoir un fonctionnement sur deux modes). La longueur d'onde émise du laser DFB peut être ajustée par la périodicité du réseau de Bragg lors de sa gravure.

Cette technologie DFB a été développée depuis des années quatre-vingt et elle est maîtrisée aujourd'hui. Le coût de fabrication a été significativement optimisé pour l'utilisation dans le réseau d'accès. La faible largeur de raie (de l'ordre de la dizaine de MHz), le taux de suppression des modes latéraux élevé et la forte puissance d'émission (jusqu'à 10 dBm ou 20 dBm possible) sont les grands avantages de cette technologie, qui permet d'obtenir un grand budget et une longue portée du système d'accès optique.

En termes de débit, les DML permettent un bon fonctionnement jusqu'à 2,5 Gb/s. Elles sont donc convenables pour les émetteurs à l'OLT/ONU des systèmes G-PON et 1GE-PON, mais aussi pour les émetteurs à l'ONU (voie montante à 1,25 ou 2,5 Gb/s) des systèmes 10 Gb/s PON comme nous pouvons le voir dans la figure 1.24, donnant des solutions émetteur-récepteur pour différentes classes de budget optique du 10GE-PON. Pour un débit supérieur, il y a eu plusieurs démonstrations de fonctionnement du laser DFB à 10 Gb/s [55], 25 Gb/s [56] voire 40 Gb/s [57] en utilisant des matériaux Quantum Dot GaInP/GaAs ou multi-puits quantiques InGaAlAs. Mais ces fonctionnements sont notamment obtenus à la

longueur d'onde de  $1,3 \mu\text{m}$ , et sont donc non compatibles pour la transmission en voie descendante dans les systèmes 10 Gb/s PON. Les performances sont également limitées par le chirp important ainsi que par le faible taux d'extinction, pour pouvoir les utiliser comme émetteur à 10 Gb/s dans le système PON avec un budget optique nécessaire. Néanmoins, les techniques de traitement avancé dans le domaine électronique comme la modulation à haute efficacité spectrale du type OFDM [58] ou l'égalisation [59] peuvent permettre l'utilisation du DML pour la nouvelle génération PON à 10 Gb/s et plus.

### 1.2.1.2 Laser intégré avec un modulateur à électro-absorption (EML)

Comme nous venons d'en discuter, les lasers à modulation directe DML à base de la technologie DFB permettent un bon fonctionnement jusqu'à 2,5 Gb/s pour les systèmes G-PON et 1GE-PON, mais ses performances sont limitées pour pouvoir être utilisés dans les systèmes 10 Gb/s PON. Pour les systèmes TDM-PON à 10 Gb/s et plus, la technologie de laser intégré avec un modulateur à électro-absorption EML (Electro-absorption Modulated Laser) semble un bon choix. Comme nous pouvons le voir dans la figure 1.24, cette technologie EML a été proposée comme le composant émetteur pour la transmission à 10 Gb/s en voie descendante dans les systèmes 10GE-PON. La technologie EML consiste en l'intégration hybride d'un laser monomode DFB qui sert de source et d'une section électro-absorbante EAM qui sert de modulateur. La figure 1.27 ci-dessous donne un exemple de la structure d'un EML à base d'InGaAlAs fabriqué par NTT [60].

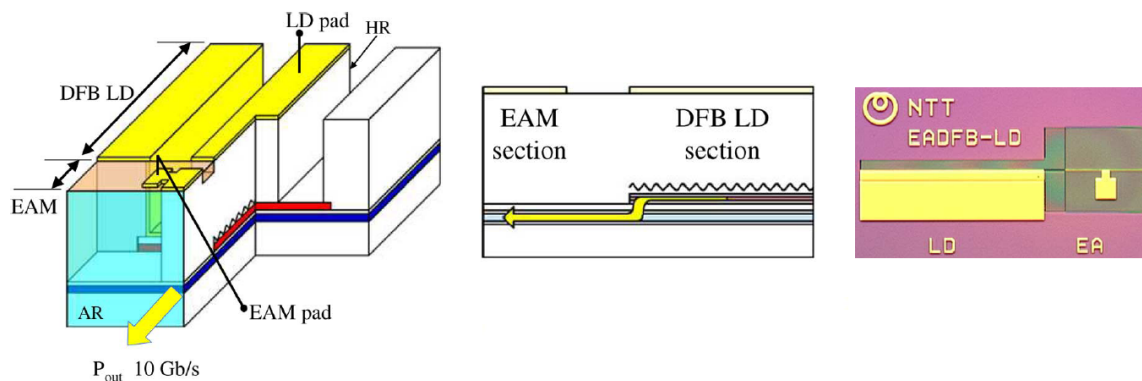


FIGURE 1.27 – Un exemple de la structure d'un EML (*Source : NTT [60]*)

Le principe de fonctionnement d'un EML est similaire à un laser DFB modulé de façon externe par un modulateur EAM. Mais l'intégration hybride présente plusieurs avantages par rapport à l'utilisation de deux composants séparés, notamment en termes de packaging, encombrement, consommation d'énergie et couplages optiques. Comparé à un DML, l'EML possède des performances nettement supérieures. Grâce à la modulation par l'effet électro-absorbant, l'EML peut avoir une bande passante très importante, donc peut fonctionner à un débit très élevé. Une bande-passante de modulation supérieure à 60 GHz a été obtenue dans



[61]. Un fonctionnement jusqu'à 86 Gb/s [62] voire 100 Gb/s [63] a été démontrée. Aussi, grâce à la modulation par l'effet électro-absorbant, l'EML possède un taux d'extinction très élevé et un chirp très faible comparé à un DML.

Au débit de 10 Gb/s, l'EML permet un bon fonctionnement sans stabilisation en température, comme cela a été montré dans [64, 65, 66] pour la bande C et L. Cela présente un grand intérêt pour les systèmes PON parce qu'il permet de simplifier l'électronique de commande, de diminuer la consommation d'énergie, donc de réduire le coût du système. Pour cette raison, l'EML a été proposé comme la solution d'émetteur à 10 Gb/s pour les systèmes 10GE-PON.

### 1.2.2 Composants émetteurs pour le réseau d'accès optique WDM : les concepts achromatiques

Rappelons que le concept achromatique dans un système d'accès WDM signifie que tous les émetteurs sont identiques quelque soit la longueur d'onde émise. Comme nous l'avons déjà dit dans le paragraphe 1.1.3.2, ce fonctionnement achromatique permet une flexibilité, une simplicité dans la gestion des équipements et des longueurs d'onde ; cela permet aussi une fabrication et un déploiement de masse des composants d'accès. Ici, nous distinguons deux concepts principaux pour obtenir le fonctionnement achromatique : le concept à base de composants à émission directe et celui à base de modulateurs réflectifs.

- Le composant à émission directe "génère" la porteuse optique (la longueur d'onde cohérente ou incohérente) lui même sans besoin d'une source optique externe.
- Le modulateur réflectif joue le rôle d'un modulateur externe qui ne génère pas lui-même la porteuse optique et donc nécessite une source externe que nous appelons la distribution de longueurs d'onde, ou le "seeding source/wavelengths" suivant la terminologie anglophone. Contrairement à des modulateurs externes conventionnels de types Mach-Zehnder et EAM, le modulateur réflectif fonctionne en configuration "réflexion", c'est-à-dire que le signal optique entre dans le modulateur et sort du modulateur par la même voie grâce à la haute réflectivité de la facette arrière. De plus, le modulateur réflectif utilisé pour le WDM-PON doit avoir un gain élevé, surtout quand il fonctionne à l'ONU, afin d'assurer un budget optique suffisant pour le système PON et être également tolérant aux effets physiques limitants comme la rétrodiffusion de Rayleigh et la contre-réaction optique, ce que nous détaillerons dans le chapitre 4 de ce manuscrit. Parfois, nous l'appelons le modulateur déporté car il est situé à l'ONU alors que la source de distribution de longueurs d'onde est située à l'OLT.

#### 1.2.2.1 Composants à émission directe

##### a. Solution incohérente : Sources large bande à modulation directe et à découpage spectral

Son principe est montré dans la figure 1.28 pour le cas de la transmission en voie montante. Le composant émetteur de chaque abonné est une simple source large bande comme le SLED (SuperLuminescent Emitting Diode), l'ASE d'un SOA ou la diode laser Fabry-Perot multimode. Ce composant est directement modulé avec les données de l'utilisateur. Les signaux larges bandes modulés provenant des abonnés sont découpés spectralement et multiplexés par l'AWG au point de répartition RN. Les signaux multiplexés se propagent vers l'OLT, démultiplexés en plusieurs canaux séparés avant la détection.

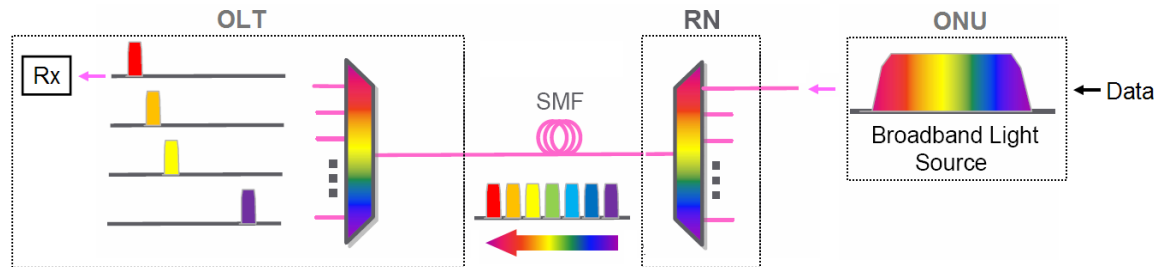


FIGURE 1.28 – Principe de fonctionnement d'une source large bande à modulation directe et à découpage spectral dans un système WDM-PON (*Source LG-Nortel [67]*)

L'avantage de cette technique est sa grande simplicité, et donc le très faible coût d'implémentation. Le contrôle en température n'est pas nécessaire. Les composants à semi-conducteur de types SLED, SOA ou laser Fabry-Perot ne sont pas coûteux. Mais en revanche, ses performances sont très limitées. Comme cela a été montré dans [68], un débit de seulement 155 Mb/s est obtenu sur une distance de transmission de 20 km quand la source large bande utilisée est une diode laser Fabry-Perot. Les faibles performances sont dues à de très grandes pertes optiques liées au découpage spectral, à la faible bande passante électrique de la source large bande, à la très grande largeur spectrale de la porteuse optique incohérente et au bruit de battement important de la source large bande. La dernière limitation peut être contournée en utilisant des lasers Fabry-Perot à boîtes quantiques QD (Quantum Dot), qui sont très développés aujourd'hui. L'utilisation d'une source large bande de type SLED à modulation directe a été démontrée pour un débit de 1,25 Gb/s sur 10 km de fibre standard SMF, mais la longueur d'onde d'émission est à  $1,31 \mu\text{m}$  pour laquelle la dispersion chromatique est quasi-négligeable [69]. A la longueur d'onde de  $1,55 \mu\text{m}$ , il a été démontré qu'un débit jusqu'à 1 Gb/s est obtenu grâce à la technique de modulation multi-porteuse OFDM, mais le budget optique supporté est encore limité [70].

### b. Solution cohérente : Lasers accordables

L'utilisation des lasers accordables pour les applications d'émetteur achromatique dans le WDM-PON offre les meilleures performances. Ces très bonnes performances sont obtenues grâce à la faible largeur de raie du laser, le faible bruit d'intensité, la capacité de moduler à haut débit et avec de forte puissance d'émission en évitant l'atténuation dû aux pertes de

découpage spectral. En plus, il peut être combiné avec la détection cohérente afin d'améliorer le budget optique et d'augmenter le taux de partage. Comparativement au concept réflectif, l'utilisation du laser accordable présente un très grand avantage puisqu'elle évite les effets physiques limitants comme la rétrodiffusion de Rayleigh ou l'emploi d'une réflexion. Néanmoins, l'utilisation du laser accordable reste encore une solution très coûteuse pour le réseau d'accès. Donc, ces technologies de lasers accordables sont considérées comme une solution ultime pour le réseau d'accès WDM quand leur coût sera significativement optimisé. Aujourd'hui, des solutions économiques sont envisagées telles que :

- Laser DFB contrôlé en température
- Laser DBR (cavité avec réflecteurs réseau de Bragg; Distributed Bragg Reflector) accordable en longueur d'onde [48]
- Laser à cavité externe ECL (External Cavity Laser) à coût optimisé pour les applications dans le réseau d'accès.

### ***Laser DFB contrôlé en température***

La figure 1.29 représente le schéma de principe simplifié de la partie d'émission et l'accordabilité en longueur d'onde d'un DWDM SFP à base du laser DFB contrôlé en température développé par NTT [71, 72]. Cette solution accordable est très intéressante en termes de coût parce qu'elle est toujours basée sur la technologie DFB bien maîtrisée aujourd'hui. Le système électronique de contrôle est aussi moins coûteux. Néanmoins, l'accordabilité en longueur d'onde est limitée sur seulement 3 nm. Aussi, le débit de transmission permis par ce composant est de 1,25 Gb/s à cause de la bande passante de modulation du laser DFB.

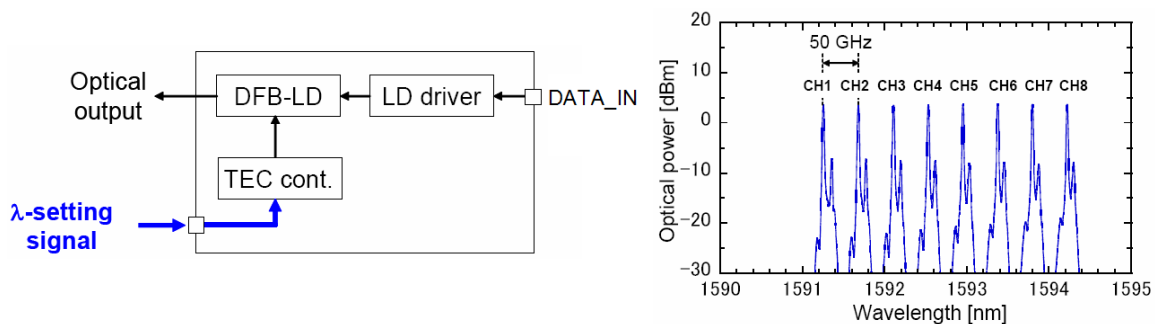


FIGURE 1.29 – Un exemple d'un laser DFB accordable en longueur d'onde par l'ajustement de la température (*Source : NTT [71]*)

### ***Laser à cavité externe ECL (External Cavity Laser)***

Le principe d'un ECL consiste à traiter antireflet une des faces du milieu amplificateur et à fermer la cavité sur un filtre accordable en longueur d'onde. La sélectivité du filtre sert à accorder la longueur d'onde souhaitée. Pour les applications dans le réseau d'accès, le coût de l'ECL peut être optimisé en utilisant un simple filtre externe accordable. Par exemple, le

réseau de Bragg à base de guide polymère a été proposé comme un filtre externe développé par ETRI [73, 74]. Ce type de structure est montré dans la figure 1.30. L'accordabilité en longueur d'onde du réseau de Bragg est obtenue en ajustant la température appliquée (via le "heater"). Le milieu amplificateur peut être une diode super-luminescente (SLD) ou une simple structure diode à semi-conducteur. Cette technologie accordable permet un débit typique de 1,25 Gb/s en modulation directe, et récemment à 2,5 Gb/s [74]. Pour l'utilisation à l'OLT, ces lasers accordables peuvent être intégrés de manière hybride avec un AWG sur un circuit planaire PLC (Planar Lightwave Circuit) en silicium pour fournir un module d'émetteurs accordables très compact [75].

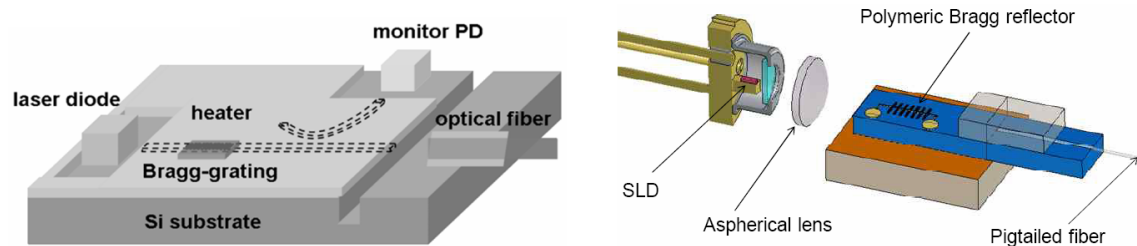


FIGURE 1.30 – Exemple d'une structure ECL accordable à base d'un réseau de Bragg en polymère contrôlé en température et la mise en module (*Source : ETRI [73, 74]*)

### **Laser DBR accordable**

Concernant la technologie DBR accordable destinée au réseau d'accès [48], les lasers avec réseau de Bragg super-structuré SSG-DBR peuvent être un candidat. La différence avec la technologie DFB est que le guide actif et le réseau de Bragg sont séparés sur deux sections différentes dans un laser DBR. Il peut y avoir deux, trois ou quatre, ... sections dans une structure laser DBR suivant son utilisation. Par exemple, la figure 1.31 (a) représente une structure de laser au réseau de Bragg super-structuré SSG-DBR accordable en longueur d'onde [76]. Cette structure SSG-DBR est composée de 4 sections dont une section active et une section de phase pour ajuster la longueur d'onde. Ce composant permet généralement un débit de l'ordre de 1,25 Gb/s en modulation directe.

En termes de débit, nous pouvons voir que ces technologies accordables à bas-coût discutées précédemment permettent un débit typique autour de 1,25 Gb/s. Il est difficile de monter le débit jusqu'à 10 Gb/s car ces technologies sont basées sur la modulation directe pour laquelle la faible bande passante de modulation, le faible taux d'extinction et le chirp sont des facteurs limitants. Pour monter à 10 Gb/s, le laser accordable du type ECL peut être modulé de manière externe en utilisant l'EAM comme démontrée dans [78]. Mais aujourd'hui, le développement de composants émetteurs pour les applications métré-access permet d'intégrer de manière hybride un laser DBR accordable et un modulateur. Par exemple, la figure 1.31 (b) montre une structure très sophistiquée et complexe consistant en une intégration monolithique d'un laser accordable DS-DBR et d'un modulateur, qui est en cours de développement par Oclaro pour l'application XFP accordable à 10 Gb/s destiné au réseau

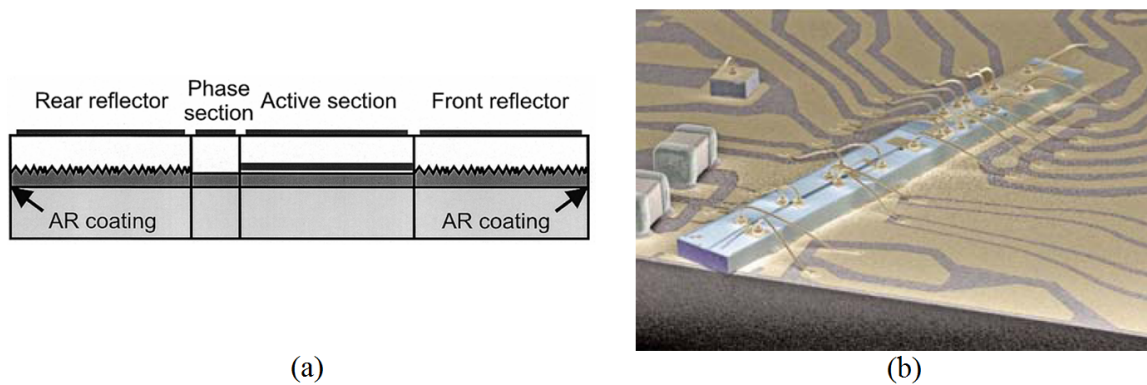


FIGURE 1.31 – Exemple de structure laser accordable SSG-DBR (1,25 Gb/s) [76] (a) et intégration monolithique d'un DS-DBR avec un modulateur pour l'application XFP accordable (10 Gb/s) destinée au réseau métré-access (Source : Oclaro [77]) (b)

métré et accès, notamment l'accès à longue portée [77].

#### **Laser VCSEL accordable**

A côté des solutions accordables montrées ci-dessus, le laser VCSEL peut lui aussi être utilisé comme un émetteur accordable à 1,25 Gb/s en modulation directe [79]. Cette solution accordable est aussi moins coûteuse grâce à la réalisation moins complexe, la modulation directe, la simplicité de couplage optique et la faible consommation électrique (faible courant). Néanmoins, le débit de transmission en utilisant le laser VCSEL accordable est typiquement limité à 1 Gb/s, notamment lié à la grande valeur de chirp du laser.

#### **1.2.2.2 Modulateurs réfléchifs**

Les technologies de lasers accordables semblent aujourd'hui très coûteuses pour pouvoir être utilisées dans le réseau d'accès, notamment pour un débit aussi élevé que 10 Gb/s. Elles nécessitent encore du développement pour être maîtrisées et optimiser les coûts pour les applications dans le réseau d'accès. Par conséquent, le concept à base des modulateurs réfléchifs apparaît depuis plusieurs années comme une solution très attractive en termes de coût. Comme cela a été dit, les modulateurs réfléchifs ne génèrent pas de porteuses optiques, et nécessitent donc une distribution des longueurs d'onde. Ce concept achromatique a été largement étudié, développé, voire commercialisé par certains fabricants.

Le principe de ce concept réfléchif est montré dans la figure 1.32 pour la transmission en voie montante pour deux types de sources de longueurs d'onde à distribuer : sources incohérentes à base de découpage spectral d'une source large bande et sources cohérentes à base d'un ensemble des diodes lasers DFB avec des longueurs d'onde définies. La source large bande ou multi-longueur d'onde (à base des lasers DFB) est localisée à l'OLT. Elle sert à fixer la longueur d'onde des modulateurs réfléchifs, jouant le rôle d'émetteurs achromatiques situés aux ONU, après la propagation dans le réseau PON en direction descendante. Pour le cas incohérent, la source large bande est découpée spectralement, grâce à l'AWG au

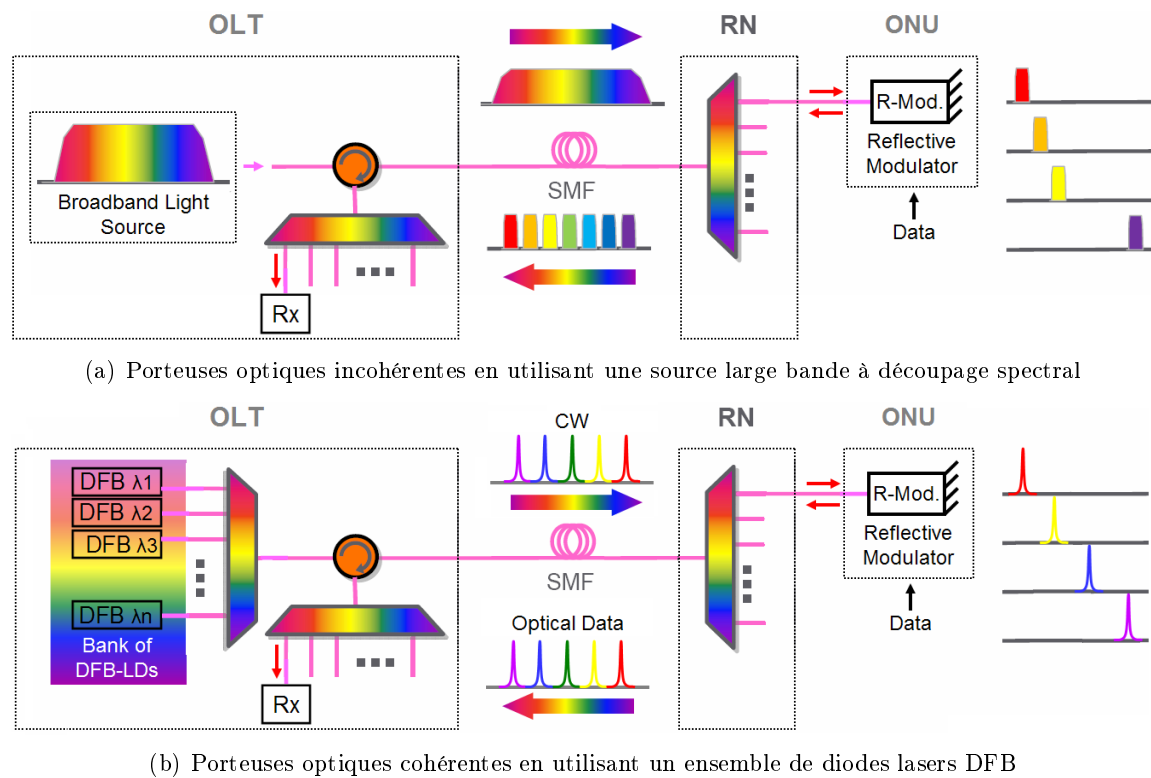


FIGURE 1.32 – Principe de fonctionnement d'un système WDM-PON à bases des modulateurs réfléchifs ou de distribution de longueurs d'onde

RN, en plusieurs porteuses optiques à destination des modulateurs réfléchifs. Aux ONU, les modulateurs réfléchifs sont directement modulés par les données à transmettre par les abonnés. Comme ces modulateurs fonctionnent en réflexion, les signaux optiques modulés sont émis vers la direction montante, multiplexés par le même AWG au RN, puis se propagent vers l'OLT, et finalement sont démultiplexés par un deuxième AWG en différents canaux séparés, avant d'être détectés par les récepteurs optiques. Le principe pour la transmission en voie descendante est quasi le même que celui en voie montante précédemment expliqué, sauf que les modulateurs réfléchifs sont situés à l'OLT et les récepteurs sont situés aux ONU. Donc, la source externe est directement injectée aux modulateurs à l'OLT sans propagation dans le réseau avant injection comme dans le cas montant.

Les sources large bande sont générées typiquement par un supercontinuum [80], l'émission ASE d'une SLED [81] ou d'un amplificateur optique [82]. La génération d'une source supercontinuum est plus complexe que celle d'une ASE, mais elle permet une puissance totale plus importante, donc une puissance plus significative de chaque porteuse optique à injecter dans le modulateur réfléchif. L'utilisation d'une source large bande pour générer les porteuses optiques incohérentes est moins couteuse comparée à celle d'un ensemble de lasers DFB. Mais leur utilisation impose beaucoup de limitations parmi lesquelles : (1) un fort bruit d'intensité de la source incohérente (-105 dBc/Hz à -110 dBc/Hz) que nous al-

lons montrer dans le chapitre 2 et chapitre 5 [83], (2) une largeur de raie très importante des porteuses optiques générées (typiquement  $> 20$  GHz qui correspond à la largeur du filtrage de l'AWG) et donc une forte dégradation par la dispersion chromatique, (3) une faible puissance de chaque porteuse optique suite aux fortes pertes optiques causées par le découpage spectrale. Par conséquent, les performances du système WDM-PON employant la source large bande incohérente et des modulateurs réfléchifs sont typiquement limitées à un débit de 1,25 Gb/s [84]. Récemment, il y a eu quelques démonstrations à 2,5 Gb/s mais ses performances sont encore vraiment limitées [85, 86, 87]. Compte tenu de ces limitations, nous avons proposé pour la première fois, dans le cadre du travail de cette thèse, d'utiliser la source multi-longueur cohérente à faible bruit d'intensité à base d'un laser à blocage de modes à bâtonnets quantiques QD-MLL (Quantum-Dash Mode-Locked-Laser) [88] afin de combiner avec les modulateurs réfléchifs développés dans le cadre du projet ANTARES. Nous allons retrouver les analyses plus en détail sur cet aspect dans le chapitre 5 avec la démonstration WDM-PON de ce manuscrit.

Si l'on compare aux technologies lasers accordables, le concept achromatique à base de modulateurs réfléchifs semble moins couteux parce que la technologie de composants est plus simple, ainsi que le contrôle et la gestion de longueurs d'onde chez les abonnés sont moins complexes, tout en gardant la possibilité de monter le débit vers 10 Gb/s. Mais une limitation d'utilisation des modulateurs réfléchifs est liée aux effets physiques dégradant les performances de la transmission en voie montante. Ce sont les réflexions et la rétrodiffusion de Rayleigh qui dégradent la transmission bidirectionnelle car la source d'injection en direction descendante et le signal émis de l'ONU en direction montante se propagent simultanément sur la même fibre et à la même longueur d'onde [89]. Nous allons analyser plus en détail cet effet physique dans le chapitre 4. Nous allons détailler par la suite les trois grandes catégories de composants de type modulateur réfléchif qui ont été largement étudiés, développés durant les dernières années pour l'application dans le réseau d'accès optique WDM.

### a. Laser Fabry-Perot verrouillé par injection optique (Injection-Locked Fabry-Perot laser)

Le laser Fabry-Perot est simplement une diode à semi-conducteur. La zone active à base de matériau massif ou multi-puits quantiques de type InGaAsP constitue le milieu amplificateur et les faces clivées le résonateur Fabry-Perot. En fonctionnement libre, c'est-à-dire sans injection de signal optique externe, le laser Fabry-Perot présente un fonctionnement multimode. Les modes sont séparés en fréquence de l'intervalle spectrale libre (ISL) correspondant à la longueur de la cavité Fabry-Perot via la relation :

$$ISL = \frac{c}{2nL} \quad (1-1)$$

avec  $c$  la vitesse de la lumière,  $n$  l'indice du matériau constituant la zone active et  $L$  la longueur de la cavité. Même si ce type de laser présente un bon comportement en modulation directe à quelques Gb/s, cette caractéristique multimodale interdit toute utilisation comme

émetteur à modulation directe pour la transmission à haut débit sur une portée typique du réseau d'accès, à cause de la dispersion chromatique de la fibre.

Néanmoins, un phénomène bien connu dans le domaine de la physique des lasers est le verrouillage par injection optique [90]. C'est-à-dire qu'un laser est optiquement injecté avec une source externe mono-fréquentielle, sous certaines conditions, ce laser est verrouillé en fréquence et en phase au signal externe injecté grâce au couplage du champ optique interne, présent dans la cavité Fabry-Perot, avec celui du signal injecté. Dans le cas du laser Fabry-Perot, le fonctionnement de ce laser peut devenir monomode quand il est optiquement injecté par un signal optique externe mono-fréquentiel. En même temps, il peut être directement modulé via son gain en modulant le courant électrique injecté dans la cavité Fabry-Perot. Donc, il est considéré dans ce régime de fonctionnement comme un modulateur auto-adapté en longueur d'onde. En plus, pour l'application dans le réseau d'accès WDM, la diode laser Fabry-Perot doit avoir une asymétrie en termes de réflectivité sur les deux facettes afin de pouvoir servir comme modulateur réflectif. C'est-à-dire qu'une facette (de couplage) doit être traitée anti-reflet alors que la facette arrière possède une forte réflectivité. Le principe de fonctionnement d'un IL-FP (Injection-Locked Fabry-Perot laser) est schématisé dans la figure 1.33 (a). L'entrée du signal injecté et la sortie du signal modulé par le laser Fabry-Perot sont sur la même facette à faible réflectivité. Le choix de la réflectivité de la facette avant a une forte influence sur le fonctionnement ainsi que sur les performances du laser Fabry-Perot en verrouillage par injection optique [91]. Cette réflectivité peut être aussi faible que 0,1 % pour un débit de 1,25 Gb/s, voire plus faible pour un débit inférieur [84]. L'intérêt de diminuer la réflectivité de la facette avant du laser Fabry-Perot est de réduire la puissance optique injectée demandée pour obtenir le régime de verrouillage, ce qui nécessite donc une puissance moins élevée de la source large bande. En revanche, la réduction de la réflectivité augmente les pertes de la cavité Fabry-Perot, et il est donc difficile d'obtenir un régime laser, ce qui nécessite un courant de polarisation plus élevé.

Souvent, les systèmes WDM-PON à base de lasers Fabry-Perot verrouillés par injection optique utilise la source d'injection incohérente à base de supercontinuum [92] ou d'ASE [82]. Ce concept est considéré comme une solution WDM-PON bas-coût. Donc, il a été fortement développé [84, 93, 94], voire commercialisé par LG-Nortel Novera aux débits de 125 Mb/s et 1,25 Gb/s [95]. Il y a eu récemment une démonstration à 2,5 Gb/s mais uniquement en voie descendante [86, 87]. L'utilisation de source d'injection cohérente à base de laser Fabry-Perot permet un fonctionnement jusqu'à 10 Gb/s, mais il souffre d'une plage de fonctionnement extrêmement faible en termes de fréquence injectée (3 GHz) [96] et d'une sensibilité à la polarisation du signal injecté [96, 97]. Pour une injection cohérente, la forte sensibilité à la polarisation en régime de verrouillage est l'inconvénient majeur pour les lasers Fabry-Perot conventionnels, notamment dans le but de monter en débit. En plus, la forte dépendance des performances de l'IL-FP au désaccord (qui représente la différence entre la fréquence ou la longueur d'onde du signal injecté et celle du mode Fabry-Perot le plus proche) dans le cas d'injection cohérente est aussi une grande limitation. Dans le



chapitre 2, nous allons présenter les études sur le laser Fabry-Perot à deux sections, fabriqué dans le cadre du projet ANTARES, dans le but d'atténuer cette dépendance en polarisation [98]. Dans le chapitre 5, nous allons démontrer le fonctionnement à 2,5 Gb/s en transmission bidirectionnelle d'un laser Fabry-Perot verrouillé par injection optique avec une source multi-longueurs d'onde cohérentes à base d'un laser à bâtonnets quantiques à blocage de modes (QD-MLL). Nous allons démontrer également un fonctionnement à 10 Gb/s en utilisant un égaliseur électronique de dispersion à la réception.

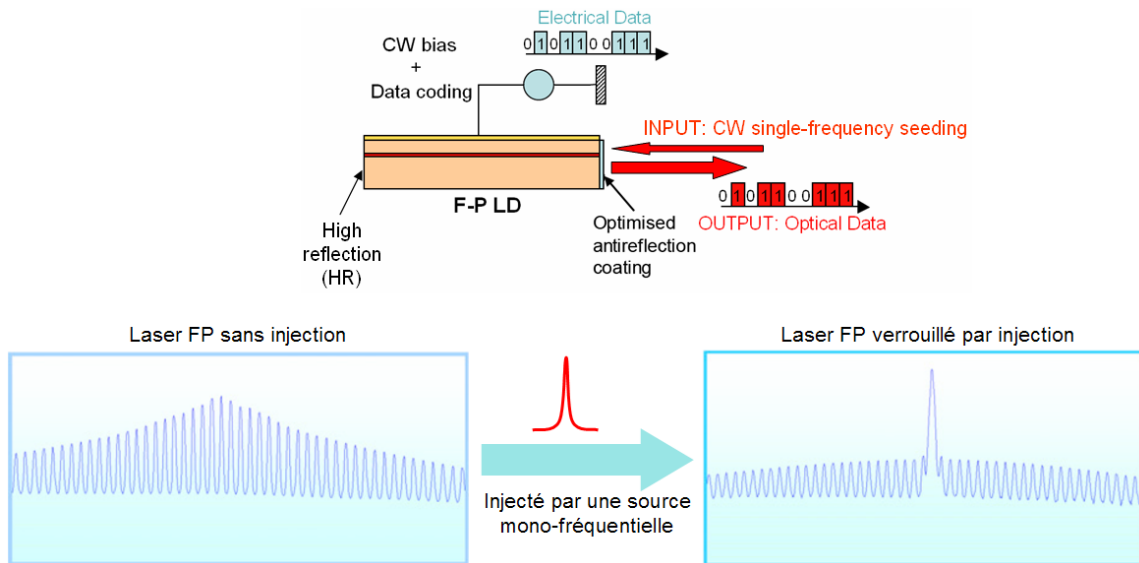


FIGURE 1.33 – Principe de fonctionnement d'un laser Fabry-Perot verrouillé par injection optique et un exemple de spectre optique [93]

### b. Amplificateur optique à semi-conducteur en réflexion (RSOA)

Le principe de fonctionnement d'un RSOA (Reflective Semiconductor Optical Amplifier) est schématisé dans la figure 1.34. Similaire à un IL-FP, la structure à semi-conducteur possède une forte réflectivité sur la facette arrière et une faible réflectivité (antireflet) sur la facette avant pour l'entrée/sortie du signal optique. Aussi, la modulation est appliquée sur le gain d'amplification du RSOA via le courant de polarisation. Mais contrairement à un IL-FP, le RSOA fonctionne en régime d'amplification alors que l'IL-FP fonctionne en régime laser. Donc, le RSOA peut éviter la forte dépendance en fréquence du signal injecté comme pour le cas du verrouillage d'un IL-FP.

Aussi, par rapport l'IL-FP, le RSOA permet un fonctionnement insensible à la polarisation [100]. De plus, la nouvelle technologie RSOA permet une forte puissance d'émission et un très grand gain d'amplification. Par exemple, une puissance d'émission jusqu'à 11 dBm et un gain jusqu'à 30 dB ont été rapportés dans [101] pour le RSOA à base de du matériau InGaAsP. Cela a aussi un très grand avantage par rapport à l'IL-FP qui possède généralement une puissance d'émission de l'ordre de quelques dBm et un gain seulement supérieur à 10 dB. Cet avantage ne permet pas seulement d'obtenir un budget optique plus important

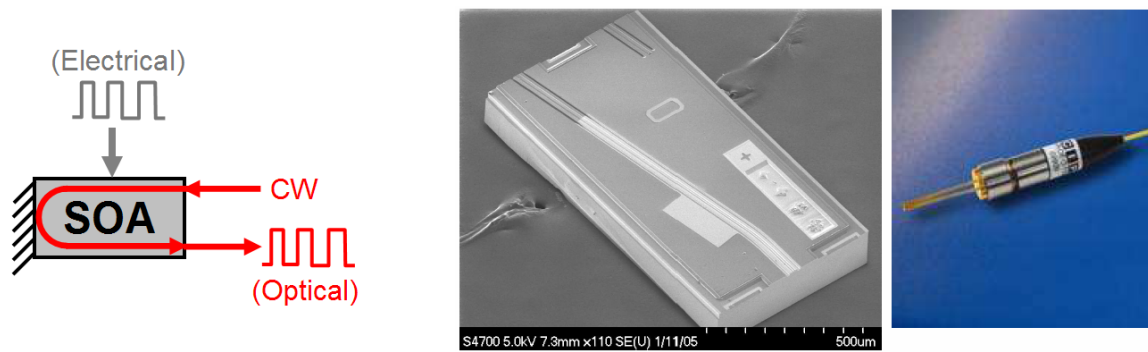


FIGURE 1.34 – Principe de fonctionnement d'un RSOA et un exemple de sa structure et composant packagé réalisé par CIP [99]

pour permettre une utilisation dans une architecture hybride WDM/TDM-PON, mais aussi de tolérer les effets physiques dégradant la transmission bidirectionnelle en voie montante [89] que nous allons montrer dans le chapitre 4.

En termes de sources d'injection, les systèmes WDM-PON à base de RSOA peuvent utiliser la source large bande à découpage spectral comme l'ASE [102] ou le SLED [103] ainsi que la source d'injection cohérente à base des lasers DFB [104]. Comme pour le cas d'un IL-FP, l'utilisation des RSOA injectés par une source large bande incohérente est considérée comme une solution très économique, qui a été récemment commercialisée par ETRI [105, 106]. Mais à cause du fort bruit d'intensité de la source large bande ainsi que de la bande spectrale de la porteuse optique, le débit du RSOA injecté par une source incohérente est généralement limité à 1,25 Gb/s. Il y a eu une démonstration à 2,5 Gb/s [85] mais avec des performances très limitées : très forte puissance optique injectée, portée limitée à 10 km et plancher d'erreurs important à cause du bruit. Avec l'injection cohérente, le RSOA permet aujourd'hui un bon fonctionnement à 2,5 Gb/s, en plus dans une architecture hybride WDM/TDM-PON à longue portée et à grand budget optique grâce à un gain d'amplification élevé du RSOA. Un point faible de ce composant est le fort chirp du RSOA fonctionnant en modulation directe, qui limite la transmission à longue portée. Mais le développement de la technologie RSOA à multi-sections peut supprimer cette limitation [107]. Le fonctionnement à 10 Gb/s d'un RSOA a été récemment démontré en utilisant la structure à une seule section [108, 109]. Aussi, l'utilisation de techniques de traitement électronique telles que l'égalisation et le code correcteur d'erreur permet un fonctionnement du RSOA à 10 Gb/s [37, 40].

En résumé, parmi les différentes technologies de composants d'émetteurs réfléchis, le RSOA semble aujourd'hui être le composant à très fort potentiel pour les systèmes d'accès WDM grâce à sa simplicité et ses bonnes performances (forte puissance d'émission, gain élevé, faible dépendance en polarisation et capacité de modulation directe à haut débit).

### c. Modulateur électro-absorbant (amplifié) en réflexion R-EAM (R-EAM-SOA)

Nous venons de décrire les deux composants de type modulateur réfléchis les plus étudiés

et développés pour le réseau d'accès WDM. Ces composants sont relativement simples et peuvent être combinés avec une source d'injection incohérente large bande afin de réaliser des systèmes WDM-PON 1,25 Gb/s économiques [95, 105, 106]. La montée en débit jusqu'à 2,5 Gb/s de cette solution économique est en cours mais le fort bruit d'intensité et la grande largeur spectrale de la source incohérente sont encore des limitations majeures [85, 86, 87]. Le fonctionnement à 2,5 Gb/s est généralement obtenu en utilisant la distribution des longueurs d'onde cohérentes [101]. Le fonctionnement à 10 Gb/s a été récemment démontré mais les performances sont encore limitées : faible bande passante de modulation et grand chirp, donc courte portée de transmission et besoin de la préamplification à la réception [108, 109]. Par conséquent, la montée à 10 Gb/s sans assistance des techniques est encore difficile pour ces types de composants.

Pour un bon fonctionnement à 10 Gb/s, le développement de technologies de composant pour l'accès WDM a proposé le modulateur électro-absorbant en réflexion R-EAM (Reflectif Electro-Absorption Modulator) [99, 100, 110]. Les performances en modulation de ce composant sont bien supérieures à celles d'un IL-FP et d'un RSOA grâce à l'effet électro-absorbant. Il permet une très grande bande passante de modulation ( $> 10$  GHz), un taux d'extinction très important ( $> 10$  dB à 10 Gb/s) ainsi qu'un très faible chirp. Le principe de fonctionnement des modulateurs à électro-absorption repose sur les modifications du spectre d'absorption d'un semi-conducteur soumis à un champ électrique via l'effet Franz-Keldysh dans un matériau massif et l'effet Stark confiné dans un matériau quantique [111]. Néanmoins, à côté des grands avantages en termes de modulation, un point faible de ce composant par rapport l'IL-FP ou R-SOA est son gain fortement négatif (perte optique élevée) à cause de l'absorption du signal. Donc, il est impossible de l'utiliser comme émetteur à l'ONU à cause des effets physiques limitants tels que la réflexion et la rétrodiffusion de Rayleigh [89]. Il peut être utilisé uniquement comme émetteur à l'OLT [99, 100]. Pour une utilisation à l'ONU, il doit être assisté par une fonction d'amplification grâce à des SOA par exemple [110, 112, 113, 114].

Pour résoudre le problème de gain négatif du R-EAM, il a été proposé d'intégrer ce composant avec une section d'amplification SOA afin de réaliser le modulateur électro-absorbant amplifié en réflexion R-EAM-SOA [111, 115]. Ce composant possède donc à la fois les bonnes performances en modulation grâce à la section EAM mais aussi un gain positif grâce à la section SOA. L'intérêt de cette intégration monolithique est de réduire la consommation électrique, la perte optique de couplage, l'encombrement et la complexité par rapport l'utilisation des composants séparés, donc d'optimiser son coût. Le principe de fonctionnement de ce composant est schématisé dans la figure 1.35. La section EAM avec la facette en arrière à haute réflectivité joue le même rôle qu'un R-EAM. La section SOA sert de préamplificateur du signal injecté avant d'être modulé par la section EAM et aussi de post-amplificateur du signal en sortie de l'EAM. Donc, la section SOA peut doubler l'efficacité en amplification ce qui peut compenser les fortes pertes de la section EAM. Jusqu'à aujourd'hui, cette technologie de composant a été notamment développée par CIP

et Alcatel-Thales III-V Lab, deux laboratoires d'où proviennent les photos de composant montrées dans la figure 1.35 [99, 100, 115, 116, 117, 118, 119, 120]. Nous allons présenter plus en détail le R-EAM-SOA développé par Alcatel-Thales III-V Lab dans le chapitre 3.

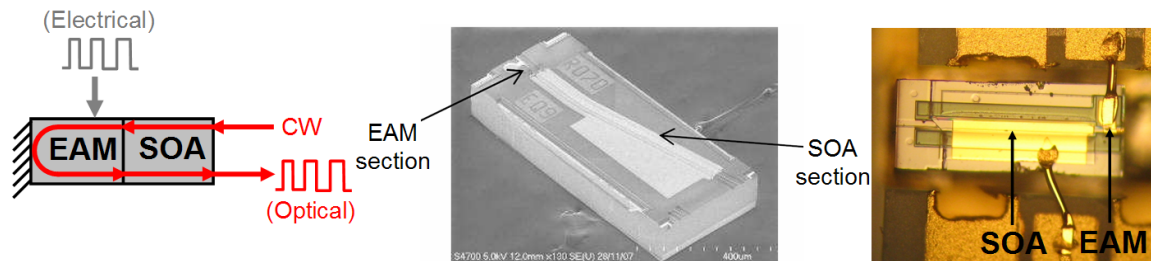


FIGURE 1.35 – Principe de fonctionnement d'un R-EAM-SOA et un exemple de sa structure réalisé par CIP [99] et de celle réalisée par Alcatel-Thales III-V dans le cadre du projet ANTARES

Pour un fonctionnement à 10 Gb/s avec ce composant, la source d'injection cohérente à base de lasers DFB est nécessaire. L'utilisation de la source large bande à découpage spectral est impossible pour 10 Gb/s à cause du bruit d'intensité et de la dispersion chromatique. Dans le chapitre 5, nous allons démontrer pour la première fois l'utilisation d'une source d'injection cohérente à base d'un laser multi-longueur du type blocage de modes à bâtonnets quantiques pour le fonctionnement à 10 Gb/s avec le R-EAM-SOA. En termes de la dépendance en polarisation, la technologie R-EAM-SOA aujourd'hui peut avoir une faible sensibilité à la polarisation ( $PDG < 1$  dB) [121].

### 1.3 Synthèse

Dans ce chapitre, nous avons essayé de donner un panorama des technologies du réseau d'accès optique ainsi que des technologies de composants d'émetteurs utilisées afin de bien montrer le contexte, le cadre et la motivation de notre étude dans cette thèse.

Nous avons montré premièrement le contexte de la montée en débit dans le réseau d'accès, ce qui est dû notamment à la croissance très rapide des services de communication fortement développés aujourd'hui. L'augmentation de la bande-passante de l'utilisateur est quasiment exponentielle en fonction du temps. Vers l'horizon 2020, un débit de l'ordre de 1 Gb/s par abonné est actuellement prévu. Donc, l'introduction de la fibre optique dans le réseau d'accès est incontournable afin d'assurer cette demande de débit. En plus, le développement des systèmes optiques à très haut débit tout en respectant la contrainte économique est essentiel pour le futur réseau d'accès, d'où la motivation de notre étude.

Ensuite, nous avons introduit les terminologies de base utilisées dans le réseau d'accès, les différentes architectures employées comprenant point-à-point, point-à-multipoints active et point-à-multipoints passive (PON). La dernière architecture est la plus attractive en termes de compatibilité au contexte du réseau d'accès, donc l'architecture la plus étudiée,

développée, déployée et considérée pour les futures générations d'accès optique. C'est aussi l'architecture que nous étudions dans cette thèse. Nous avons également résumé les courantes catégories de technologies d'accès optiques du type PON, notamment les techniques de multiplexage : le multiplexage temporel (TDM-PON), le multiplexage en longueur d'onde (WDM-PON) et le multiplexage hybride (WDM/TDM-PON). Les nouvelles tendances technologiques PON sont aussi discutées telles que l'OFDMA-PON, OCDMA-PON, le PON à longue portée pour la convergence métro/accès, la convergence fixe/mobile sur l'infrastructure PON, les techniques de traitement électronique destinées aux systèmes d'accès optiques, ... Une description succincte des standards PON existants ainsi que l'évolution vers les futurs standards a été abordée afin de positionner l'enjeu actuel des différentes technologies PON au sein des organismes de standardisation, qui influence directement sur les systèmes PON commercialisés et déployés. Nous avons montré que la technologie de composants optiques est une des clés majeures pour l'évolution des systèmes PON.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous avons résumé les différentes technologies de composants d'émetteur destinées aux systèmes d'accès optique. Nous avons classifié en deux catégories en fonction de la technologie PON : TDM et WDM. Pour le TDM, nous avons présenté deux technologies de composants actuellement utilisées et proposées pour différents ordres de débit des systèmes TDM-PON (1,25/2,5 Gb/s et 10 Gb/s). Ce sont les lasers monomodes : le laser à modulation directe DML à base de la technologie DFB (pour 1,25/2,5 Gb/s) et le laser à modulation par effet électro-absorbant EML (pour 10 Gb/s).

Pour le WDM, nous avons présenté deux concepts généraux pour réaliser les émetteurs achromatiques pour le système WDM-PON : le concept à émission directe et le concept réflectif. Pour le concept à émission directe, nous avons montré les deux méthodes les plus usuelles, comprenant l'utilisation de la source large bande à découpage spectral et à modulation directe et l'utilisation d'un laser accordable. Nous avons également discuté des enjeux en termes de complexité et de performances. Le concept réflectif est celui étudié dans cette thèse. Nous avons résumé les trois technologies principales de modulateurs réflectifs étudiées aujourd'hui pour le réseau d'accès WDM : le laser Fabry-Perot à verrouillage par injection (IL-FP), l'amplificateur optique à semi-conducteur en réflexion (RSOA) et le modulateur électro-absorbant (amplifié) en réflexion (R-EAM et R-EAM-SOA). Nous avons décrit l'état de l'art actuel de ces composants. Les enjeux en termes de complexité et de performances de chacun de ces composants pour le réseau d'accès WDM ont été également discutés. Dans les chapitres 2 et 3, nous allons détailler l'étude de ces deux technologies de modulateurs réflectifs dans le cadre du projet ANR ANTARES : l'IL-FP et le R-EAM-SOA. Le chapitre discutera des limitations de ces technologies. La démonstration de systèmes WDM-PON utilisant ces modulateurs sera présentée dans le chapitre 5.

## Bibliographie

- [1] *ITU-T Recommendation G.992.x Series : Asymmetric Digital Subscriber Line (ADSL)*. ITU-T Study Group 15, 1999.
- [2] *ITU-T Recommendation G.992.5 : Asymmetric digital subscriber line (ADSL) transceivers - Extended bandwidth ADSL2 (ADSL2+)*. ITU-T Study Group 15, 2005.
- [3] H. Tauber, "How much will end users pay for more bandwidth and what will be the best way to deliver it?" in *Symposium "Next generation optical access technologies", 35th European Conference on Optical Communication, ECOC '09*, 2009.
- [4] J. Schindler, "The socio-economic impact of Fibre to the Home," in *Workshop on "Next Generation Optical Access Networks New Value Chains and Emerging Business Models", 36th European Conference on Optical Communication, ECOC '10*, 10.
- [5] F. Effenberger, "PON as a driver for optical components," in *2007 IEEE Globecom Workshops*, 2007, pp. 1–4.
- [6] S. Dahlfors, "Comparison of 10 Gbit/s PON vs WDM-PON," in *Symposium "Next generation optical access technologies", 35th European Conference on Optical Communication, ECOC '09*, 2009.
- [7] T. N. Duong, "Etude de techniques de modulation multiporteuse OFDM pour la montée en débit dans le réseau d'accès optique," Ph.D. dissertation, Université de Rennes I, 2010.
- [8] D. Qian, N. Cvijetic, J. Hu, and T. Wang, "108 Gb/s OFDMA-PON With Polarization Multiplexing and Direct Detection," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 28, no. 4, pp. 484–493, 2010.
- [9] D. Qian, T.-O. Kwok, N. Cvijetic, J. Hu, and T. Wang, "41.25 Gb/s real-time OFDM receiver for variable rate WDM-OFDMA-PON transmission," in *Optical Fiber Communication Conference and the National Fiber Optic Engineers Conference, OFC/NFOEC 2010*, 2010, pp. 1–3.
- [10] N. Cvijetic, "OFDM for Next Generation Optical Access Networks," in *Workshop on "Next Generation Optical Access Networks Architectures Technology and Systems", 36th European Conference on Optical Communication, ECOC '10*, 2010.
- [11] T. Duong, N. Genay, P. Chanclou, B. Charbonnier, A. Pizzinat, and R. Brenot, "Experimental demonstration of 10 Gbit/s upstream transmission by remote modulation of 1 GHz RSOA using Adaptively Modulated Optical OFDM for WDM-PON single fiber architecture," in *34th European Conference on Optical Communication, ECOC '08*, 2008, pp. 1–2.

- [12] S. Chandrasekhar and X. Liu, "Terabit superchannels for high spectral efficiency transmission," in *36th European Conference on Optical Communication, ECOC '10*, 2010, pp. 1–6.
- [13] J. Proakis, *Digital Communications*. McGraw-Hill, 2000.
- [14] K. Fouli and M. Maier, "OCDMA and Optical Coding : Principles, Applications, and Challenges [Topics in Optical Communications]," *IEEE Communications Magazine*, vol. 45, no. 8, pp. 27–34, 2007.
- [15] Z. Wei, H. Shalaby, and H. Ghafouri-Shiraz, "Modified quadratic congruence codes for fiber Bragg-grating-based spectral-amplitude-coding optical CDMA systems," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 19, no. 9, pp. 1274–1281, Sep. 2001.
- [16] S. Ayotte, M. Rochette, J. Magne, L. Rusch, and S. LaRochelle, "Experimental verification and capacity prediction of FE-OCDMA using superimposed FBG," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 23, no. 2, pp. 724–731, 2005.
- [17] J. Penon, S. Ayotte, L. Rusch, and S. LaRochelle, "Incoherent SAC OCDMA system at 7 x 622Mbps," in *Conference on Lasers and Electro-Optics and the Quantum Electronics and Laser Science Conference, CLEO/QELS '06*, May 2006, pp. 1–2.
- [18] S. Yoshima, N. Nakagawa, N. Kataoka, N. Suzuki, M. Noda, M. Nogami, J. Nakagawa, and K.-I. Kitayama, "10 Gb/s-Based PON Over OCDMA Uplink Burst Transmission Using SSFBG Encoder/Multi-Port Decoder and Burst-Mode Receiver," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 28, no. 4, pp. 365–371, 2010.
- [19] E. Ip, A. P. T. Lau, D. J. F. Barros, and J. M. Kahn, "Coherent detection in optical fiber systems," *Optics Express*, vol. 16, no. 2, pp. 753–791, Jan 2008.
- [20] H. Rohde, "The Return of Coherence : the Next Generation in Optical Access," in *Workshop "Migration Scenarios toward Future Access Networks I", Optical Fiber Communication Conference and National Fiber Optic Engineers Conference, OFC/NFOEC 2010, OSuD, 2010*, March 2009.
- [21] S. Narikawa, N. Sakurai, K. Kumozaki, and T. Imai, "Coherent WDM-PON based on Heterodyne Detection with Digital Signal Processing for Simple ONU Structure," in *2006 European Conference on Optical Communications, ECOC 2006*, 2006, pp. 1–2.
- [22] S.-J. Park, Y.-B. Choi, S. P. Jung, K. Y. Cho, Y. Takushima, and Y. C. Chung, "Hybrid WDM/TDMA-PON Using Self-Homodyne and Differential Coding," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 21, no. 7, pp. 465–467, 2009.
- [23] K. Cho, K. Tanaka, T. Sano, S. Jung, J. Chang, Y. Takushima, A. Agata, Y. Horiuchi, M. Suzuki, and Y. Chung, "Self-polarization-stabilization technique for long-reach

- coherent WDM PON,” in *Optical Fiber Communication Conference and the National Fiber Optic Engineers Conference, OFC/NFOEC 2010*, 2010, pp. 1–3.
- [24] S. Jung, K. Cho, Y. Takushima, and Y. Chung, “Recent progresses in coherent WDM PON technologies,” in *12th International Conference on Transparent Optical Networks, ICTON 2010*, July 2010, pp. 1–1.
- [25] R. Davey, D. Grossman, M. Rasztoivits-Wiech, D. Payne, D. Nettet, A. Kelly, A. Rafel, S. Appathurai, and S.-H. Yang, “Long-Reach Passive Optical Networks,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 3, pp. 273–291, 2009.
- [26] “Photonic Integrated Extended Metro and Access Network,” *Projet Européen FP6-IST PIEMAN*. [Online]. Available : <http://www.ist-pieman.org>
- [27] “Scalable Advanced Ring-based Passive Dense Access Network Architecture,” *Projet Européen FP7-ICT SARDANA*. [Online]. Available : <http://www.ict-sardana.eu>
- [28] B. Schrenk, S. Chatzi, F. Bonada, J. A. Lazaro, I. Tomkos, and J. Prat, “Dual Waveband Remote Node for Extended Reach Full-Duplex 10 Gb/s Hybrid PONs,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 28, no. 10, pp. 1503–1509, 2010.
- [29] F. Saliou, P. Chanclou, F. Laurent, N. Genay, J. Lazaro, F. Bonada, and J. Prat, “Reach Extension Strategies for Passive Optical Networks [Invited],” *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, vol. 1, no. 4, pp. C51–C60, 2009.
- [30] C. Antony, P. Ossieur, A. Clarke, A. Naughton, H. Krimmel, Y. Chang, A. Borghesani, D. Moodie, A. Poustie, R. Wyatt, B. Harmon, I. Lealman, G. Maxwell, D. Rogers, D. Smith, D. Nettet, R. Davey, and P. Townsend, “Demonstration of a carrier distributed, 8192-split hybrid DWDM-TDMA PON over 124km field-installed fibers,” in *Optical Fiber Communication Conference and the National Fiber Optic Engineers Conference, OFC/NFOEC 2010*, March 2010, pp. 1–3.
- [31] P. Ossieur, C. Antony, A. M. Clarke, A. Naughton, H.-G. Krimmel, Y. Chang, C. Ford, A. Borghesani, D. Moodie, A. Poustie, R. Wyatt, B. Harmon, I. Lealman, G. Maxwell, D. Rogers, D. W. Smith, D. Nettet, R. Davey, and P. Townsend, “A 135km, 8192-Split, Carrier Distributed DWDM-TDMA PON with 2x32x10Gb/s Capacity,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, 2010.
- [32] M. Thakur, T. Quinlan, S. Ahmad Anas, D. Hunter, S. Walker, D. Smith, A. Borghesani, and D. Moodie, “Triple-Format, UWB-WiFi-WiMax, Radio-Over-Fiber Co-Existence Demonstration Featuring Low-Cost 1308/1564 nm VCSELs and a Reflective Electro-Absorption Transceiver,” in *Optical Fiber Communication Conference and the National Fiber Optic Engineers Conference, OFC/NFOEC 2009*, 2009, pp. 1–3.



- [33] D. Visani, G. Tartarini, L. Tarlazzi, and P. Faccin, "Transmission of UMTS and WIMAX Signals Over Cost-Effective Radio Over Fiber Systems," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 19, no. 12, pp. 831–833, 2009.
- [34] K. Prince, J. Jensen, A. Caballero, X. Yu, T. Gibbon, D. Zibar, N. Guerrero, A. Osadchiy, and I. Monroy, "Converged Wireline and Wireless Access Over a 78-km Deployed Fiber Long-Reach WDM PON," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 21, no. 17, pp. 1274–1276, 2009.
- [35] G.-K. Chang, A. Chowdhury, Z. Jia, H.-C. Chien, M.-F. Huang, J. Yu, and G. Ellinas, "Key Technologies of WDM-PON for Future Converged Optical Broadband Access Networks [Invited]," *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, vol. 1, no. 4, pp. C35–C50, 2009.
- [36] "Architectures for fLexible Photonics Home and Access networks," *Projet européen FP7 ICT ALPHA*. [Online]. Available : <http://www.ict-alpha.eu/>
- [37] K. Cho, A. Agata, Y. Takushima, and Y. Chung, "Performance of Forward-Error Correction Code in 10-Gb/s RSOA-Based WDM PON," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 22, no. 1, pp. 57–59, 2010.
- [38] *IEEE P802.3av : 10 Gb/s Ethernet Passive Optical Network (10GE-PON)*. IEEE P802.3av Task Force, 2009.
- [39] F. Effenberger, "The XG-PON system : Cost effective 10Gb/s access," *Journal of Lightwave Technology*, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, 2010.
- [40] K. Cho, Y. Takushima, and Y. Chung, "10-Gb/s Operation of RSOA for WDM PON," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 20, no. 18, pp. 1533–1535, sept.15, 2008.
- [41] A. Agata and Y. Horiuchi, "RSOA-based 10G WDM PON using FEC and MLSE equalizers," in *Optical Fiber Communication Conference and the National Fiber Optic Engineers Conference, OFC/NFOEC 2010*, 2010, pp. 1–3.
- [42] M. Omella, V. Polo, J. Lazaro, B. Schrenk, and J. Prat, "10 Gb/s RSOA transmission by direct duobinary modulation," in *34th European Conference on Optical Communication, ECOC 2008*, 21-25 2008, pp. 1–2.
- [43] *ITU-T Recommendation G.983.x : Broadband optical access systems based on Passive Optical Networks*. ITU-T study group 15, 1998.
- [44] *ITU-T Recommendation G.984.x : Gigabit-capable passive optical networks (G-PON)*. ITU-T study group 15, 2003.
- [45] *ITU-T Recommendation G.987.x : 10-Gigabit-capable passive optical networks (XG-PON)*. ITU-T study group 15, 2010.

- 
- [46] J.-i. Kani, F. Bourgart, A. Cui, A. Rafel, M. Campbell, R. Davey, and S. Rodrigues, "Next-generation PON-part I : Technology roadmap and general requirements," *IEEE Communications Magazine*, vol. 47, no. 11, pp. 43–49, 2009.
- [47] F. Effenberger, H. Mukai, J.-i. Kani, and M. Rasztoivits-Wiech, "Next-generation PON-part III : System specifications for XP-PON," *IEEE Communications Magazine*, vol. 47, no. 11, pp. 58–64, 2009.
- [48] F. Effenberger, J.-i. Kani, and Y. Maeda, "Standardization trends and prospective views on the next generation of broadband optical access systems," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 28, no. 6, pp. 773–780, 2010.
- [49] F. Effenberger, "Tutorial : XG-PON," in *Optical Fiber Communication Conference and the National Fiber Optic Engineers Conference, OFC/NFOEC 2010*, 2010, pp. 1–37.
- [50] S. Jain, F. Effenberger, A. Szabo, Z. Feng, A. Forcucci, W. Guo, Y. Luo, R. Mapes, Y. Zhang, and V. O'Byrne, "World's first XG-PON field trial," in *Optical Fiber Communication Conference and the National Fiber Optic Engineers Conference, OFC/NFOEC 2010*, 2010, pp. 1–3.
- [51] *IEEE 802.3ah : Ethernet in the First Mile*. IEEE 802.3ah Task Force, 2003.
- [52] K. Tanaka, A. Agata, and Y. Horiuchi, "IEEE 802.3av 10G-EPON Standardization and Its Research and Development Status," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 28, no. 4, pp. 651–661, feb.15, 2010.
- [53] S. Takahashi, K. Shiba, E. Mizuki, K. Makita, and A. Tajima, "Over 25-dB dynamic range 10-/1-Gbps optical burst-mode receiver using high-power-tolerant APD," in *Optical Fiber Communication Conference and the National Fiber Optic Engineers Conference, OFC/NFOEC 2009*, 2009, pp. 1–3.
- [54] G. P. Agrawal and N. K. Dutta, *Long-wavelength semiconductor lasers*. Van Nostrand Reinhold Company, 1986.
- [55] K. Takada, Y. Tanaka, T. Matsumoto, M. Ekawa, H. Song, Y. Nakata, M. Yamaguchi, K. Nishi, T. Yamamoto, M. Sugawara, and Y. Arakawa, "10.3-Gb/s operation over a wide temperature range in 1.3-um quantum-dot DFB lasers with high modal gain," in *Optical Fiber Communication Conference and the National Fiber Optic Engineers Conference, OFC/NFOEC 2010*, 2010, pp. 1–3.
- [56] T. Tadokoro, T. Yamanaka, F. Kano, H. Oohashi, Y. Kondo, and K. Kishi, "Operation of a 25-Gb/s Direct Modulation Ridge Waveguide MQW-DFB Laser up to 85 °C," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 21, no. 16, pp. 1154–1156, 2009.

- [57] K. Otsubo, M. Matsuda, K. Takada, S. Okumura, M. Ekawa, H. Tanaka, S. Ide, K. Mori, and T. Yamamoto, "1.3- $\mu\text{m}$  AlGaInAs Multiple-Quantum-Well Semi-insulating Buried-Heterostructure Distributed-Feedback Lasers for High-Speed Direct Modulation," *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 15, no. 3, pp. 687–693, 2009.
- [58] J. Tang and K. Shore, "30-Gb/s signal transmission over 40-km directly modulated DFB-laser-based single-mode-fiber links without optical amplification and dispersion compensation," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, no. 6, pp. 2318–2327, 2006.
- [59] D. Torrientes, P. Chanclou, F. Laurent, S. Tsyier, Y. Chang, B. Charbonnier, and C. Kazmierski, "10Gbit/s for next generation PON with electronic equalization using un-cooled 1.55  $\mu\text{m}$  directly modulated laser," in *35th European Conference on Optical Communication, ECOC '09*, 2009.
- [60] W. Kobayashi, M. Arai, T. Yamanaka, N. Fujiwara, T. Fujisawa, T. Tadokoro, K. Tsuzuki, Y. Kondo, and F. Kano, "Design and Fabrication of 10-/40-Gb/s, Uncooled Electroabsorption Modulator Integrated DFB Laser With Butt-Joint Structure," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 28, no. 1, pp. 164–171, 2010.
- [61] C. Jany, "Semi-Insulating Buried Heterostructure 1.55 $\mu\text{m}$  InGaAlAs Electroabsorption Modulated Laser with 60GHz Bandwidth," in *33th European Conference on Optical Communication, ECOC '07*, 2007.
- [62] C. Kazmierski, C. Jany, J. Decobert, F. Alexandre, F. Blache, A. Scavennec, P. Winzer, C. Doerr, G. Raybon, A. Adamiecki, and T. Johansen, "High speed AlGaInAs electroabsorption modulated laser and its optically equalized operation at 86 Gb/s," in *34th European Conference on Optical Communication, ECOC '08*, 2008, pp. 1–2.
- [63] C. Kazmierski, A. Konczykowska, F. Jorge, F. Blache, M. Riet, C. Jany, and A. Scavennec, "100 Gb/s operation of an AlGaInAs semi-insulating buried heterojunction EML," in *Optical Fiber Communication Conference and the National Fiber Optic Engineers Conference, OFC/NFOEC 2009*, 2009, pp. 1–3.
- [64] W. Kobayashi, T. Yamanaka, M. Arai, N. Fujiwara, T. Fujisawa, K. Tsuzuki, T. Ito, T. Tadokoro, and F. Kano, "Wide Temperature Range Operation of a 1.55- $\mu\text{m}$  40-Gb/s Electroabsorption Modulator Integrated DFB Laser for Very Short-Reach Applications," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 21, no. 18, pp. 1317–1319, 2009.
- [65] W. Kobayashi, K. Tsuzuki, Y. Shibata, T. Yamanaka, Y. Kondo, and F. Kano, "10-Gb/s, 80-km SMF Transmission From 0 to 80°C by Using L-Band InGaAlAs-MQW Electroabsorption Modulated Laser With Twin Waveguide Structure," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 22, pp. 5084–5089, 2009.

- [66] W. Kobayashi, T. Yamanaka, M. Arai, N. Fujiwara, T. Fujisawa, K. Tsuzuki, T. Ito, Y. Kondo, and F. Kano, "40-Gbit/s, uncooled (-15 to 80 °C) operation of a 1.55- $\mu$ m, InGaAlAs, electroabsorption modulated laser for very short reach applications," in *IEEE International Conference on Indium Phosphide Related Materials, IPRM '09*, May 2009, pp. 367–370.
- [67] C.-H. Lee, "WDM-PON Overview," in *Symposium on "Next generation optical access technologies", 35th European Conference on Optical Communication, ECOC '09*, 2009.
- [68] H.-K. Lee, H.-J. Lee, and C.-H. Lee, "A Simple and Color-Free WDM-Passive Optical Network Using Spectrum-Sliced Fabry-Perot Laser Diodes," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 20, no. 3, pp. 220–222, 2008.
- [69] S. Kaneko, J. ichi Kani, K. Iwatsuki, A. Ohki, M. Sugo, and S. Kamei, "Scalability of spectrum-sliced DWDM transmission and its expansion using forward error correction," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, no. 3, pp. 1295–1301, 2006.
- [70] F. Raharimanitra, P. Chanclou, T. Duong, J. Le Masson, B. Charbonnier, M. Ouzzif, N. Genay, A. Gharba, F. Saliou, R. Brenot, and G. Devalicourt, "Spectrum sliced sources AMOOFDM modulated for WDM-TDM-PON," in *35th European Conference on Optical Communication, ECOC '09*, 2009, pp. 1–2.
- [71] H. Suzuki, M. Fujiwara, T. Suzuki, N. Yoshimoto, H. Kimura, and M. Tsubokawa, "Wavelength-Tunable DWDM-SFP Transceiver with a Signal Monitoring Interface and Its Application to Coexistence-Type Colorless WDM-PON," in *33th European Conference on Optical Communication, ECOC '07*, 2007.
- [72] K. Iwatsuki and J.-i. Kani, "Applications and Technical Issues of Wavelength-Division Multiplexing Passive Optical Networks With Colorless Optical Network Units [Invited]," *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, vol. 1, no. 4, pp. C17–C24, 2009.
- [73] J. H. Lee, M. Y. Park, C. Y. Kim, S.-H. Cho, W. Lee, G. Jeong, and B. W. Kim, "Tunable external cavity laser based on polymer waveguide platform for WDM access network," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 17, no. 9, pp. 1956–1958, 2005.
- [74] S. H. Oh, K.-H. Yoon, K. S. Kim, J. J. Ju, M. su Kim, D. K. Oh, Y.-O. Noh, and H.-J. Lee, "2.5Gbps WDM-PON tunable light source hybrid integrated with superluminescent diode and polymeric waveguide Bragg reflector," in *35th European Conference on Optical Communication, ECOC '09*, 2009, pp. 1–2.
- [75] S. H. Oh, J.-U. Shin, Y.-J. Park, S.-H. Park, K. S. Kim, S.-B. Kim, H.-K. Sung, Y.-S. Baek, and K.-R. Oh, "Wavelength-Tuning of Hybrid Integrated Multiwavelength Lasers Using a Heater," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 20, no. 6, pp. 422–424, 2008.

- [76] G. Sarlet, G. Morthier, and R. Baets, "Control of widely tunable SSG-DBR lasers for dense wavelength division multiplexing," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 18, no. 8, pp. 1128–1138, Aug. 2000.
- [77] A. Carter, "Evolution of optical component technologies for access and metro networks," in *35th European Conference on Optical Communication, ECOC '09*, 2009, pp. 1–4.
- [78] C. Antony, P. Ossieur, G. Talli, P. Townsend, H. Krimmel, A. Poustie, R. Wyatt, B. Harmon, I. Lealman, G. Maxwell, D. Rogers, and D. Smith, "Upstream burst-mode operation of a 100km reach, 16x512 split hybrid DWDM-TDM PON using tuneable external cavity lasers at the ONU-side," in *35th European Conference on Optical Communication, ECOC '09*, 2009, pp. 1–2.
- [79] S.-R. Mun, J.-H. Moon, S.-M. Oh, and C.-H. Lee, "A self wavelength tracking method for a cost effective WDM-PON with tunable lasers," in *Optical Fiber Communication Conference and the National Fiber Optic Engineers Conference, OFC/NFOEC 2010*, 2010, pp. 1–3.
- [80] J. Lee, C. Kim, Y.-G. Han, and S. Lee, "Broadband, high power, erbium fibre ASE-based CW supercontinuum source for spectrum-sliced WDM PON applications," *Electronics Letters*, vol. 42, no. 9, pp. 549–550, 27 2006.
- [81] F. Payoux, P. Chanclou, and R. Brenot, "WDM PON with a single SLED seeding colourless RSOA-based OLT and ONUs," in *32th European Conference on Optical Communications, ECOC '06*, 24-28 2006, pp. 1–2.
- [82] H. D. Kim, S.-G. Kang, and C.-H. Le, "A low-cost WDM source with an ASE injected Fabry-Perot semiconductor laser," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 12, no. 8, pp. 1067–1069, aug 2000.
- [83] M. Fujiwara, H. Suzuki, K. Iwatsuki, and M. Sugo, "Noise characteristics of signal reflected from ASE-injected FP-LD in loopback access networks," *Electronics Letters*, vol. 42, no. 2, pp. 111–112, 19 2006.
- [84] S.-G. Mun, J.-H. Moon, H.-K. Lee, J.-Y. Kim, and C.-H. Lee, "A WDM-PON with a 40 Gb/s (32 x 1.25 Gb/s) capacity based on wavelength-locked Fabry-Perot laser diodes," *Opt. Express*, vol. 16, no. 15, pp. 11 361–11 368, Jul 2008.
- [85] A. Borghesani, I. Lealman, A. Poustie, D. Smith, and R. Wyatt, "High temperature, colourless operation of a reflective semiconductor optical amplifier for 2.5 Gbit/s upstream transmission in a WDM-PON," in *33rd European Conference and Exhibition on Optical Communication, ECOC 2007, Berlin Germany*, Sept. 2007.

- [86] H.-K. Lee, H.-S. Cho, J.-Y. Kim, S.-H. Yoo, and C.-H. Lee, "A WDM-PON with an 80 Gb/s capacity based on wavelength-locked polarisation independent Fabry-Perot laser diode," in *36th European Conference and Exhibition on Optical Communication, ECOC '10*, 2010, pp. 1–3.
- [87] H.-K. Lee, H.-S. Cho, J.-Y. Kim, and C.-H. Lee, "A WDM-PON with an 80 Gb/s capacity based on wavelength-locked Fabry-Perot laser diode," *Opt. Express*, vol. 18, no. 17, pp. 18 077–18 085, Aug 2010.
- [88] F. Lelarge, B. Dagens, J. Renaudier, R. Brenot, A. Accard, F. van Dijk, D. Make, O. L. Gouezigou, J.-G. Provost, F. Poingt, J. Landreau, O. Drisse, E. Derouin, B. Rousseau, F. Pommereau, and G.-H. Duan, "Recent Advances on InAs/InP Quantum Dash Based Semiconductor Lasers and Optical Amplifiers Operating at  $1.55\mu\text{m}$ ," *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 13, no. 1, pp. 111–124, jan.-feb. 2007.
- [89] M. Fujiwara, J. ichi Kani, H. Suzuki, and K. Iwatsuki, "Impact of backreflection on upstream transmission in WDM single-fiber loopback access networks," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, no. 2, pp. 740–746, feb. 2006.
- [90] R. Lang, "Injection locking properties of a semiconductor laser," *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 18, no. 6, pp. 976–983, jun 1982.
- [91] X.-F. Cheng, Y. J. Wen, Z. Xu, Y. Wang, and J. Shankar, "Impact of Facet Reflectivity and Operation Condition on Injection-Locking Fabry-Perot Laser Diodes with Spectrum Sliced ASE Noise in WDM-PON," in *2007 Conference on Lasers and Electro-Optics, CLEO '07*, May 2007, pp. 1–2.
- [92] J. H. Lee, K. Lee, Y.-G. Han, S. B. Lee, and C. H. Kim, "Single, Depolarized, CW Supercontinuum-Based Wavelength-Division-Multiplexed Passive Optical Network Architecture With C-Band OLT, L-Band ONU, and U-Band Monitoring," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 25, no. 10, pp. 2891–2897, oct. 2007.
- [93] S.-J. Park, C.-H. Lee, K.-T. Jeong, H.-J. Park, J.-G. Ahn, and K.-H. Song, "Fiber-to-the-home services based on wavelength-division-multiplexing passive optical network," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 22, no. 11, pp. 2582–2591, nov. 2004.
- [94] S.-M. Lee, S.-G. Mun, M.-H. Kim, and C.-H. Lee, "Demonstration of a Long-Reach DWDM-PON for Consolidation of Metro and Access Networks," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 25, no. 1, pp. 271–276, 2007.
- [95] "SpeedLIGHT 16" & "TurboLIGHT 16" Products Datasheets," *DWDM-PON FTTX Transport Platform, Novera Optics*. [Online]. Available : [www.noveraoptics.com](http://www.noveraoptics.com)
- [96] Z. Xu, Y. J. Wen, W.-D. Zhong, C.-J. Chae, X.-F. Cheng, Y. Wang, C. Lu, and J. Shankar, "High-speed WDM-PON using CW injection-locked Fabry-Perot laser diodes," *Opt. Express*, vol. 15, no. 6, pp. 2953–2962, Mar 2007.

- [97] A. Shen, A. Akrouf, F. Lelarge, F. Pommereau, F. Poingt, A. Accard, A. Ramdane, and G.-H. Duan, "Injection locked Fabry-Perot laser diode for 10Gbps WDM access network applications," in *2009 Asia Communications and Photonics Conference and Exhibition, ACP '09*, 2009, pp. 1–2.
- [98] A. Shen, D. Make, F. Poingt, L. Legouezigou, F. Pommereau, O. Legouezigou, J. Landreau, B. Rousseau, F. Lelarge, and G.-H. Duan, "Polarisation insensitive injection locked Fabry-Perot laser diodes for 2.5Gb/s WDM access applications," in *34th European Conference on Optical Communication, ECOC 2008*, 21-25 2008, pp. 1–2.
- [99] D. W. Smith, "Reducing the Optical Component Cost for Future Fibre Access," in *Symposium "Next generation optical access technologies", 35th European Conference on Optical Communication, ECOC '09*, 2009.
- [100] A. Borghesani, "Reflective based active semiconductor components for next generation optical access networks," in *36th European Conference and Exhibition on Optical Communication, ECOC '10*, 2010, pp. 1–6.
- [101] G. de Valicourt, D. Make, J. Landreau, M. Lamponi, G. Duan, P. Chanclou, and R. Brenot, "High Gain (30 dB) and High Saturation Power (11 dBm) RSOA Devices as Colorless ONU Sources in Long-Reach Hybrid WDM/TDM-PON Architecture," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 22, no. 3, pp. 191–193, feb.1, 2010.
- [102] P. Healey, P. Townsend, C. Ford, L. Johnston, P. Townley, I. Lealman, L. Rivers, S. Perrin, and R. Moore, "Spectral slicing WDM-PON using wavelength-seeded reflective SOAs," *Electronics Letters*, vol. 37, no. 19, pp. 1181–1182, 13 2001.
- [103] F. Payoux, P. Chanclou, M. Moignard, and R. Brenot, "Gigabit optical access using WDM PON based on spectrum slicing and reflective SOA," in *31th European Conference on Optical Communication, ECOC '05*, vol. 3, 2005, pp. 455–456 vol.3.
- [104] J. Prat, C. Arellano, V. Polo, and C. Bock, "Optical network unit based on a bidirectional reflective semiconductor optical amplifier for fiber-to-the-home networks," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 17, no. 1, pp. 250–252, 2005.
- [105] H.-H. Lee, S.-H. Cho, J.-H. Lee, E.-S. Jung, J.-H. Yu, B.-W. Kim, S.-S. Lee, S.-H. Lee, J.-S. Koh, B.-H. Sung, S.-J. Kang, J.-H. Kim, and K.-T. Jeong, "First commercial service of a colorless Gigabit WDM/TDM hybrid PON system," in *Optical Fiber Communication Conference and the National Fiber Optic Engineers Conference, OFC/NFOEC 2009*, 2009, pp. 1–3.
- [106] J. H. Lee, S.-H. Cho, H.-H. Lee, E.-S. Jung, J.-H. Yu, B.-W. Kim, S.-H. Lee, J.-S. Koh, B.-H. Sung, S.-J. Kang, J.-H. Kim, K.-T. Jeong, and S. S. Lee, "First Commercial Deployment of a Colorless Gigabit WDM/TDM Hybrid PON System Using Remote

- Protocol Terminator,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 28, no. 4, pp. 344–351, February 2010.
- [107] G. de Valicourt, F. Pommereau, F. Poingt, M. Lamponi, G. Duan, P. Chanclou, M. Violas, and R. Brenot, “Chirp Reduction in Directly Modulated Multi-Electrode RSOA Devices in Passive Optical Networks,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 22, no. 19, pp. 1425–1427, 2010.
- [108] B. Schrenk, G. de Valicourt, M. Omella, J. Lazaro, R. Brenot, and J. Prat, “Direct 10-Gb/s Modulation of a Single-Section RSOA in PONs With High Optical Budget,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 22, no. 6, pp. 392–394, 2010.
- [109] B. Schrenk, G. de Valicourt, F. Bonada, J. Lazaro, R. Brenot, and J. Prat, “Self-pumped dense (40 x 32 split) PON with extended 30 dB loss budget and ONUs comprising a single 10 Gb/s RSOA,” in *36th European Conference and Exhibition on Optical Communication, ECOC 2010*, 2010, pp. 1–3.
- [110] T. Duong, N. Genay, A. Pizzinat, B. Charbonnier, P. Chanclou, and C. Kazmierski, “Low cost Multi Band-OFDM for remote modulation of colourless ONU in hybrid WDM/TDM-PON architecture,” in *33th European Conference and Exhibition on Optical Communication, ECOC '07*, 2007.
- [111] N. Dupuis, “Intégration par épitaxie sélective d’un modulateur électro-absorbant et d’un amplificateur optique à base de puits quantiques AlGaInAs,” Ph.D. dissertation, Université de Metz, 2008.
- [112] E. MacHale, G. Talli, and P. Townsend, “10 Gb/s bidirectional transmission in a 116 km reach hybrid DWDM-TDM PON,” in *Optical Fiber Communication Conference and the National Fiber Optic Engineers Conference, OFC/NFOEC 2006*, 2006, p. 3 pp.
- [113] G. Talli, C. W. Chow, E. K. MacHale, and P. D. Townsend, “High Split Ratio 116km Reach Hybrid DWDM-TDM 10Gb/s PON Employing R-ONUs,” in *32th European Conference on Optical Communications, ECOC 2006*, 2006, pp. 1–3.
- [114] G. Talli and P. Townsend, “Hybrid DWDM-TDM long-reach PON for next-generation optical access,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, no. 7, pp. 2827–2834, 2006.
- [115] A. Garreau, J. Decobert, C. Kazmierski, M.-C. Cuisin, J.-G. Provost, H. Sillard, F. Blache, D. Carpentier, J. Landreau, and P. Chanclou, “10Gbit/s Amplified Reflective Electroabsorption Modulator for Colourless Access Networks,” in *18th International Conference on Indium Phosphide and Related Materials, IPRM 2006*, may. 2006, pp. 168–170.



- [116] E. MacHale, G. Talli, P. Townsend, A. Borghesani, I. Lealman, D. Moodie, and D. Smith, "Extended-reach PON employing 10Gb/s integrated reflective EAM-SOA," in *34th European Conference on Optical Communication, ECOC 2008*, 2008, pp. 1–1.
- [117] N. Dupuis, A. Garreau, C. Jany, J. Decobert, F. Alexandre, R. Brenot, J. Landreau, N. Lagay, F. Martin, D. Carpentier, and C. Kazmierski, "10 Gbit/s Semi-Insulating Buried Heterostructure Loss-less Reflective Amplified Modulator for Wavelength Agnostic Networks," feb. 2008, pp. 1–3.
- [118] N. Dupuis, J. Decobert, C. Jany, F. Alexandre, A. Garreau, N. Lagay, F. Martin, D. Carpentier, J. Landreau, and C. Kazmierski, "10-Gb/s AlGaInAs Colorless Remote Amplified Modulator by Selective Area Growth for Wavelength Agnostic Networks," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 20, no. 21, pp. 1808–1810, nov. 2008.
- [119] C. Kazmierski, "Remote amplified modulators : Key components for 10 Gb/s WDM PON [invited]," in *Optical Fiber Communication Conference and the National Fiber Optic Engineers Conference, OFC/NFOEC 2010*, mar. 2010, pp. 1–3.
- [120] C. Kazmierski, "Advances in Remote Amplified Modulator Developments for Applications from 10Gb/s WDM Access to 100Gb/s Core Networks [invited]," in *36th European Conference on Optical Communication, ECOC 2010*, 19-23 September 2010.
- [121] D. Smith, I. Lealman, X. Chen, D. Moodie, P. Cannard, J. Dosanjh, L. Rivers, C. Ford, R. Cronin, T. Kerr, L. Johnston, R. Waller, R. Firth, A. Borghesani, R. Wyatt, and A. Poustie, "Colourless 10Gb/s reflective SOA-EAM with low polarization sensitivity for long-reach DWDM-PON networks," in *35th European Conference on Optical Communication, ECOC '09*, 2009, pp. 1–2.

## Chapitre 2

# Laser Fabry-Perot verrouillé par injection optique

Nous allons présenter dans ce chapitre les investigations expérimentales et théoriques du premier composant achromatique du type modulateur réflectif étudié dans le cadre de la thèse : c'est le laser Fabry-Perot verrouillé par injection optique. C'est aussi le composant le plus étudié parmi les deux proposés dans le travail de la thèse. Après une description succincte du principe de l'injection optique d'un laser à semi-conducteur, nous allons détailler les caractérisations expérimentales d'un IL-FP. L'IL-FP est caractérisé d'une part en statique comme l'efficacité de verrouillage en longueur d'onde, le gain d'amplification, le bruit d'intensité, la fréquence de relaxation et d'autre part en dynamique comme la modulation en régime petit-signal, la modulation en grand-signal, le taux d'extinction, le facteur de couplage phase-amplitude ainsi que son impact sur les performances en transmission à 2,5 Gb/s du laser Fabry-Perot injecté.

### 2.1 Injection optique d'un laser à semi-conducteur

#### 2.1.1 Principe de l'injection optique

Avant d'entrer dans le détail de l'injection optique d'un laser Fabry-Perot, nous allons décrire tout d'abord le principe physique d'une injection optique en général. Ce principe est présenté dans la figure 2.1.



FIGURE 2.1 – Principe d'une injection optique

Une injection optique consiste en un couplage unidirectionnel entre deux lasers. Comme

le montre cette figure, le premier laser appelé "laser maître" injecte une partie de son champ optique dans la cavité du second laser appelé "laser esclave". Souvent dans nos expériences, le laser maître délivre un signal mono-fréquentiel, c'est-à-dire qu'il s'agit d'un laser monomode, ou d'un mode filtré d'un laser multimode comme cela est le cas au chapitre 5. Un isolateur optique est utilisé entre les deux lasers afin de s'assurer du couplage unidirectionnel, soit que le laser esclave ne puisse pas influencer le laser maître. Dans le cas de l'absence d'isolation entre le laser esclave et le laser maître, l'expérience devient celle de lasers couplés et les résultats expérimentaux sont différents. A la sortie du laser esclave, nous récupérons le signal du laser esclave injecté. Les caractéristiques fondamentales (spectrales, dynamiques ...) du laser esclave injecté varieront fortement en fonction des paramètres d'injection définis comme suit :

- La puissance injectée : c'est la puissance optique injectée par le laser maître
- Le désaccord : c'est la différence entre la fréquence optique du laser maître et celle du laser esclave (ou la fréquence centrale du mode injecté si le laser esclave est multimodal)

Un autre paramètre qui influence les caractéristiques fondamentales du laser esclave injecté, c'est son courant de polarisation.

Suivant la valeur de ces paramètres d'injection, le laser esclave injecté présentera différents régimes de fonctionnement. Parmi ceux-ci, le régime le plus connu et aussi le plus étudié est le verrouillage ou l'accrochage en fréquence ("injection-locking" en langage scientifique anglophone), c'est-à-dire le laser esclave est verrouillé en fréquence et en phase au laser maître. Généralement, ce régime est obtenu si la puissance optique injectée est suffisamment forte ( $> -40$  dBm) et si le désaccord est correctement ajusté. Le verrouillage par injection optique dans un laser à semi-conducteur a été étudié depuis les années 80 [1, 2, 3]. Dans ce régime, une caractéristique importante du verrouillage par injection optique est le transfert des propriétés du laser maître vers le laser esclave telles que la fréquence, la pureté spectrale, le bruit, ...

Encore aujourd'hui, l'injection optique demeure un domaine de recherche actif. Elle est liée à plusieurs applications telles que la récupération d'horloge dans le domaine des télécommunications, la stabilisation de fréquence d'un laser dans le domaine de la métrologie, la génération de fréquence micro-ondes, la génération et la synchronisation de chaos,...

### 2.1.2 Injection optique d'un laser monomode

Dans ce paragraphe, nous présentons de manière générale l'injection optique dans un laser à semi-conducteur monomode de type DFB. C'est un sujet de recherche mené par le groupe Physique des Lasers du laboratoire FOTON-ENSSAT depuis plus d'une quinzaine d'années [4, 5, 6, 7]. Les observations expérimentales réalisées dans les différents laboratoires, notamment au sein de notre laboratoire, ont montré que les régimes de fonctionnement du laser esclave injecté seront très différents en fonction des paramètres d'injection. Nous distinguons

cinq régimes de fonctionnement que nous allons définir dans les prochains paragraphes. Nous illustrons ces différents régimes via le spectre optique du laser esclave injecté en utilisant l'analyseur de spectre optique Fabry-Perot. Pour commencer, nous présentons dans la figure 2.2 ci-dessous les spectres optiques superposés de lasers maître et esclave [6] :

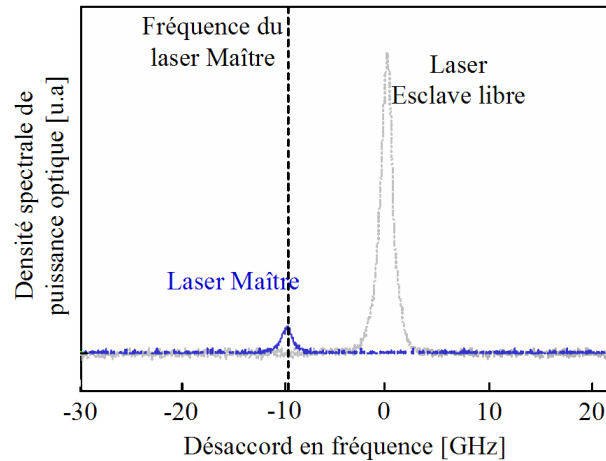


FIGURE 2.2 – Spectres optiques superposés de lasers maître et esclave [6]

### Décrochage

Dans ce cas, le laser esclave injecté fonctionne de la même manière que s'il n'était pas injecté. Son spectre optique est tout simplement l'addition des deux spectres des lasers maître et esclave libre.

### Accrochage total ou verrouillage

Les spectres optiques du régime d'accrochage total sont illustrés dans la figure 2.3a [8]. Dans ce régime, la fréquence du laser esclave est "accrochée" à celle du laser maître, donc le laser esclave fonctionne à la même fréquence que le laser maître. En plus, il présente la même largeur de raie, c'est-à-dire qu'il y a aussi un accrochage de phase ou le transfert de la pureté spectrale du laser maître vers le laser esclave [9]. Par contre, la puissance optique du laser esclave reste quasiment inchangée, ce qui nous donne l'idée d'utiliser le laser sous injection optique comme un amplificateur optique à faibles signaux de cohérents [5, 10].

### Mélange d'ondes

Ce régime est le résultat d'une interaction non-linéaire entre la fréquence du laser maître et celle du laser esclave. Cette interaction non linéaire tire son origine de la réponse non linéaire du gain laser [11]. Elle équivaut au phénomène de mélange à quatre ondes bien connu dans le domaine de l'optique non-linéaire [12]. Comme cela est observé dans la figure 2.3b, le spectre optique présente une structure multi-pics comprenant un pic principal correspondant à la composante fréquentielle du laser esclave et des pics latéraux. Ces derniers peuvent être au nombre de deux ou plus dans le cas d'un mélange d'onde simple comme cela

est montré dans la figure 2.3b. L'espacement entre les pics correspond au désaccord dans le cas du mélange d'onde simple. Dans le cas d'un mélange d'ondes double, une fréquence apparaît entre celle du laser maître et celle du laser esclave libre, à la moitié du désaccord (doublement de période) [6, 7]. Pour un mélange d'ondes quadruple, une résonance apparaît au quart de l'intervalle séparant ces deux fréquences de référence (quadruplement de période). Dans le domaine de micro-onde, ce régime de mélange d'ondes donne lieu à la création de porteuses électriques correspondant à l'écart entre les pics latéraux et le pic principal.

### Relaxation

Le spectre optique du laser esclave injecté dans ce régime ressemble à celui du régime de mélange d'ondes, c'est-à-dire qu'il est constitué de plusieurs pics également espacés comme le montre la figure 2.3c. Cependant la différence par rapport au régime de mélange d'ondes est l'espacement entre les pics qui ne correspond pas plus désaccord, mais il correspond à la fréquence de relaxation du laser esclave libre. Cet espacement reste quasiment constant même si le désaccord varie en modifiant la fréquence du laser maître. Le spectre électrique suite à la détection du signal optique dans ce régime présente des pics de battement correspondant à la fréquence de relaxation et de ses harmoniques [6, 7].

### Chaos

Dans ce régime, le spectre optique du laser esclave injecté présente une structure élargie sur toute une bande spectrale comme on peut l'observer dans la figure 2.3d. Il n'y a plus de pics discrets comme pour les autres régimes. Le spectre électrique correspondant à ce régime est lui étalé. L'étude du régime chaotique sous injection optique a été effectuée dans différents travaux dont Kovanis [13]. Une étude sur la synchronisation de chaos a été aussi étudiée dans les travaux de Vaudel au sein de notre laboratoire [7].

L'apparition de ces régimes de fonctionnement lorsqu'un laser à semi-conducteurs est soumis à une injection optique dépend des paramètres d'injection (la puissance optique injectée et le désaccord). Il est donc utile de localiser ces régimes dans un plan défini par la puissance optique injectée et le désaccord, pour un courant de polarisation donné du laser esclave. Nous l'appelons **la cartographie d'injection**. La première cartographie d'injection a été publiée par Simpson en 1997 [14]. Depuis les premières cartographies réalisées en 1997 par Bondiou [15], les études menées au laboratoire FOTON-ENSSAT/GPL ont complété ce travail de Simpson.

La figure 2.4 ci-dessous présente un exemple de cartographie d'injection pour un laser DFB monomode polarisé à 4 fois son seuil, réalisée par Blin [9]. Pour la tracer expérimentalement, il est nécessaire d'utiliser une source laser accordable afin de varier le désaccord et un atténuateur optique pour varier la puissance optique injectée. La cartographie est obtenue en identifiant le régime de fonctionnement pour chaque point (puissance, désaccord) du plan. À partir de la cartographie présentée dans la figure 2.4, nous remarquons que les régimes dynamiques n'apparaissent qu'à partir d'une certaine puissance injectée (-50 dBm

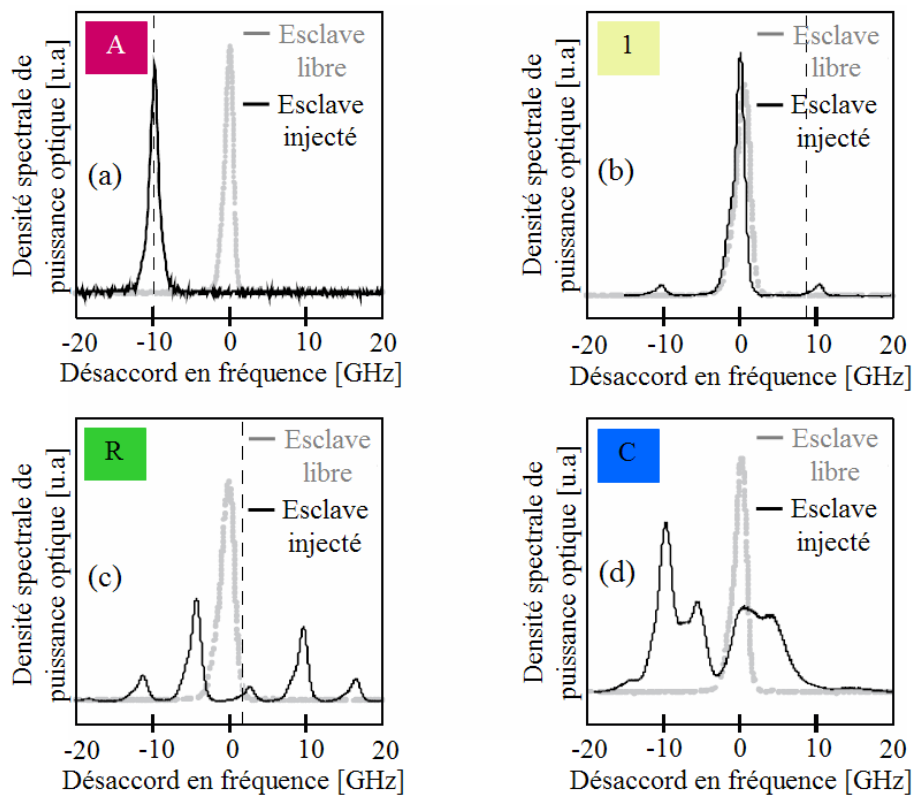


FIGURE 2.3 – Spectres optiques des différents régimes de fonctionnement du laser esclave injecté : Accrochage total ou verrouillage (a) ; Mélange d’ondes simple (b) ; Relaxation (c) ; Chaos (d) [8]

dans ce cas) et autour d’un désaccord nul, c’est-à-dire que la fréquence du laser maître s’approche de celle du laser esclave. Ces régimes deviennent de plus en plus nombreux et s’étalent sur une plage de fréquence de plus en plus grande si la puissance injectée augmente. Souvent, pour une puissance injectée suffisamment faible ( $\leq -20$  dBm dans ce cas), le régime d’accrochage total est obtenu pour un désaccord presque nul ; il est entouré par le régime de mélange d’onde simple. Nous observons également que la cartographie expérimentale pour le même laser à un courant de polarisation fixé est légèrement différente pour les deux sens de variation du désaccord (croissant et décroissant). Cet effet de bistabilité a été discuté dans les travaux de Blin [6, 8, 16]. Enfin, il est important de noter qu’une cartographie est relativement subjective, dans le sens où chaque expérimentateur, théoricien, peut choisir ses propres critères de décision tout particulièrement quant au choix de l’apparition du mélange d’onde (régime 1, 2, 4) (fixé par le rapport de puissance entre la fréquence principale et les autres fréquences, qui dépend du choix de l’observateur dans un régime de bifurcation de Hopf). Le chaos est quant à lui un régime parfaitement défini par la dimension de l’attracteur étrange, néanmoins ce calcul étant lourd, on se contente de l’observation de l’étalement de la bande spectrale, ce qui n’est pas un critère rigoureux pour définir le chaos. Néan-

moins, le calcul de cartographie par la théorie des bifurcations montrent un grand accord avec l'expérience, prouvant que cette approche faite par l'observation spectrale est tout à fait acceptable.

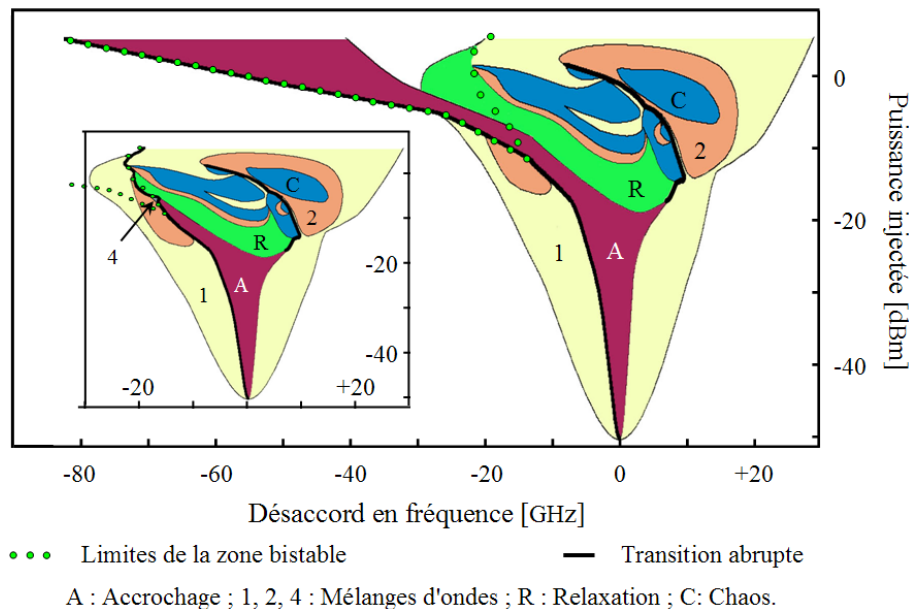


FIGURE 2.4 – Cartographie expérimentale d'injection d'un laser DFB polarisé à 4 fois de son seuil pour deux sens de variation du désaccord : décroissant et croissant (encart) [6, 9]

### 2.1.3 Injection optique d'un laser multimode

Nous avons brièvement présenté les propriétés dynamiques d'un laser monomode à semi-conducteur soumis à injection optique. C'est un sujet d'étude " historique " du laboratoire FOTON-ENSSAT/GPL. Dans cette partie, nous commencerons par nous intéresser au cas d'un laser multimode, ce qui fait partie du sujet d'étude de cette thèse. Nous allons présenter de manière générale l'injection optique dans les deux structures multimodes [17, 18] livrées au démarrage du projet ANTARES : le laser DBR et le laser Fabry-Perot à base de matériau massif du type InGaAsP. Bien que ces deux structures de laser n'ont pas été optimisées afin de nous permettre de faire des mesures en dynamique, les résultats préliminaires des mesures en statique nous ont donné des premières idées de l'injection optique dans un laser multimode. De plus, dans le but d'obtenir le régime de verrouillage le plus souvent et d'éviter l'obtention des autres régimes, les expériences d'injection optique ont été faites pour ces lasers, à faible courant de polarisation (ou plus précisément près du seuil).

#### 2.1.3.1 Laser DBR multimode

Rappelons qu'un laser DBR est un laser où le résonateur est constitué d'au moins un réflecteur de Bragg distribué en dehors de la région active. Ce type de réflecteur distribué est

un réseau de Bragg qui a donc une structure périodique. La contre-réaction optique nécessaire au fonctionnement laser est réalisée par ce réflecteur de Bragg afin de fixer la longueur d'onde d'émission alors que la région active sert de milieu amplificateur.

La figure 2.5-(a) ci-dessous montre la photo de la puce DBR fournie par Alcatel-Thales III-V Lab dans le cadre du projet ANTARES [19]. La croissance de l'hétérostructure à semi-conducteur a été réalisée par l'épitaxie par jets moléculaires (GS-MBE) sur un wafer à base d'InP dopé S (100). La région active consiste en une couche de matériau InGaAsP massif ayant 20% de confinement. Cette région active est prise en sandwich entre deux couches de confinement à hétérostructure séparées SCH (Separated Confinement Heterostructure). La longueur de la cavité laser est de  $450 \mu\text{m}$ . Les wafers sont finalement procédés en utilisant la technologie à ruban enterré BRS (Buried Ridge Structure) pour obtenir la diode laser. Comme le montre la photo associée à la figure, le laser DBR dispose de multiples sections, y compris la section active, la section de Bragg et la section de phase. Dans notre cas, seule la section active est polarisée alors que les autres sections ne le sont pas.

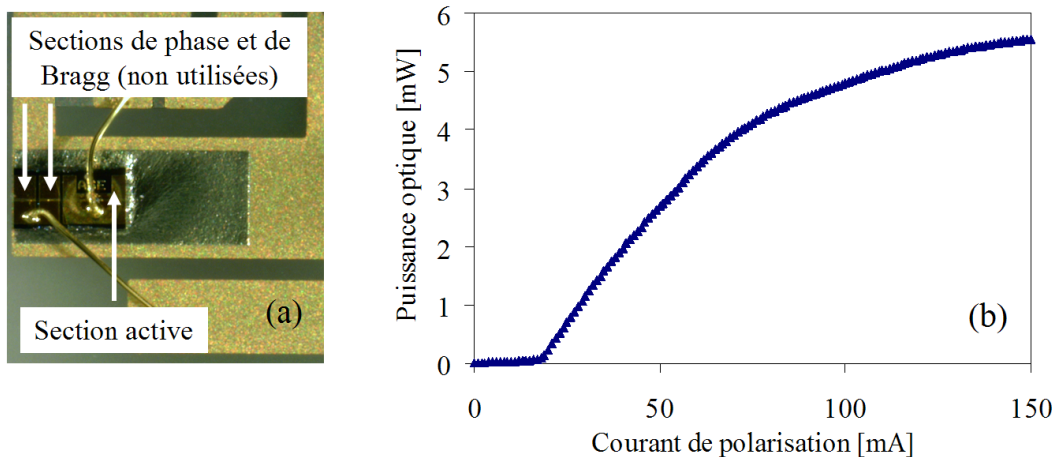


FIGURE 2.5 – Image de la puce diode laser DBR étudiée (a) et la caractéristique puissance-courant du laser (b)

Le courant de seuil est de 18 mA (d'après la courbe P(I) de la figure 2.5-(b)) et nous fixons le courant de polarisation du laser à une valeur très proche du seuil (20 mA) dans l'expérience d'injection optique afin que le verrouillage soit efficace. La maximisation de la zone de verrouillage ainsi que la disparition des autres régimes dynamiques, obtenue en diminuant le courant de polarisation du laser esclave, ont été démontrées dans la thèse de Vaudel [7]. Les spectres optiques du laser DBR polarisé à 20mA sont présentés dans la figure 2.6 pour les deux cas suivants : en mode sans injection optique et en mode verrouillage par injection optique. Ce laser présente un intervalle spectral libre d'environ 0,75 nm. Dans le cas sans injection, les deux peignes de modes TE et TM se trouvent sur deux plages spectrales différentes, mais ils se rapprochent lorsque le pompage augmente. Le signal optique mono-fréquentiel provenant d'une source accordable à cavité externe Agilent est utilisé pour



l'injection sur un des modes du laser. Le signal de sortie de la source accordable est polarisé fortement en TE (le ratio TE/TM mesuré est de 20 dB). Néanmoins, l'expérience d'injection a été réalisée en utilisant des fibres optiques standards sans maintien de polarisation (PM) afin de se placer dans les conditions d'un système de transmission, le signal injecté a donc une polarisation en TE mais aussi en TM. Il est observé que dans le régime de verrouillage, les modes non injectés (à la fois TE et TM) sont fortement atténués (jusqu'à 20 dB) alors que le mode injecté est verrouillé à la fréquence du laser maître. Un taux de suppression des modes latéraux (SMSR) supérieur à 30 dB est obtenu. Le laser fonctionne donc en régime quasi-monomode. Ce type de régime a déjà été observé au laboratoire en particulier dans la thèse de Céline Guignard [20].

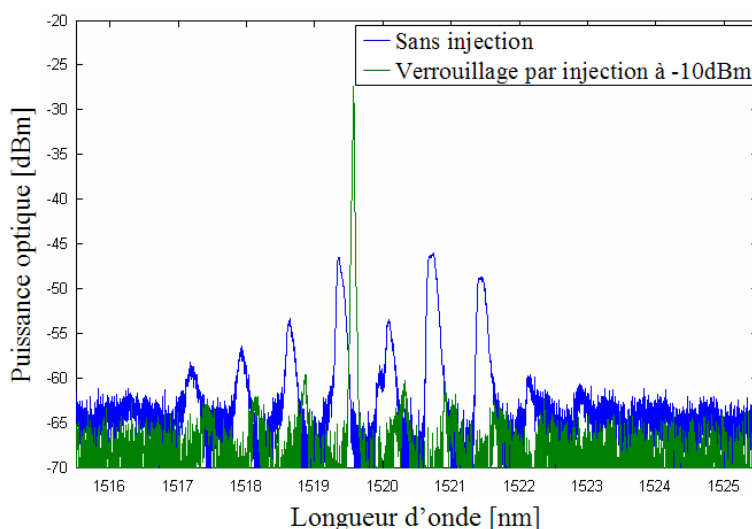


FIGURE 2.6 – Un exemple de spectre du laser DBR verrouillé par injection optique

La cartographie d'injection pour 7 modes (de deux peignes TE et TM) du laser est présentée dans la figure 2.7 (a) pour une variation croissante de la longueur d'onde. Nous définissons la zone de verrouillage (en couleur grise) pour laquelle le laser DBR est verrouillé au signal mono-fréquentiel injecté avec un SMSR obtenu supérieur à 30 dB. Les carrés de couleur noir représentent les points mesurés (couples des paramètres longueur d'onde injectée, puissance injectée) pour lesquels le verrouillage est obtenu avec un SMSR de 30 dB.

Il est donc re-confirmé le fait [5, 6] qu'il y ait beaucoup moins de régimes dynamiques à faible courant de polarisation. Nous n'observons pas non plus dans ce cas d'autres régimes tels que le mélange d'onde, la relaxation et le chaos. De plus, la cartographie de chaque mode ressemble à celle d'un laser monomode. Le verrouillage n'apparaît qu'à partir d'une certaine puissance optique injectée (-15 dBm à -8 dBm pour ce laser suivant le mode injecté), la plage d'accord du régime de verrouillage augmente avec la puissance injectée. Plus la longueur d'onde du signal injecté approche celle d'un mode, plus la puissance optique injectée

nécessaire à l'obtention du verrouillage est faible.

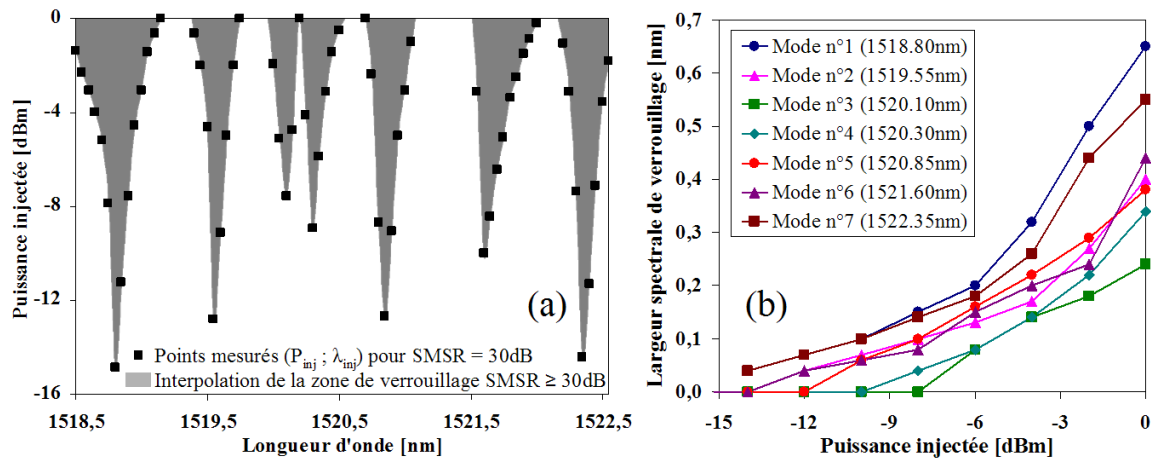


FIGURE 2.7 – Cartographie de verrouillage ( $\text{SMSR} \geq 30$  dB) du laser DBR (a) et largeur spectrale de verrouillage en fonction de la puissance injectée (b)

Nous quantifions ensuite la largeur spectrale de la zone de verrouillage ( $\text{SMSR} \geq 30$  dB) en fonction de la puissance injectée pour chaque mode du laser. Les résultats sont présentés dans la figure 2.7-(b). Nous constatons que le régime de verrouillage commence à apparaître à partir d'une puissance injectée voisine de -14 dBm. L'augmentation de la largeur spectrale de verrouillage avec la puissance optique injectée n'est pas linéaire, ce qui est visible sur la cartographie. Cette augmentation est plus rapide à forte puissance optique injectée. Cette évolution est similaire à celle de l'injection d'un laser monomode faiblement polarisé [8].

### 2.1.3.2 Laser Fabry-Perot

Contrairement au laser DBR, le laser Fabry-Perot est en termes de spectre optique un laser fortement multimode, c'est-à-dire que ce laser dispose de beaucoup plus de modes longitudinaux qu'un laser DBR.

Une photographie de la diode laser Fabry-Perot, fabriquée par Alcatel-Thales III-V Lab, dans le cadre du projet ANTARES, est présentée dans la figure 2.8-(a). C'est une puce laser à une seule section de gain. La région active est constituée d'un matériau massif de type InGaAsP. Comme nous pouvons l'observer sur l'image, la puce est déposée de manière inclinée par rapport à la direction de propagation de la lumière de sortie car la facette du guide laser est inclinée (tiltée) dans ce cas. Ce design a pour but de réduire la réflectivité sur la facette de sortie afin d'augmenter la sensibilité du laser au verrouillage par une injection externe. Par conséquent, le seuil du laser est un peu plus important à cause des pertes de cavité importantes, liées à la faible réflectivité. Le seuil du laser est d'environ 32 mA comme l'illustre la courbe caractéristique puissance-courant présentée dans la figure 2.8-(b). Comme dans l'expérience d'injection optique pour le laser DBR, le courant de polarisation est fixé à une valeur proche du seuil (35 mA) pour que le verrouillage par injection soit plus efficace.

Le spectre d'émission de ce laser est présenté dans la figure 2.9 pour différents courants de polarisation (30 mA, 50 mA et 120 mA). L'ISL mesuré de ce laser est d'environ 0,68 nm en longueur d'onde, qui correspond à 85 GHz en fréquence. Les deux familles de modes TE et TM se trouvent sur la même plage spectrale, mais malheureusement non superposées. La famille de modes, qui a le gain le plus important, est polarisée en TE.

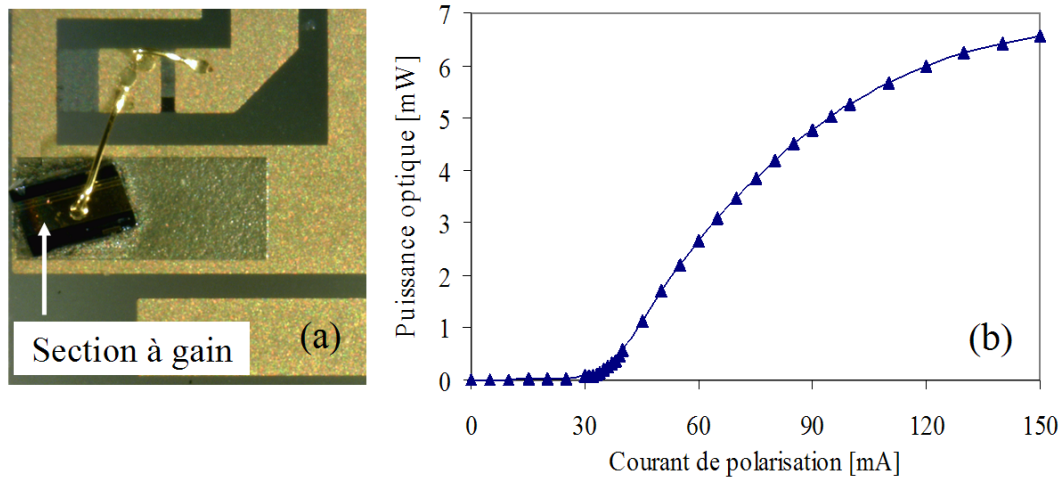


FIGURE 2.8 – Photo de la puce diode laser Fabry-Perot (a) et sa courbe caractéristique puissance-courant (b)

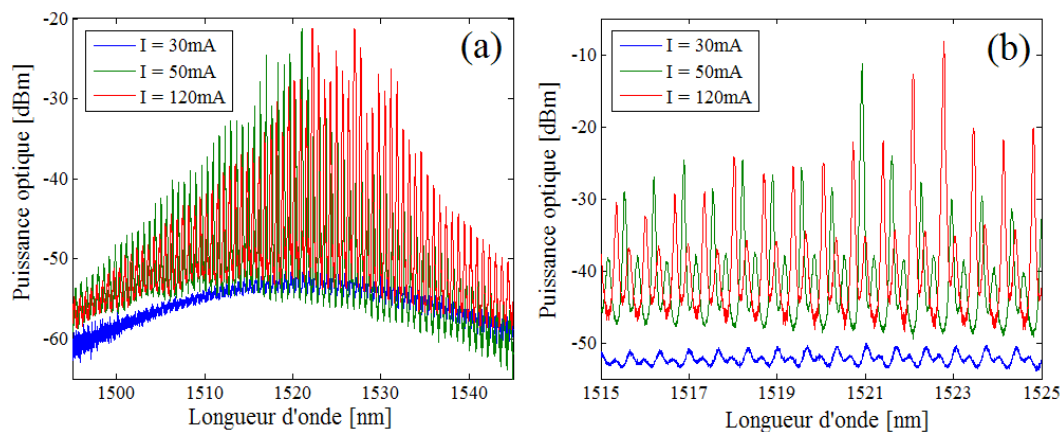


FIGURE 2.9 – Spectres optiques du laser Fabry-Perot sur 50 nm (a) et 10 nm (b)

Nous réalisons l'expérience d'injection optique avec cette structure laser Fabry-Perot. Comme pour l'expérience d'injection sur le laser DBR, le signal mono-fréquentiel provenant de la source laser accordable Agilent utilisé pour l'injection n'est pas contrôlé en polarisation. Sa polarisation a des composantes TE et TM. Ce signal est alors injecté sur les modes TE et TM. La figure 2.10 présente deux exemples de spectre optique du laser Fabry-Perot polarisé proche du seuil (40 mA). Il est verrouillé sur le mode TE et sur le mode TM par injection à

une puissance de -15 dBm. Comme pour un laser DBR, les modes non injectés sont fortement atténués (à la fois TE et TM) et le mode injecté est verrouillé. Un SMSR bien supérieur à 30 dB est obtenu. Le fonctionnement du laser devient quasi-monomode.

Nous examinons le verrouillage par injection sur une plage spectrale couvrant 4 paires de modes (TE et TM). Le signal injecté comprend toujours la polarisation TE et TM. Le laser Fabry-Perot est polarisé à 35 mA. Le spectre optique sur cette plage spectrale et la cartographie de verrouillage sont présentés figure 2.11. Les carrés en couleur noir représentent les points mesurés (couples de paramètres puissance injectée et longueur d'onde injectée) pour lequel le verrouillage est obtenu avec un SMSR de 30 dB. La zone en couleur grise est donc l'interpolation de la zone de verrouillage avec un SMSR obtenu supérieur à 30 dB. Dans la zone blanche, le laser est déverrouillé ou le verrouillage n'est pas suffisamment fort afin d'obtenir un fonctionnement quasi-monomode ( $\text{SMSR} < 30 \text{ dB}$ ). D'autres régimes dynamiques ne sont pas observés dans notre expérience car le laser esclave est polarisé près du seuil. Nous remarquons que le laser peut être verrouillé par injection pour les deux familles de modes TE et TM. Cela est tout à fait logique car le signal injecté contient à la fois la polarisation TE et TM.

Nous observons également que l'évolution de la bordure de la zone de verrouillage est similaire à celle de l'injection d'un laser DBR. C'est-à-dire que plus la longueur d'onde du signal injecté approche celle d'un mode, plus le verrouillage demande une faible puissance optique injectée, et inversement. La largeur spectrale de verrouillage augmente avec la puissance injectée. Ce comportement se calque sur les résonances Fabry-Perot, révélées par la densité spectrale de puissance du laser seul. Nous trouvons que la sensibilité au verrouillage par injection optique de ce laser Fabry-Perot est plus importante que celle du laser DBR étudié précédemment. Cette propriété est obtenue grâce à la réduction de la réflectivité de la facette d'entrée du laser Fabry-Perot. Le verrouillage est obtenu à partir d'une puissance injectée voisine de -20 dBm pour les modes TE et proche de -17 dBm pour les modes TM. Le verrouillage recouvre l'ISL pour une puissance injectée supérieur à -12 dBm.

Nous évaluons ensuite l'évolution la largeur spectrale de la zone de verrouillage pour un couple de modes TE et TM spécifique (car chaque mode TE est très proche d'un mode TM) en fonction de la puissance optique injectée. Les résultats pour un couple de modes autour de 1520 nm à différents courants de polarisation sont présentés figure 2.12 (a). Nous observons que plus le courant de polarisation est faible, plus le verrouillage est spectralement efficace (large zone spectrale de verrouillage). A partir d'une puissance injectée de -10 dBm, la zone de verrouillage recouvre l'ISL du laser (0,68 nm) pour les trois courants étudiés. La comparaison de la plage d'accord de la zone de verrouillage pour différents couples de modes est donnée dans la figure 2.12 (b) pour un courant de polarisation fixé. Il est remarqué que la plage de verrouillage est assez similaire quel que soit le couple de modes.

Finalement, nous essayons de réaliser l'injection optique pour un laser Fabry-Perot fonctionnant à fort courant de polarisation. Nous observons que le verrouillage par injection est plus difficilement obtenu. Nous observons du mélange d'ondes au lieu du verrouillage. L'ap-

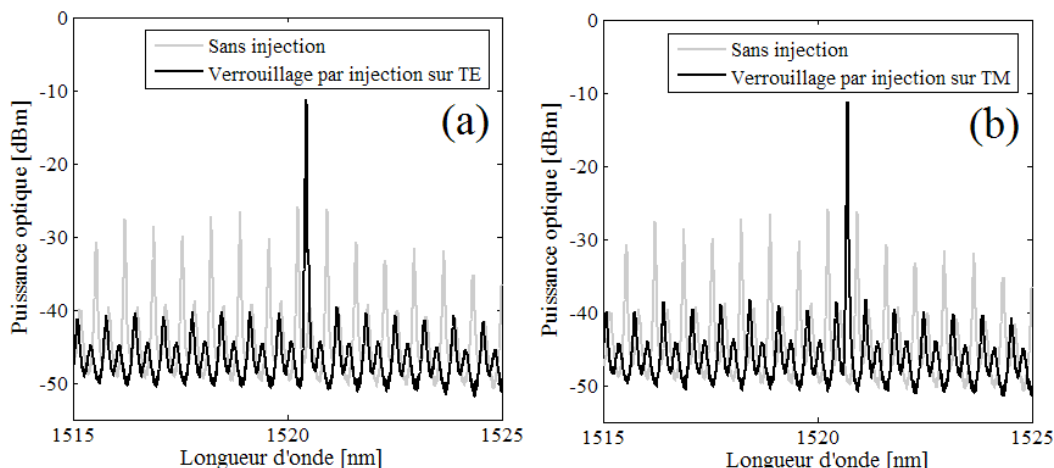


FIGURE 2.10 – Exemples de spectre optique du laser Fabry-Perot à 40 mA verrouillé par une injection de -15 dBm sur le mode TE (a) et le mode TM (b)

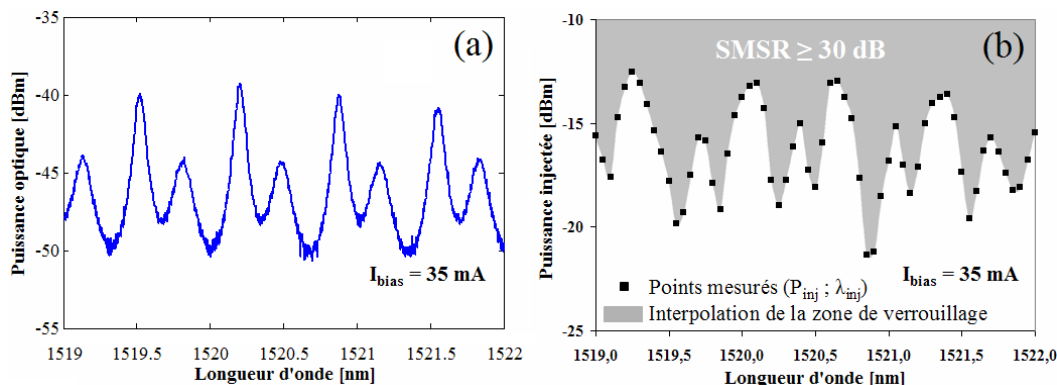


FIGURE 2.11 – Spectre optique du laser Fabry-Perot sur la plage spectrale étudiée (a) et sa cartographie de verrouillage correspondante (b)

parition d'une plus grande diversité de régimes dynamiques à fort courant de polarisation a aussi été démontrée dans la thèse de Vaudel [7]. La figure 2.13 ci-dessous illustre le mélange d'ondes obtenu lorsque le laser Fabry-Perot est polarisé à 60 mA (deux fois de son courant de seuil) et est injecté avec une puissance de -15 dBm.

### Résumé de la section 2.1

Nous avons présenté dans cette section les propriétés générales de l'injection optique d'un laser à semi-conducteur, y compris celles d'un laser monomode DFB et de lasers multimodes de type DBR ou Fabry-Perot. Les travaux antérieurs ont montré que l'injection optique d'un laser à semi-conducteur monomode présente plusieurs régimes dynamiques comme le verrouillage, le mélange d'onde, la relaxation et le chaos. Dans les études expérimentales présentées dans cette partie, nous montrons que les régimes dynamiques de l'injec-

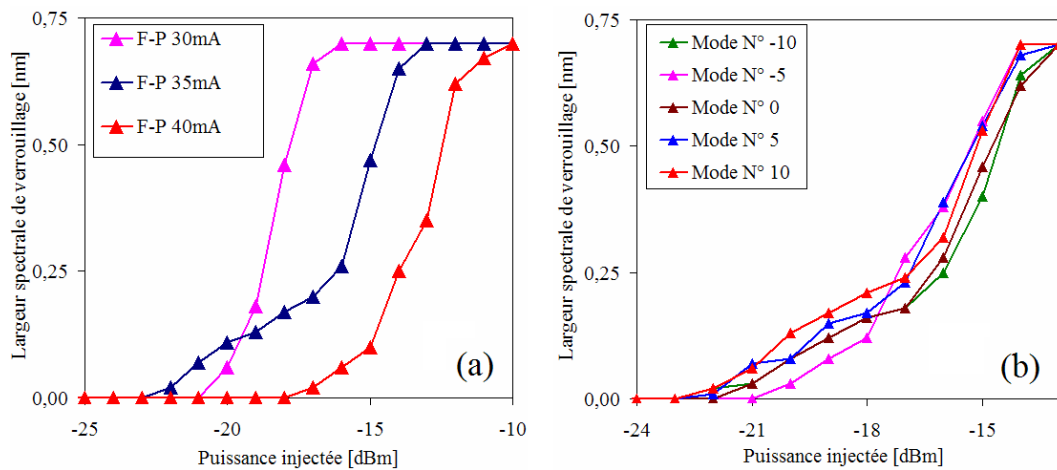


FIGURE 2.12 – Plage de verrouillage en fonction de la puissance optique injectée pour différents courants de polarisation (a) et pour différents modes (b)

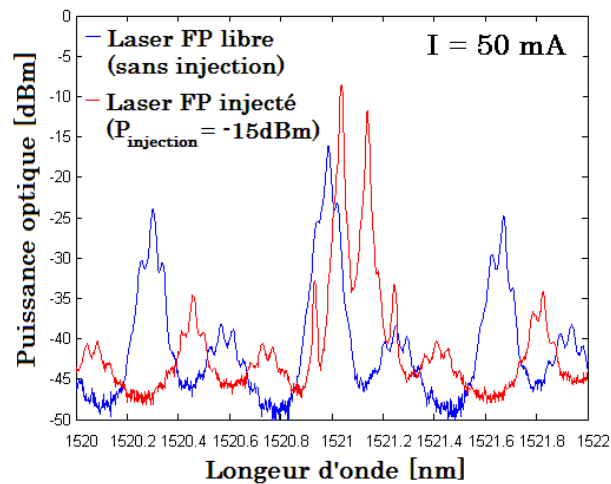


FIGURE 2.13 – Un exemple de spectre du laser Fabry-Perot polarisé à 60 mA en régime de mélange d'onde quand il est injecté à -15 dBm

tion d'un laser multimode DBR ou Fabry-Perot faiblement polarisé sont moins complexes. La relaxation et le chaos ne sont pas observés. En régime de verrouillage par une injection mono-fréquentielle, les modes non injectés sont fortement atténués alors que le mode injecté est verrouillé à la longueur d'onde injectée. Le fonctionnement quasi-monomode est donc obtenu. L'injection est réalisée suivant une polarisation (TE ou TM). Malgré tout l'atténuation des autres modes non injectés en régime de verrouillage est obtenue quelque soit la polarisation (TE et TM). Le mélange d'onde est observé pour un courant de polarisation supérieur à 2 fois le seuil pour un laser Fabry-Perot. Comme pour l'injection optique d'un laser monomode, le verrouillage est spectralement plus efficace à faible courant de polarisation. Cette propriété se vérifie donc également pour les lasers multimodes. Ce type de

résultat nous donne une indication pour nos prochaines études pour lesquelles nous nous intéressons au seul régime de verrouillage.

Nous avons aussi tracé la cartographie d'injection pour différents modes, où la polarisation est composée à la fois de TE et de TM (la polarisation est non contrôlée). Les résultats ont montré que la cartographie de chaque mode ressemble à celle d'un laser monomode : le verrouillage est obtenu à partir d'une certaine puissance optique injectée ( $> -50$  dBm), la plage de verrouillage augmente avec la puissance injectée et couvre tout le spectre (elle dépasse l'ISL du laser) à partir d'une puissance injectée suffisamment forte ( $-5$  dBm). La cartographie globale est la résultante des cartographies de chaque mode. Plus la longueur d'onde du signal injecté est proche de celle d'un mode du laser, plus il est facile de verrouiller le laser. Nous avons montré l'influence importante de la réflectivité de la facette d'entrée du laser sur la sensibilité au verrouillage par injection : plus la réflectivité est faible, plus la sensibilité est élevée.

Dans les prochaines sections, nous allons étudier de manière plus fine les caractéristiques d'un laser Fabry-Perot faiblement polarisé en régime de verrouillage par injection.

## 2.2 Caractérisations expérimentales d'un laser Fabry-Perot optiquement injecté

La figure 2.14 présente le montage expérimental de la caractérisation d'un laser Fabry-Perot soumis à injection optique. Dans ce montage, une source laser accordable mono-fréquence est utilisée comme source maîtresse. Un atténuateur variable sert à contrôler la puissance optique injectée. Nous utilisons un puissance-mètre et un lambda-mètre pour déterminer le point d'injection, qui est défini par la puissance optique injectée et le désaccord. L'injection optique dans le laser Fabry-Perot est réalisée via un circulateur optique. Le signal de sortie du laser Fabry-Perot optiquement injecté est envoyé aux équipements d'analyse.

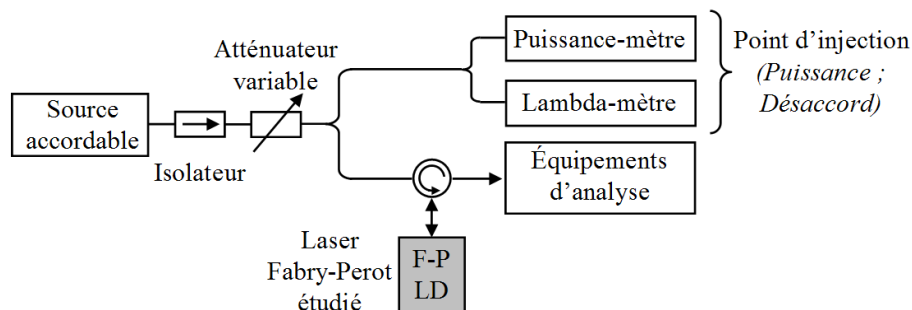


FIGURE 2.14 – Montage expérimental de caractérisation d'un laser Fabry-Perot sous injection optique

### 2.2.1 Verrouillage en longueur d'onde

Dans ce paragraphe, nous quantifions de manière statique l'efficacité en verrouillage en longueur d'onde par injection optique d'un laser Fabry-Perot, comprenant la dépendance de la cartographie de verrouillage en polarisation pour un mode Fabry-Perot, la suppression des modes latéraux via la mesure du SMSR et le gain d'amplification.

#### 2.2.1.1 Dépendance en polarisation

Dans la section précédente, nous avons tracé la cartographie de verrouillage pour une plage spectrale recouvrant 4 paires de modes TE et TM d'un laser Fabry-Perot injecté par un signal comprenant une polarisation à la fois TE et TM. Les résultats ont montré que les deux types de mode TE et TM du laser peuvent être verrouillés par cette injection. Dans ce paragraphe, nous allons caractériser plus précisément en séparant les deux peignes de polarisation (TE et TM) et en injectant le signal uniquement sur l'axe de la polarisation étudiée. Nous avons étudié deux types de laser Fabry-Perot dans le cadre du projet ANTARES. Le premier appelé le Run1 (la première génération) est un laser Fabry-Perot conventionnel pour lequel les deux peignes TE et TM se trouvent sur la même plage spectrale mais non superposés. C'est le laser Fabry-Perot que nous avons présenté au paragraphe 3.1.3.2. Le deuxième type appelé le Run2 (deuxième génération) est un laser Fabry-Perot spécialement conçu par Alcatel-Thales III-V Lab afin que les deux peignes de modes TE et TM soient superposés. Le but de cette superposition est d'obtenir l'insensibilité à la polarisation du signal injecté, ce que nous allons présenter par une étude statique dans ce paragraphe.

##### a. Laser Fabry-Perot Run1

Le spectre optique du laser polarisé à 40 mA est présenté sur une plage spectrale de 10 nm, figure 2.15. En séparant les deux peignes TE et TM, nous trouvons que le peigne TE est plus fortement excité par rapport au peigne TM. L'écart en puissance est de plus de 10 dB.

Nous effectuons séparément l'injection optique sur chacun des peignes : le signal monofréquentiel polarisé en TE est injecté sur le peigne TE et similairement pour la polarisation TM. Les exemples de spectre optique en régime de verrouillage sont donnés dans la figure 2.16. Les cartographies de verrouillage pour un mode TE et un mode TM adjacent sont montrées figure 2.17.

L'allure de la zone de verrouillage reste toujours de la même forme. Nous remarquons que le mode TE est légèrement plus sensible au verrouillage que le mode TM. Le verrouillage est obtenu à partir d'une puissance injectée de -16 dBm pour le mode TE et de -12 dBm pour le mode TM alors que la différence de gain entre ces deux modes est supérieur à 10 dB. La largeur spectrale de verrouillage recouvre l'ISL pour une puissance injectée de -6 dBm pour le mode TE et de -2 dBm pour le mode TM.

Quand nous présentons ces deux cartographies sur la même échelle de longueur d'onde



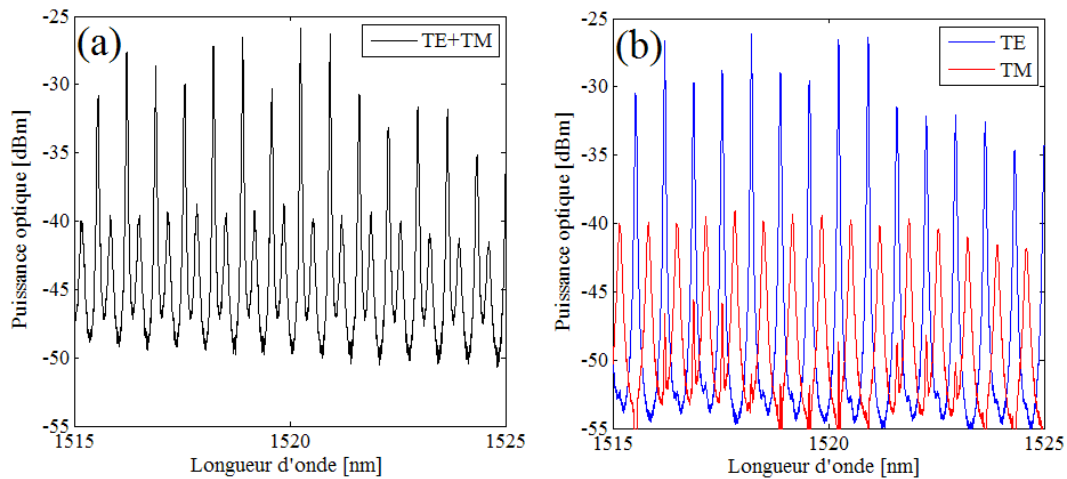


FIGURE 2.15 – Spectre optique du laser Fabry-Perot Run1 polarisé à 40 mA en recombinant (a) et en séparant (b) les deux peignes de mode TE et TM

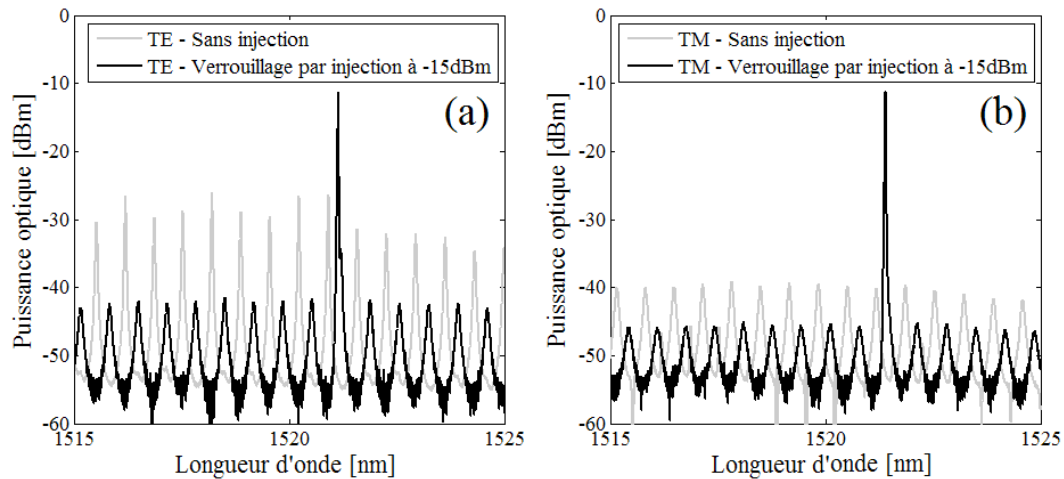


FIGURE 2.16 – Exemples de spectre optique du laser Fabry-Perot Run1 à 40 mA verrouillé : le peigne TE injecté par un signal polarisé en TE (a) et le peigne TM injecté par un signal polarisé en TM (b)

injectée, nous observons qu'elles sont décalées l'une de l'autre. Cela vient du fait que les deux modes TE et TM ne sont pas superposés. Un signal injecté polarisé en TM peut verrouiller seulement le mode TM, mais pas le mode TE même si la longueur d'onde injectée est proche de celle du mode TE, et inversement. Il y a donc des lieux  $(P_{inj} ; \lambda_{inj})$  pour lesquels le laser est verrouillé sur le mode TE pour une injection selon TE sans l'être sur le mode TM pour une injection selon TM et inversement. Par conséquent, la variation de l'état de polarisation du signal injecté pour ces valeurs des paramètres d'injection peut provoquer une forte variation de l'état du laser injecté (verrouillé ou déverrouillé). Le verrouillage par injection du laser est alors très sensible à la polarisation. C'est là un inconvénient majeur de l'utili-

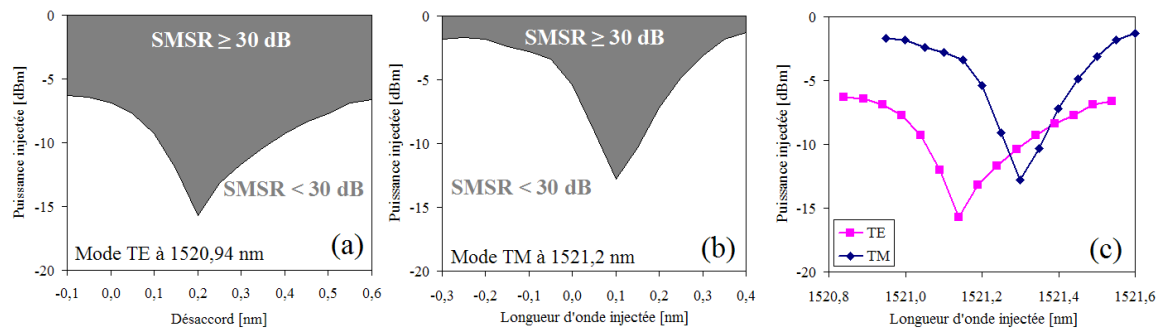


FIGURE 2.17 – Cartographies de verrouillage du laser Fabry-Perot Run1 à 40 mA : pour un mode TE (a), pour un mode TM (b) et pour les deux modes (c)

sation du laser Fabry-Perot verrouillé par injection cohérente dans le réseau d'accès optique.

### b. Laser Fabry-Perot Run2

Afin de réduire la dépendance en polarisation, le laser Fabry-Perot Run2 est spécialement conçu afin que les deux peignes de mode TE et TM soient superposés [21]. La zone de verrouillage des deux peignes de mode TE et TM est alors identique sous injection optique TE ou TM. Grâce à cette superposition, le verrouillage du laser est toujours maintenu même si l'état de polarisation du signal injecté varie car le laser peut être verrouillé à la fois en TE et TM sur la même zone. Le verrouillage par injection devient insensible à la polarisation.

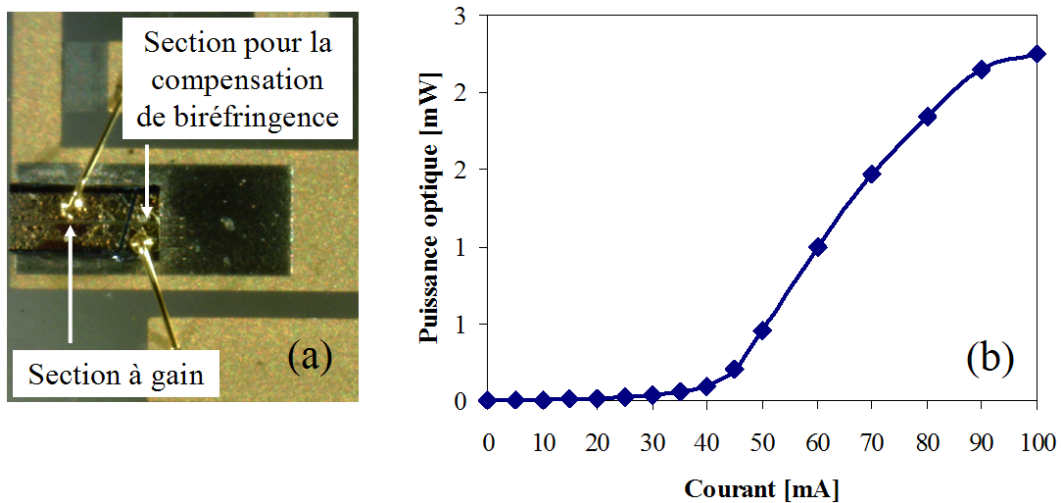


FIGURE 2.18 – Image de la puce laser Fabry-Perot Run2 (a) et sa caractéristique puissance-courant (b)

L'image de la puce laser Fabry-Perot Run2 et sa caractéristique puissance-courant sont présentées figure 2.18. La structure du laser est composée de deux sections : une section à gain et une section passive. La section à gain est fabriquée à base de matériau massif dont

le gain est insensible à la polarisation. Ce type de structure a été utilisé pour la fabrication de SOA insensible à la polarisation ; les gains effectifs sont égalisés pour les deux modes de propagation TE et TM. La section passive sert, quant à elle, à compenser la biréfringence entre les modes TE et TM, c'est-à-dire à superposer fréquentiellement les deux peignes TE et TM. La longueur totale de la puce laser est d'environ 440  $\mu\text{m}$  avec une section passive de longueur 100  $\mu\text{m}$ . Une couche antireflet de 1 % est déposée sur la face d'entrée de la section à gain afin d'augmenter la sensibilité au verrouillage par injection du laser. Le principe de fonctionnement ainsi que la technologie de fabrication ont été expliqués dans [22]. Tel que cela peut être observé sur la courbe P(I) du laser après couplage, figure 2.18 (b), le seuil de ce laser est approximativement 40 mA. Ce courant de seuil important est dû à la réduction de la réflectivité sur la section à gain du laser.

La figure 2.19 donne quelques exemples de spectre optique du laser Fabry-Perot Run2 dans les deux cas où la section passive n'est pas polarisée (a, c) ou est polarisée à 50 mA (b, d). La section à gain est polarisée à 60 mA. Nous voyons donc que les deux peignes TE et TM sont bien superposés dans la plage 1545 nm - 1565 nm quand la section passive est polarisée. Néanmoins, les gains ne sont pas parfaitement égalisés entre les modes TE et TM. Cette différence d'égalisation varie de 5 à 2 dB dans la plage spectrale de 1545 nm à 1565 nm. L'indépendance de polarisation n'est donc pas parfaitement atteinte. Elle est seulement obtenue pour une puissance injectée suffisamment forte. Un exemple de spectre optique en régime de verrouillage du laser est aussi présenté dans la figure 2.20 pour les deux peignes de mode TE et TM.

Grâce à la superposition de deux peignes de mode TE et TM, les zones de verrouillage (SMSR  $\geq 30$  dB) pour les deux états de polarisation sont maintenant superposées. Les cartographies pour une injection TE et TM autour de 1555 nm sont présentés dans la figure 2.21 (a). Les points (couple de paramètres puissance injectée - longueur d'onde injectée) représentent la frontière de la zone de verrouillage pour laquelle le SMSR obtenu est de 30 dB. Il y a encore un faible décalage entre les deux polarisations : le décalage en puissance (4 dB) est dû à la différence de gain entre les polarisations TE et TM du laser à 1555 nm alors que le décalage en longueur d'onde (0,04 nm) est dû au désaccord entre les modes TE et TM du laser à cette longueur d'onde (ils ne sont pas parfaitement superposés). On trouve figure 2.21 (b) un exemple de spectre optique du laser en régime de verrouillage pour une injection ayant un état de polarisation quelconque. La section à gain est polarisée à 60 mA alors que la section passive est polarisée à 50 mA. Tous les modes TE et TM non injectés sont bien atténués.

### 2.2.1.2 Suppression des modes latéraux

Pour une application de type émetteur achromatique dans le WDM-PON, le laser Fabry-Perot doit fonctionner en régime quasi-monomode sous injection optique. Ce fonctionnement quasi-monomode est obtenu grâce à la suppression des modes latéraux non injectés. De plus,

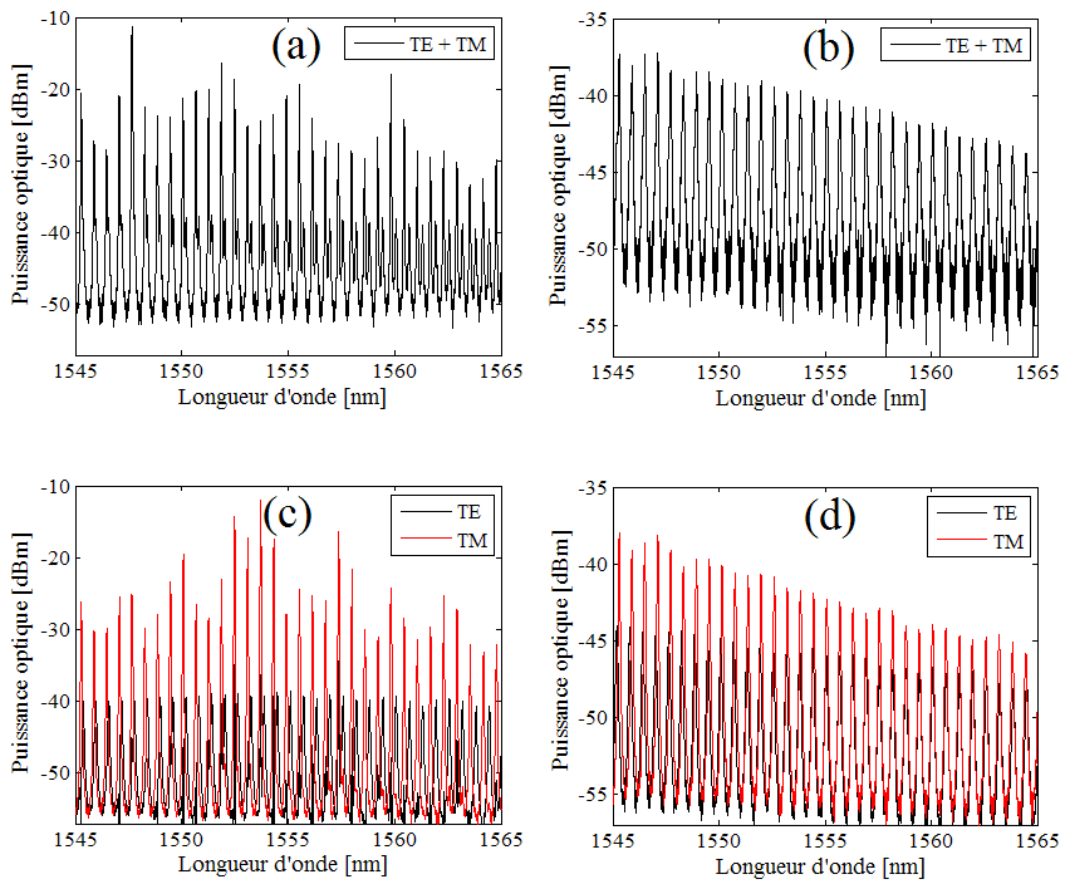


FIGURE 2.19 – Spectres optique du laser Fabry-Perot Run2 quand la section pour la compensation de biréfringence n'est pas polarisée (a, c) et quand elle est polarisée par un courant de 50 mA (b, d). La section à gain est polarisé à 60 mA

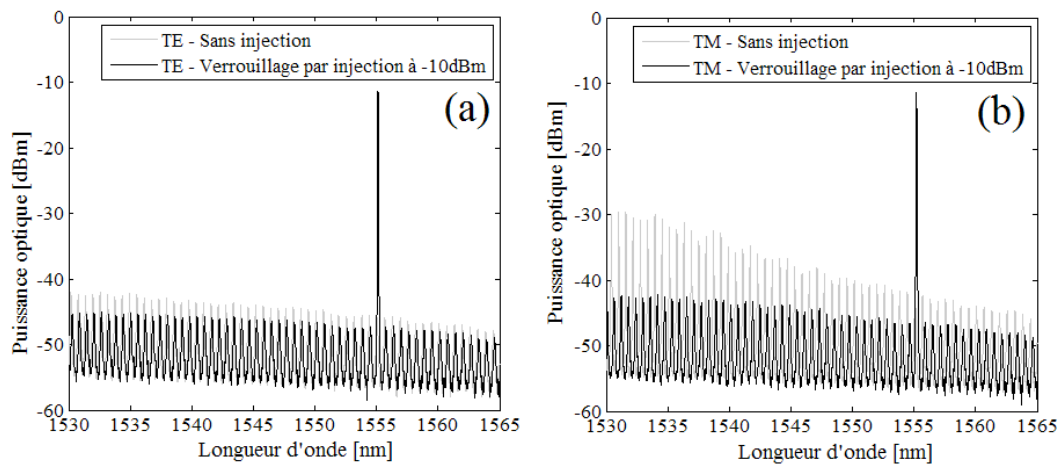


FIGURE 2.20 – Exemples de spectre optique en régime de verrouillage du laser Fabry-Perot Run2 pour deux types de polarisation : TE (a) et TM (b)

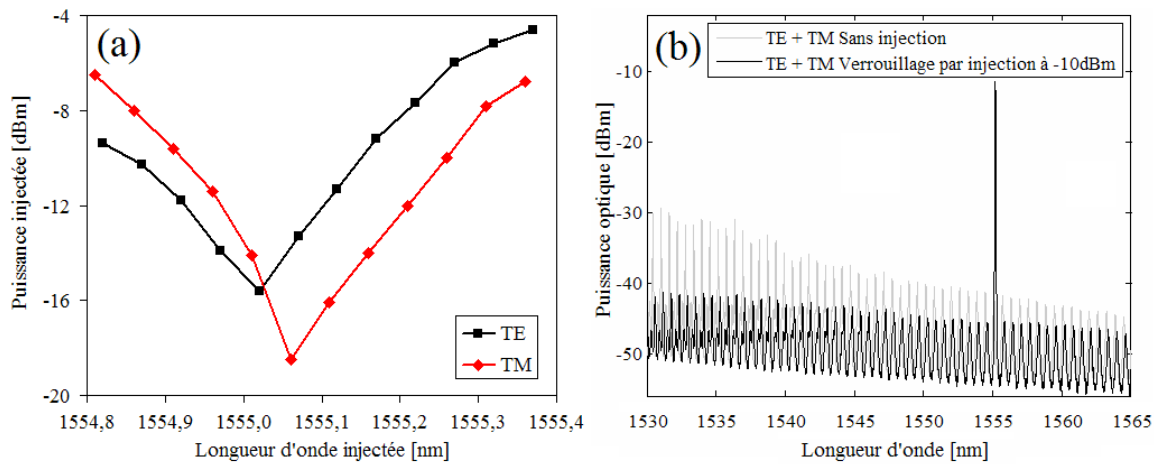


FIGURE 2.21 – Cartographies de verrouillage du laser Fabry-Perot Run2 pour deux états de polarisation (a) et spectre optique en régime de verrouillage par une injection ayant la polarisation quelconque (b)

il est toujours souhaitable que ce fonctionnement soit obtenu sur une large bande spectrale afin de maximiser le nombre de canaux WDM pour le réseau d'accès. Il est donc intéressant d'évaluer l'efficacité de verrouillage en mesurant le SMSR sur l'ensemble des modes pour une puissance d'injection donnée ou d'évaluer la puissance d'injection minimale requise afin d'obtenir un fonctionnement quasi-monomode pour l'ensemble des modes. Un exemple de l'efficacité de verrouillage est donné figure 2.22 pour le laser Fabry-Perot Run1. Seuls les modes TE sont étudiés. Le laser est polarisé à 40 mA dans ces mesures (pour rappel, ce laser a un seuil de 32 mA). Pour la mesure de SMSR, la puissance injectée est fixée à -10 dBm alors que la puissance injectée minimale requise est mesurée pour un SMSR fixé à 30 dB. L'évaluation est effectuée sur une bande spectrale de 30 nm, couvrant plus de 40 modes.

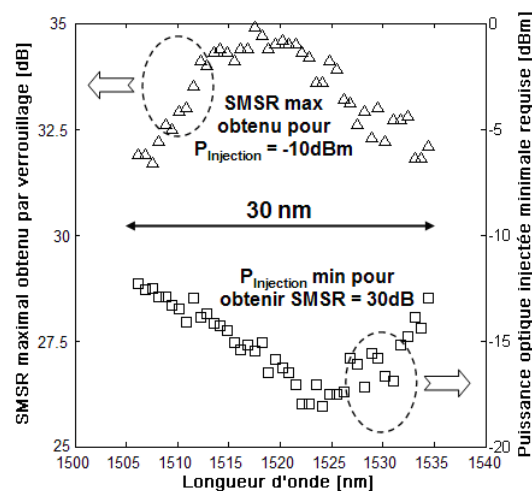


FIGURE 2.22 – Efficacité de verrouillage du laser Fabry-Perot Run1 polarisé à 40 mA [23]

Comme on peut le constater figure 2.22, le SMSR maximal obtenu est supérieur à 30 dB pour l'ensemble des modes pour une puissance injectée de -10 dBm. C'est-à-dire qu'un fonctionnement quasi-monomode est possible pour tous les modes étudiés à cette puissance optique injectée. Cela est confirmé par le fait que la puissance injectée minimale requise pour obtenir un SMSR de 30 dB est inférieure à -10 dBm pour tous les modes, comme cela est présenté figure 2.22. L'évolution de ces deux paramètres en fonction de la longueur d'onde montre que la suppression des modes latéraux lors de l'injection sur des modes centraux est plus importante que lorsque l'injection se fait sur les modes latéraux.

### 2.2.1.3 Gain en réflexion

Le gain en réflexion est défini comme le rapport entre la puissance optique de sortie sur celle du signal injecté pour un laser Fabry-Perot verrouillé. Comme le laser Fabry-Perot verrouillé joue le rôle d'un modulateur réflectif, c'est-à-dire que le signal injecté en entrée et celui modulé en sortie traversent la même facette, nous l'appelons donc le gain en réflexion. Dans le contexte d'un WDM-PON basé sur le concept réflectif comme nous l'avons présenté dans le chapitre 1, la valeur de gain optique du composant achromatique à l'ONU est un paramètre très important pour une transmission bidirectionnelle. C'est-à-dire que le signal d'injection provenant de l'OLT et le signal remontant de l'ONU sont transmis sur la même fibre et à la même longueur d'onde. Par conséquent, la qualité du signal remontant est dégradée par le bruit dû à la rétrodiffusion de Rayleigh. Le niveau de dégradation dépend fortement du gain optique du composant achromatique à l'ONU. Plus le gain est important, plus la dégradation est réduite. L'impact du bruit dû à la rétrodiffusion de Rayleigh sera discuté plus en détail dans le chapitre 4.

Nous avons donc évalué le gain en réflexion du laser Fabry-Perot Run1 pour une injection de -10 dBm sur une dizaine de modes TE. Le laser est polarisé à trois courants de polarisation différents, près du seuil (32 mA). Les résultats sont donnés figure 2.23. Le gain est assez identique entre des modes pour un courant de polarisation fixé. La valeur de gain augmente avec le courant de polarisation. Cela est similaire au cas d'un SOA. Le gain varie de 4 dB pour un courant de polarisation juste au dessus du seuil (35 mA ou 1,1 fois du seuil) à 12 dB pour un courant de polarisation de 1,4 fois du seuil (45 mA).

En considérant la courbe  $P(I)$  de ce laser présenté dans la figure 2.8, le gain en réflexion devrait être plus important pour les courants de polarisation plus élevés. Néanmoins, l'augmentation de courant de polarisation du laser va diminuer l'efficacité en termes de largeur spectrale de verrouillage. C'est-à-dire que la zone de verrouillage sera réduite à fort courant de polarisation comme cela a été démontré dans la figure 2.12. Cela est confirmé encore une fois en traçant les cartographies de verrouillage pour différents courants de polarisation, qui sont présentées figure 2.23 (b). Nous constatons donc que la cartographie se décale vers le haut quand le courant de polarisation augmente. Cela signifie que la puissance optique requise pour obtenir le verrouillage ( $\text{SMSR} \geq 30$  dB) est plus importante à un courant de po-

larisation plus élevée comme cela peut être vérifié sur un laser monomode [7]. Cette propriété peut se comprendre par le fait qu'à courant de polarisation plus élevé, le taux d'émission spontanée est plus important. Or ce qu'il faut comparer dans un processus d'injection optique est le niveau de densité spectrale de puissance des deux sources en compétition en présence sur lequel peut démarrer l'effet laser, soit l'émission spontanée provenant de la cavité esclave et la source externe qui est injectée dans la cavité. Suivant ce critère, il paraît dès lors évident qu'à fort courant de polarisation un plus grand nombre de photons devra être injecté pour que localement, la densité spectrale de puissance dépasse la densité spectrale de puissance de l'émission spontanée. Notons qu'utiliser le rapport puissance émise sur puissance injectée est relativement dangereux car les propriétés dynamiques peuvent être très différentes pour une même valeur de ce paramètre. Pour être plus explicite, comme on a pu le souligner, à faible courant de polarisation et à fort courant de polarisation, pour un même rapport puissance injectée sur puissance émise par le laser seul, les propriétés du laser injecté sont absolument différentes.

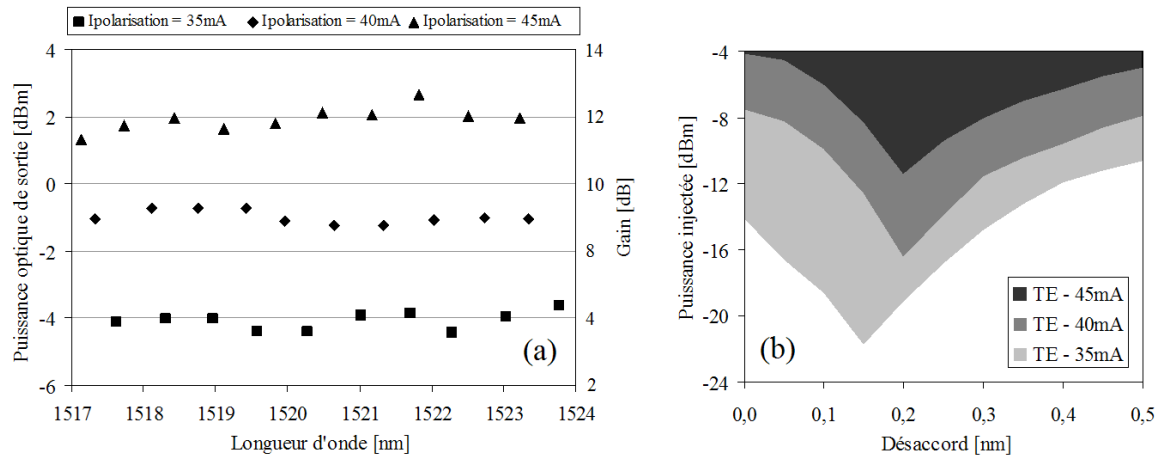


FIGURE 2.23 – Gain en réflexion du laser Fabry-Perot Run1 pour une puissance injectée de -10 dBm (a) et l'impact de courant de polarisation sur la cartographie de verrouillage (b)

Donc, pour un fonctionnement typique du laser Fabry-Perot verrouillé par injection optique, le gain optique de ce composant est de l'ordre de dizaine à quinzaine de dB. Cette valeur de gain est encore plus faible par rapport celle d'un RSOA qui présente actuellement un très fort potentiel pour le réseau d'accès WDM. A l'état de l'art actuel, le RSOA peut atteindre un gain optique supérieur à 20 dB (voire 30 dB) : la puissance optique injectée inférieure à -10 dBm et la puissance de sortie supérieure à 10 dBm [24].

### 2.2.2 Modulation

Pour l'application en tant que modulateur réflectif dans le système WDM-PON, le laser Fary-Perot est directement modulé via son gain. Il est donc essentiel d'évaluer les caractéristiques en modulation du laser. Sa réponse en fréquence nous permet de connaître la bande passante

électrique, qui est donc un paramètre primordial décidant du débit de modulation maximal permis par le laser. Il a été démontré que la réponse en fréquence de modulation d'un laser à semi-conducteur a l'expression suivante [25, 26] :

$$H(j\omega) \approx \frac{1}{\left(\frac{j\omega}{\omega_R}\right)^2 + \frac{\gamma}{\tau_{ph}} \frac{j\omega}{\omega_R^2} + 1} \quad (2-1)$$

avec  $\omega_R$  la fréquence de relaxation  $\gamma$  le facteur d'amortissement,  $\tau_{ph}$  le temps de vie de photons dans la cavité. La réponse en fréquence de modulation est donc limitée par l'oscillation de relaxation et par l'amortissement. Pour une fréquence de modulation bien inférieure à  $\omega_R$ , la réponse est théoriquement plate. Elle remonte à un maximum à la fréquence de relaxation puis diminue très rapidement pour les fréquences supérieures à  $\omega_R$  à cause de l'amortissement. Nous allons retrouver cette évolution dans la courbe expérimentale de la réponse en fréquence de modulation du laser Fabry-Perot non injecté, qui est présentée dans le prochain paragraphe. En pratique, la réponse en fréquence de modulation d'un laser à semi-conducteur est encore limitée par les effets parasites liés à la structure du laser lui-même. Cela vient du fait que la structure de la diode laser dispose d'une certaine capacité (d'un ordre inférieur à quelques pF). La diode laser se comporte comme un circuit RC ayant une réponse de filtre passe bas en fréquence, qui limite la bande passante de la diode laser [25].

Pour la modulation du laser à semi-conducteur injecté, des études approfondies ont été menées sur des lasers monomodes et sur le laser VCSEL injecté notamment [27, 28, 29, 30, 31]. L'étude sur le laser Fabry-Perot à base de matériau à multi-puits quantiques a aussi été présentée dans [32]. Dans cette section, nous présentons les caractéristiques dynamiques en termes de réponse de modulation en petit-signal et de taux d'extinction de notre laser Fabry-Perot optiquement injecté à base de matériau massif. La dépendance de ces paramètres à la puissance optique injectée est également évaluée.

### 2.2.2.1 Réponse de modulation en petit-signal

Souvent, la réponse en modulation petit-signal est mesurée en utilisant un analyseur de réseaux. La connaissance du paramètre  $S_{21}$  (électro-optique) nous donne directement cette réponse. Mais comme nous ne disposons pas de ce type d'équipement au laboratoire, nous avons développé le montage décrit ci-dessous afin de mesurer la réponse en modulation du laser Fabry-Perot. Le synthétiseur sert à la génération du signal électrique de modulation (cosinus) avec une fréquence variable dans la gamme de mesure (de 10 MHz à 20 GHz dans notre cas). Le Té de polarisation (bias-T) combine le courant de polarisation en continu et le signal électrique de modulation, qui alimentent directement la section à gain du laser Fabry-Perot. Le signal optique modulé en sortie du laser Fabry-Perot est envoyé sur une photodiode APD ayant une bande passante supérieure à 20 GHz permettant la conversion optique-électrique. La réponse en fréquence de la photodiode est connue grâce à sa spécification.



Comme cette réponse n'est pas très plate dans la gamme 10 MHz - 20 GHz, une calibration est implémentée sur notre banc. Néanmoins, pour des mesures sur une faible bande passante ( $\ll 10$  GHz) comme c'est le cas pour notre laser Fabry-Perot, la calibration n'est même pas nécessaire, car la réponse de la photodiode est considérée comme quasi-plate. Le signal électrique en sortie de la photodiode est visualisé par un analyseur de spectre électrique pour obtenir la puissance RF correspondant à chaque fréquence. Un ordinateur est utilisé pour contrôler le synthétiseur (fréquence, puissance RF) et pour enregistrer la puissance RF affichée par l'analyseur de spectre électrique. Comme la puissance RF délivrée par le synthétiseur n'est pas tout à fait la même pour toutes les fréquences même si une valeur fixe lui est imposée, une étape de calibration est donc nécessaire avant chaque mesure.

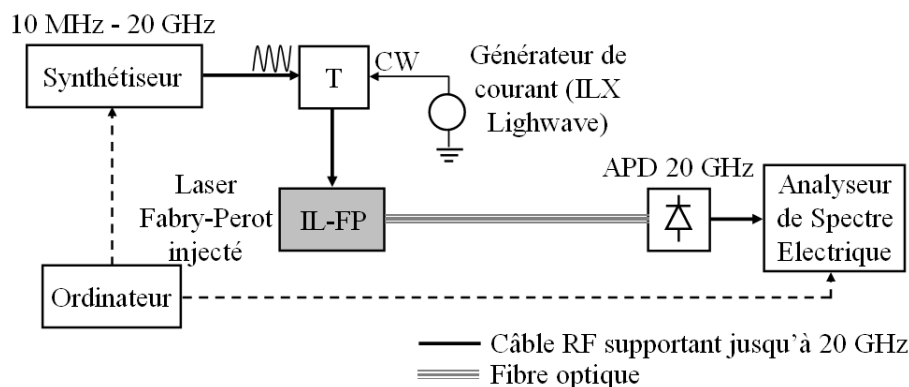


FIGURE 2.24 – Banc de caractérisation de la modulation en petit signal

Les résultats de mesure de la réponse en modulation sont donnés figure 2.25 pour le laser Fabry-Perot Run1 polarisé à 1,5 fois de son seuil et pour celui Run2 polarisé à deux fois de son seuil. Sans injection, les réponses en fréquence de ces lasers prennent la forme classique de celles de lasers à semi-conducteur comme nous venons d'en discuter précédemment (équation 2.1). Leur bande passante électrique à 3 dB est de 3 GHz et de 5 GHz respectivement.

Avec l'injection optique, nous trouvons que la fréquence de relaxation est fortement augmentée en régime de verrouillage, comparée à celle en fonctionnement libre (sans injection). De plus, cette fréquence de relaxation croît avec la puissance optique injectée. Cet accroissement de la fréquence de relaxation sera discuté plus en détail dans le prochain paragraphe, via la mesure de bruit d'intensité. Néanmoins, même si la fréquence de relaxation est fortement améliorée, la bande passante électrique du laser Fabry-Perot injecté est malheureusement réduite à cause d'un amortissement existant à basse fréquence. L'analyse théorique d'un laser monomode injecté montre que leur réponse en fréquence de modulation est affectée par les paramètres d'injection [34, 35, 36]. Des études plus récentes menées par E.K. Lau *et al.* ont cherché à exploiter cette propriété pour obtenir en petit signal des bandes passantes électriques supérieures à 60 GHz. On peut montrer que la réponse en fréquence de modulation d'un laser à semi-conducteurs injecté a l'expression mathématique suivante

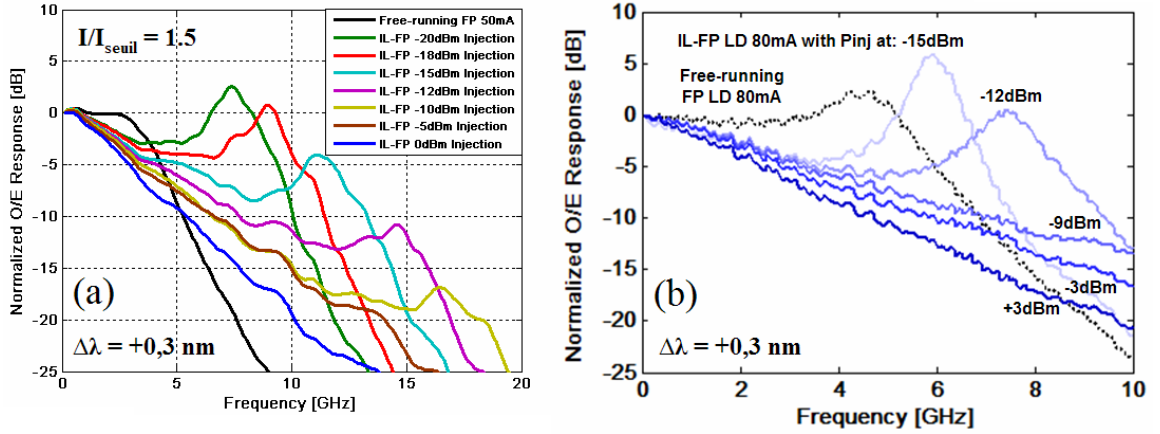


FIGURE 2.25 – Réponse en fréquence en modulation petit-signal du laser Fabry-Perot optiquement injecté : Run1 (a) et Run2 (b) [33]

[28, 29, 30] :

$$|H(\omega)|^2 \approx \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_P}\right)^2} \frac{1}{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_R}\right)^2\right]^2 + \left(\frac{\gamma}{\tau_{ph}} \frac{\omega}{\omega_R^2}\right)^2} \quad (2-2)$$

avec  $\omega_P$  le paramètre appelé "pôle de premier ordre" qui est responsable de l'amortissement en basse fréquence que nous observons dans les courbes expérimentales. E.K. Lau *et al* ont développé une expression approximative de ce pôle de premier ordre en fonction des paramètres physiques du laser via la relation suivante [28, 29, 30] :

$$\omega_P \approx \gamma_N + \left(1 + \frac{\alpha_H}{\tau_P \omega_R}\right) g S_0 \quad (2-3)$$

avec  $\gamma_N$  le taux de recombinaison des porteurs,  $\alpha_H$  le facteur de couplage phase-amplitude,  $\tau_P$  le temps de vie des photons,  $g$  le gain linéaire et  $S_0$  le nombre de photons. A partir de cette expression, nous trouvons que  $\omega_P$  est proportionnel au taux de recombinaison des porteurs, et qu'il croît avec le taux d'émission stimulé  $gS_0$ . Il s'ensuit qu'une bonne façon d'augmenter  $\omega_P$ , c'est-à-dire de réduire l'amortissement en basse fréquence, et donc améliorer la bande-passante électrique du laser, est d'augmenter le nombre de photon en augmentant son courant de polarisation. Néanmoins, comme cela a été discuté dans l'étude statique de verrouillage par injection optique, l'augmentation du courant de polarisation du laser (ou de la même façon du gain différentiel) va réduire l'efficacité de verrouillage, ce qui n'est pas souhaitée pour notre cas. De même, augmenter  $N$  revient à réduire la fréquence de relaxation et donc la bande passante électrique, ce qui n'est pas non plus souhaitable. Il faut donc trouver des compromis.

La figure 2.26 présente quelques exemples de réponse en fréquence d'un laser VCSEL injecté. Ces courbes sont extraites de [28, 29, 30] publiées par E.K. Lau *et al.*. Nous retrouvons la même évolution de la courbe de réponse en fréquence que celle que nous avons

obtenue pour notre laser Fabry-Perot à matériau massif (fort accroissement de la fréquence de relaxation mais réduction de la bande-passante électrique à 3 dB à cause de l'amortissement en basse fréquence) sauf que l'ordre de grandeur est beaucoup plus élevé dans cet exemple. Une amélioration de la bande-passante électrique par l'augmentation du courant de polarisation est aussi illustrée [34, 35, 36]. Notons tout de même que ces résultats dépendent fortement du désaccord. Un gain en bande passante est obtenu pour un désaccord nul, ce qui est très contraignant. De plus, gardons à l'esprit que cette analyse reste en petit signal.

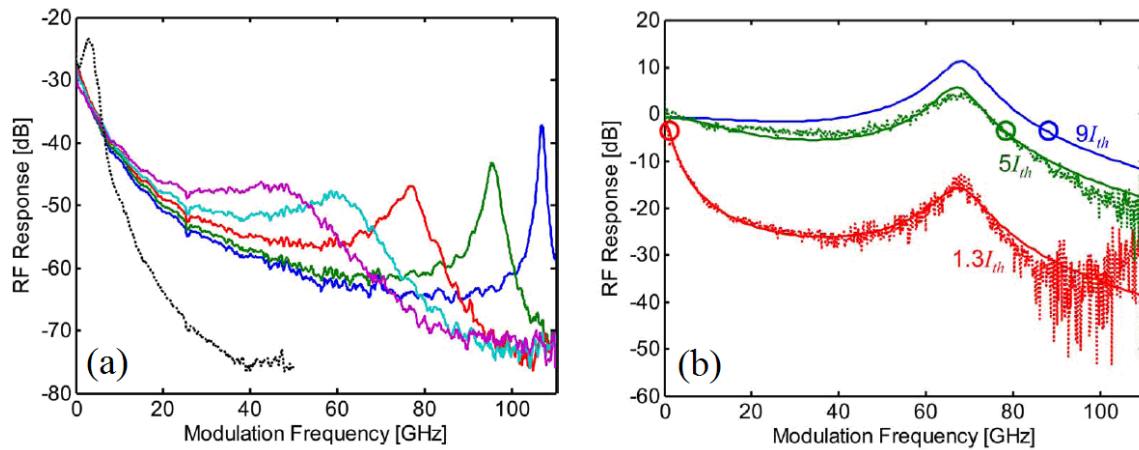


FIGURE 2.26 – Exemples de la réponse en fréquence d'un laser VCSEL injecté pour différents désaccords (a) et pour différents courants de polarisation (b) (d'après K. Lau *et al.* [28, 29, 30])

L'amortissement en basse fréquence devient plus important pour une puissance optique injectée plus élevée, ce qui réduit plus fortement la bande-passante électrique du laser Fabry-Perot injecté. Dans notre cas, la bande-passante électrique à 3 dB du laser Fabry-Perot injecté est d'environ 2 GHz-2,5 GHz en régime d'injection, voire plus faible pour des puissances injectées élevées ( $\sim \geq 0$  dBm).

En raison de cette faible bande-passante électrique en régime d'injection, notre laser Fabry-Perot injecté est compatible pour un fonctionnement à 2,5 Gb/s. Nous constatons donc que l'inconvénient de laser Fabry-Perot optiquement injecté et utilisé comme émetteur à modulation directe est la réduction de la bande-passante électrique en régime de verrouillage. Cette réduction de la bande-passante électrique a été également observée pour un laser Fabry-Perot à multi-puits quantiques injecté [32].

### 2.2.2.2 Taux d'extinction

Le taux d'extinction ER (Extinction Ratio) est le rapport en puissance optique entre le niveau "1" et le niveau "0" d'un signal optique modulé par une série de données. Ce taux représente la capacité de pouvoir distinguer en termes de puissance optique entre le niveau

"1" et le niveau "0" d'un modulateur. Ce paramètre est directement mesuré à l'aide d'un oscilloscope optique ou électrique par la définition suivante [37] :

$$ER = 10 \log \left( \frac{P_1}{P_0} \right) = 10 \log \left( \frac{V_1 - V_{Dark}}{V_0 - V_{Dark}} \right) \quad (2-4)$$

avec  $P_1$  la puissance optique en mW du niveau "1",  $P_0$  la puissance optique en mW du niveau "0". Ces puissances peuvent être mesurées à partir du signal en sortie du modulateur visualisé sur l'oscilloscope optique. Sur un oscilloscope électrique, le  $V_1$  est la tension correspondante au niveau "1", le  $V_0$  est la tension correspondante au niveau "0" et le  $V_{Dark}$  est la tension dans le cas où aucun signal optique est détecté (le "zéro optique"). La figure 2.27 ci-dessous illustre ces différents paramètres à mesurer pour déterminer le taux d'extinction.

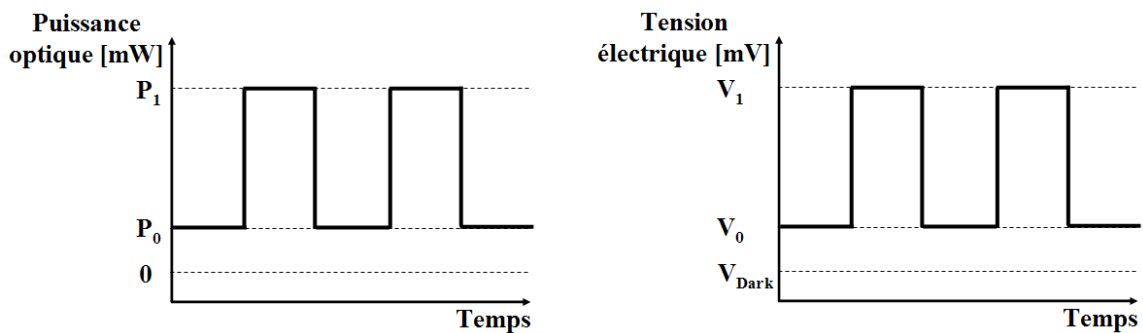


FIGURE 2.27 – Illustration des paramètres à mesurer sur l'oscilloscope optique ou électrique pour déterminer le taux d'extinction

Pour un émetteur de type laser à modulation directe ou modulateur externe, un taux d'extinction important est toujours souhaité pour avoir une bonne performance en transmission. Dans un laser à modulation directe, le taux d'extinction est directement influencé par la réponse en fréquence de modulation : plus la réponse est faible, plus le taux d'extinction est petit. Pour un laser injecté, le taux d'extinction est réduit par rapport à celui obtenu sans injection. Cette réduction est due à l'introduction de photons dans la cavité laser par l'injection d'un signal optique externe. En effet, pour le niveau "0", même si la densité de porteurs est faible, la puissance optique est toujours non négligeable à cause du signal continu injecté. Plus la puissance injectée est importante, plus la puissance optique du niveau "0" est élevée, le taux d'extinction est donc dégradé plus fortement.

L'évolution du taux d'extinction en fonction de la puissance injectée est montrée figure 2.28 (a). Comme cela a été expliqué ci-dessus, il diminue quand la puissance injectée augmente. Cette diminution devient plus importante à forte puissance injectée. La figure 2.28 (b) montre la conséquence de la dégradation du taux d'extinction lors de l'augmentation de la puissance injectée par une mesure de performance du laser Fabry-Perot à 2,5 Gb/s. Systématiquement, la sensibilité du récepteur à  $10^{-9}$  en configuration back-to-back croît avec la puissance injectée.

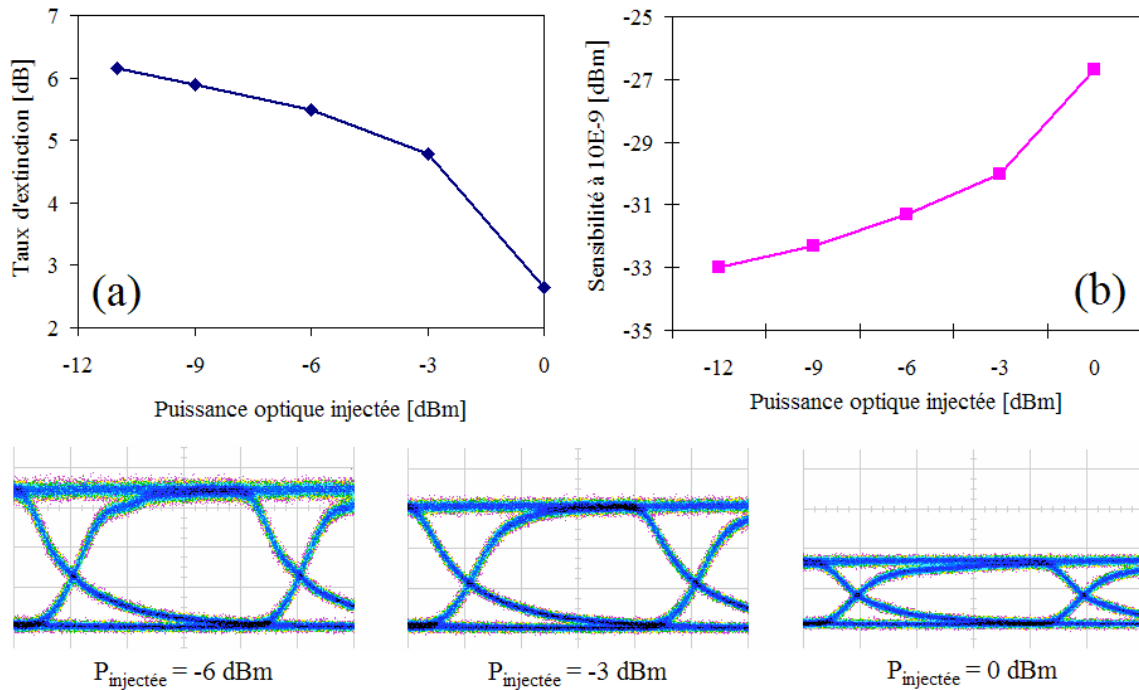


FIGURE 2.28 – Dépendance du taux d’extinction (a) et de la sensibilité du récepteur (b) en puissance injectée. En bas : diagrammes de l’oeil à 2,5 Gb/s pour différentes puissances injectées [38]

La variation du taux d’extinction est illustrée par les diagrammes de l’oeil du laser Fabry-Perot injecté modulé à 2,5 Gb/s pour différentes puissances injectées. Ces diagrammes de l’oeil sont acquis avec une même échelle de puissance optique. Nous voyons donc que l’oeil devient moins ouvert quand nous augmentons la puissance injectée.

### 2.2.3 Bruit d’intensité

Le bruit d’intensité (ou le bruit d’amplitude) est une des caractéristiques primordiales d’une source laser utilisée dans des systèmes de télécommunications optiques. Il caractérise les fluctuations de la puissance optique émise par la source laser. En toute généralité, la puissance optique émise par une source laser est exprimée par la somme de sa moyenne  $\langle P_{opt}(t) \rangle$  et ses fluctuations  $\delta P_{opt}(t)$ , comme montrée dans la formule suivante :

$$P_{opt}(t) = \langle P_{opt}(t) \rangle + \delta P_{opt}(t) \quad (2-5)$$

Le bruit d’intensité d’un laser est quantifié par le paramètre physique appelé RIN (Relative Intensity Noise ou le bruit d’intensité relatif), qui est une normalisation des fluctuations par rapport la moyenne de la puissance optique [25] :

$$RIN = \frac{\langle \delta P_{opt}^2 \rangle}{\langle P_{opt} \rangle^2} \quad (2-6)$$

Dans ce paragraphe, nous allons présenter brièvement la technique de mesure de RIN utilisée dans notre laboratoire FOTON-ENSSAT/GPL. Ensuite, nous allons détailler les résultats expérimentaux obtenus pour la mesure de RIN d'un laser Fabry-Perot optiquement injecté. La modification de RIN du laser Fabry-Perot injecté ainsi que sa dépendance aux paramètres d'injection seront aussi abordées.

### 2.2.3.1 Technique de mesure

Le banc de mesure de RIN utilisé est basé sur la technique de détection directe. C'est-à-dire que le RIN est mesuré en utilisant un photodétecteur qui traduit les fluctuations du signal optique en celles du signal électrique. Ce banc de mesure a été développé par Julien Poëtte dans le cadre de sa thèse [39]. Le montage est décrit dans la figure 2.29. Il est composé essentiellement d'une photodiode PIN pour faire la détection optique. Un ampèremètre de grande sensibilité (pico-ampèremètre) est utilisé pour mesurer le photocourant. Un DC block sert à couper la composante continue du signal électrique avant qu'il ne soit amplifié par un amplificateur électrique à faible facteur de bruit. Le signal électrique amplifié est ensuite envoyé sur un analyseur de spectre électrique afin de visualiser sa densité spectrale de puissance qui va être acquis pour le post-traitement sous MATLAB. Le spectre de RIN est finalement extrait à partir des données acquises. La bande spectrale de détection du banc de mesure dépend de la bande-passante des composants constitués. Comme la photodiode utilisée a une bande-passante électrique de 10 GHz (le PP10G de Nortel) et que les autres composants ont une bande-passante supérieure à 10 GHz, la bande spectrale de détection est donc jusqu'à 10 GHz.

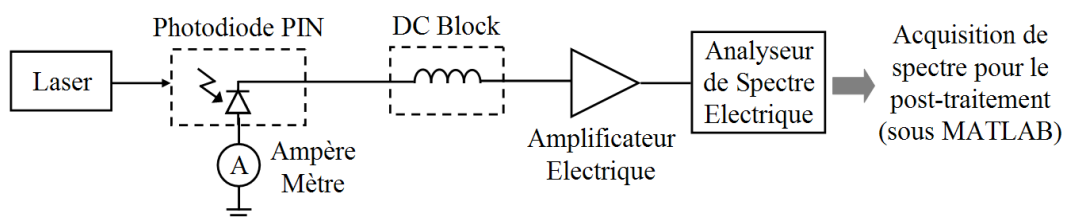


FIGURE 2.29 – Banc de mesure de RIN par la technique de détection directe

### Principe

Grâce à la détection, les fluctuations de la puissance optique dues au bruit d'intensité du laser sont converties dans le domaine électrique. Néanmoins, le photodétecteur et le système électronique de post-détection génèrent eux même des bruits supplémentaires. Il est donc nécessaire de connaître ces sources de bruit afin de retrouver le RIN du laser. De manière générale, la densité spectrale de puissance du signal électrique visualisé par

l'analyseur est la somme de celle de trois sources de bruit comprenant le bruit thermique du système électronique de post-détection, le bruit de grenaille de la photodiode et le bruit d'amplitude du laser. Les deux dernières contributions sont multipliées par la moyenne du carré de la fonction de transfert du système électronique de post-détection  $K(\omega)$  :

$$N_{Total} = N_{Thermique} + (N_{Grenaille} + N_{RIN})|K(\omega)|^2 \quad (2-7)$$

**Le bruit thermique** : L'origine du bruit thermique vient de l'agitation thermique des porteurs des charges, c'est-à-dire des électrons le long de la chaîne de détection. Ils sont en constante vibration autour de leur position due à cette agitation. Les électrons peu liés à l'atome se déplacent de façon aléatoire. Le déplacement moyen de l'ensemble des électrons est nul, mais ce déplacement localement existe. Par conséquent, la valeur du courant associé est nulle, mais la valeur du courant local ne l'est pas [40, 41]. Il en résulte le bruit thermique. La densité spectrale de puissance du bruit thermique est exprimée en fonction des paramètres physiques par la formule suivante [37] :

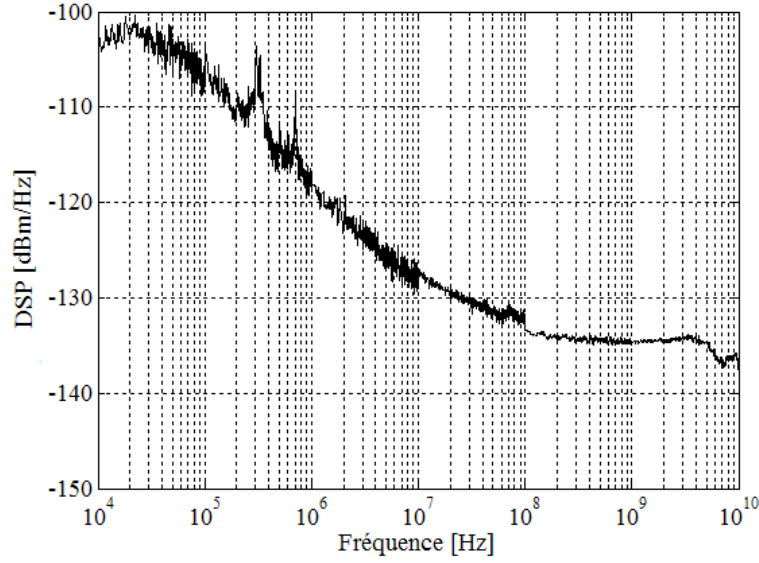
$$N_{Thermique} = R \langle i_{Thermique}^2 \rangle = 4k_B T B \quad (2-8)$$

avec  $R$  la résistance du composant,  $\langle i_{Thermique}^2 \rangle$  la variance du courant de bruit thermique,  $k_B$  la constante de Boltzman,  $T$  la température en Kelvin,  $B$  la bande spectrale de détection. Le bruit thermique est donc un bruit blanc, c'est-à-dire que la répartition de la puissance de bruit est uniforme sur toutes les fréquences. Une autre caractéristique du bruit thermique est qu'il est indépendant au signal optique reçu. Donc, la densité spectrale de puissance de ce bruit peut être mesurée en absence de signal optique. Un exemple de spectre de bruit thermique est présenté figure 2.30 ci-dessous. Ce spectre est obtenu en utilisant le banc de mesure décrit dans la figure 2.29, mais en absence de signal optique émis par le laser.

**Le bruit de grenaille** : Le signal optique est converti en signal électrique lors de la détection grâce au processus de génération de paires électron-trou quand la photodiode est soumise à un éclairage. Ce processus est totalement aléatoire. Donc, même si le flux optique est parfaitement constant, les charges sont créées (par les électrons et les trous) de manière aléatoire autour d'une valeur moyenne selon un processus de Poisson pur [42]. Cette valeur moyenne correspond au photo-courant. Le bruit dû à la création aléatoire de charges est appelé bruit de grenaille. La densité spectrale de puissance du bruit de grenaille est donnée par [37] :

$$N_{Grenaille} = R \langle i_{Grenaille}^2 \rangle = 2qRI \quad (2-9)$$

Avec  $q$  le quantum d'énergie qui correspond avec la charge d'une particule (électron ou trou),  $R$  la résistance,  $I$  le photo-courant. Comme observé dans la formule 2.9, le bruit de grenaille varie linéairement en fonction du photo-courant, donc en fonction de la puissance optique reçue.

FIGURE 2.30 – Densité spectrale de puissance du bruit thermique ( $N_{Thermique}$ )

Comme le bruit de grenaille dépend de la puissance optique reçue sur la photodiode, la mesure est un peu plus compliquée. Nous ne pouvons pas le mesurer en direct. Pour déterminer la densité spectrale de puissance du bruit de grenaille, nous utilisons une source laser appelée le laser de référence. C'est une source laser de très faible niveau de bruit d'amplitude. Le laser de référence utilisé dans notre expérience est un laser solide à cavité en anneau de marque Lightwave. Le bruit d'amplitude de ce laser est minimisé grâce à la stabilisation du courant de la diode de pompe. Cette stabilisation est réalisée par une boucle de contrôle basée sur la puissance émise du laser. Quand le signal optique issu de cette source est détecté par la photodiode, les fluctuations du signal électrique sont liées au bruit thermique et au bruit de grenaille. Le bruit d'amplitude du laser est considéré comme négligeable. Donc, en utilisant le banc de mesure décrit dans la figure 2.25 avec une source laser de faible RIN, la densité spectrale de puissance  $N_{Total(ref)}$  visualisée par l'analyseur de spectre électrique est la somme du bruit thermique et celle du bruit de grenaille :

$$N_{Total(ref)} = N_{Thermique} + 2qRI_{ref} \cdot |K(\omega)|^2 \quad (2-10)$$

En éliminant la contribution du bruit thermique de densité spectrale  $N_{Thermique}$  déjà connue, nous obtenons la contribution du bruit de grenaille. Comme cette contribution du bruit de grenaille dépend linéairement de la puissance optique reçue (donc du photocourant), nous la normalisons donc au photo-courant  $I$ . De plus, afin de confirmer que la mesure du bruit de grenaille est correcte, c'est-à-dire que la contribution du bruit d'amplitude du laser de référence est vraiment négligeable, la densité spectrale de puissance du bruit de grenaille normalisée au photo-courant  $2qR|K(\omega)|^2$  doit être inchangée en fonction de la puissance optique reçue ou du photo-courant. Les résultats de mesure pour différents



photo-courants sont présentés dans la figure 2.31. Nous trouvons que les courbes se superposent pour la gamme de fréquence à partir de 1 MHz. C'est-à-dire que le laser de référence possède un bruit d'amplitude très faible pour des fréquences supérieures à 1 MHz. Pour la gamme de fréquence inférieure à 1 MHz, il y a un décalage entre les courbes. C'est-à-dire que le RIN du laser de référence n'est pas négligeable. Le banc de mesure est opérationnel sur une plage spectrale de 1 MHz.

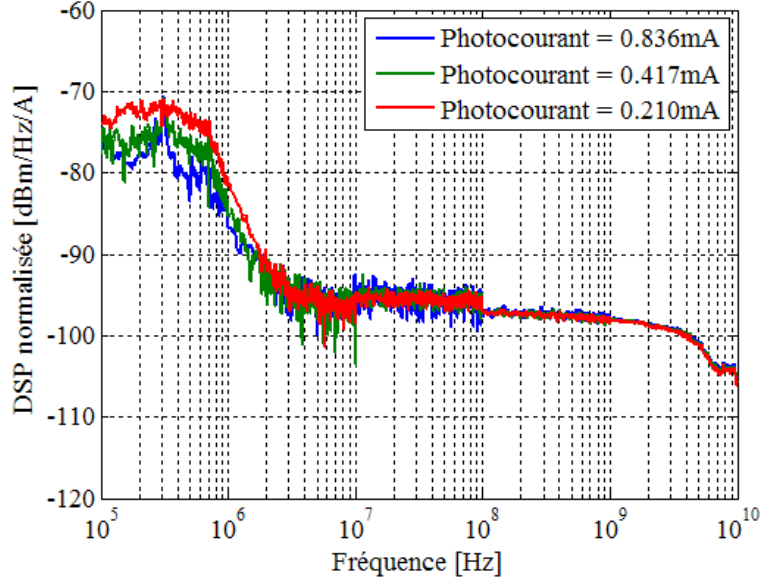


FIGURE 2.31 – Densité spectrale de puissance normalisée au photo-courant du bruit de grenaille

**Déduction du bruit d'amplitude du laser :** Quand la densité spectrale de puissance du bruit thermique  $N_{Thermique}$  et celle du bruit de grenaille normalisée au photo-courant  $2qR|K(\omega)|^2$  (ce qui correspond à  $(N_{Total(ref)} - N_{Thermique})/I_{ref}$ ) sont connues, nous pouvons extraire le bruit d'amplitude du laser à partir du bruit total détecté  $N_{Total}$  :

$$N_{Total} = N_{Thermique} + |K(\omega)|^2 (N_{Grenaille} + N_{RIN}) = N_{Thermique} + |K(\omega)|^2 (2qRI + RI^2 10^{RIN/10}) \quad (2-11)$$

A partir de (2.6) et (2.7), nous avons donc le rapport :

$$\frac{N_{Total} - N_{Thermique}}{N_{Total(ref)} - N_{Thermique}} = \frac{2qI + 10^{RIN/10} I^2}{2qI_{ref}} \quad (2-12)$$

Nous pouvons donc obtenir le bruit d'amplitude du laser par la formule :

$$RIN = 10 \log_{10} \left[ \frac{2q}{I^2} \left( \frac{N_{Total} - N_{Thermique}}{N_{Total(ref)} - N_{Thermique}} I_{ref} - I \right) \right] \quad (2-13)$$

avec le bruit thermique  $N_{Thermique}$ , le bruit total dans le cas de laser de référence  $N_{Total(ref)}$ , le bruit total dans le cas du laser à caractériser  $N_{Total}$ , les photo-courants associés  $I_{ref}$  et  $I$ . Comme ces paramètres sont tous connus, nous déduisons donc la densité spectrale de puissance du bruit d'amplitude du laser à caractériser.

En plus des trois composantes de bruit listées ci-dessus, un autre type de bruit contribue au bruit total ; c'est le bruit  $1/f$  ou le bruit rose. L'origine de ce bruit est toujours sujet à discussion. Il peut être interprété comme provenant de la génération de perturbations du courant circulant dans les dispositifs du banc de mesure, génération due aux impuretés et aux défauts de la structure lors de la fabrication. Ce bruit apparaît en basse fréquence et sa densité spectrale de puissance décroît linéairement de 3 dB par octave. Comme cette source de bruit n'est pas calibrée dans notre mesure, elle peut réduire la précision de mesure. Cependant, la gamme de fréquence de ce bruit (inférieure à quelques kiloHertz) est bien inférieure à la bande spectrale de notre banc de mesure (à partir de MHz). Cette source de bruit est donc peu gênante.

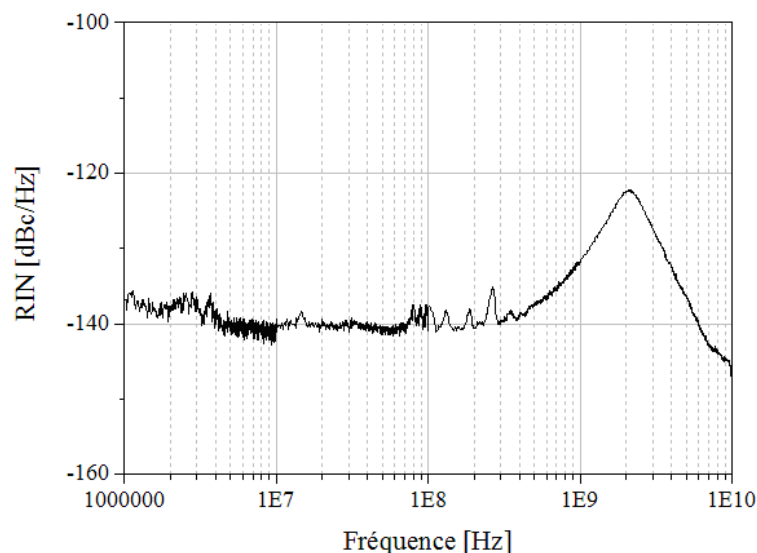


FIGURE 2.32 – Un exemple de spectre de RIN d'un laser DFB à multi puits quantiques

La figure 2.32 montre un exemple de spectre de bruit d'amplitude d'un laser DFB à multi puits quantiques émettant à la longueur d'onde autour de 1546 nm (Alcatel LMI1905). Le laser est polarisé à un courant de 38 mA, correspondant à 3 fois de son courant de seuil. Nous observons donc qu'il a un plancher de bruit d'amplitude autour de -140 dBc/Hz en basse fréquence. Le pic autour de 2 GHz correspond à sa fréquence de relaxation. Au delà de la fréquence de relaxation, la densité spectrale de puissance diminue très rapidement à cause de l'amortissement en haute fréquence. En effet, il a été démontré que l'expression théorique de RIN d'un laser monomode à semi-conducteur est la suivante [26] :

$$RIN = \frac{\langle |\delta S(\omega)|^2 \rangle}{\langle S \rangle^2} = |H(j\omega)|^2 \frac{(1/\tau_e)^2 + \omega^2}{\omega_r^4 \langle S \rangle} 2K_{tot}R_{sp} \quad (2-14)$$

avec  $S$  la densité de photons,  $\delta S$  la fluctuation de la densité de photons,  $\tau_e$  le temps de vie de porteurs,  $\omega_r$  la pulsation de relaxation,  $K_{tot}R_{sp}$  le taux d'émission spontanée effectif ( $= K_{tot}n_{sp}/\tau_{ph}$ ). Nous retrouvons la réponse en fréquence  $|H(j\omega)|^2$  du laser dans cette expression de RIN. Donc, l'évolution de la courbe de RIN est similaire à celle de la réponse en fréquence présentée dans le paragraphe précédent : un maximum à la fréquence de relaxation puis un fort amortissement pour les fréquences supérieures à celle de relaxation. Une formulation plus générale du RIN a été donnée en détail pour quelque soit le type de laser par Poette [39] et pour des lasers à îlots quantiques par Hayau [18].

### 2.2.3.2 Bruit d'intensité du laser Fabry-Perot optiquement injecté : le transfert de bruit

Une des caractéristiques les plus importantes de l'injection optique est le transfert de bruit. C'est-à-dire que le bruit d'intensité du laser maître est transféré au laser esclave lors de l'injection optique. Par conséquent, le bruit d'intensité du laser Fabry-Perot sera réduit s'il est injecté par une source à faible bruit et inversement.

Le transfert de bruit en injection optique a été étudié notamment pour des lasers monomode, par exemple dans [43]. Au sein du laboratoire FOTON-ENSSAT/GPL, J. Poette a aussi étudié dans le cadre de sa thèse le bruit d'intensité d'un laser monomode optiquement injecté [39, 44]. Il a été démontré théoriquement et expérimentalement que le transfert de bruit dépend fortement des paramètres d'injection, surtout de la puissance optique injectée. Il a été démontré également que la fréquence de résonance du laser injecté est modifiée en injection. Pour l'injection optique d'un laser multimode, des premières études ont été réalisées sur le laser Fabry-Perot à multi-puits quantiques. La modification du bruit d'intensité et de la fréquence de résonance a été montrée [45].

Dans le cadre de nos études, les lasers Fabry-Perot sont fabriqués à base de matériau massif de type InGaAsP. En plus, ces lasers doivent être polarisés à un faible courant afin que le régime de verrouillage soit efficace ; leur bruit d'intensité est alors considérable. Il est donc avantageux d'améliorer ce bruit d'intensité en utilisant une source d'injection de faible bruit. Dans le cas contraire, la qualité en terme de bruit du laser Fabry-Perot est dégradée (devient plus bruité) s'il est injecté par une source à fort bruit. C'est le cas des systèmes WDM-PON employant des lasers Fabry-Perot injectés par une source ASE découpée ou filtrée spectralement (Spectrum-Slicing), comme cela a été déjà mentionné dans le premier chapitre. Cette technique possède deux grands avantages grâce à sa simplicité et son bas-coût, mais l'inconvénient qui limite la performance du système à 1,25 Gb/s est le transfert de bruit de la source ASE. La dégradation en termes de bruit d'intensité d'un laser Fabry-Perot injectée par une source ASE découpée spectralement a également été étudiée dans [46, 47, 48].

Dans les prochains paragraphes, nous allons présenter expérimentalement ce transfert de bruit dans notre laser Fabry-Perot pour deux types de source d'injection : une source cohérente à faible bruit et une source à fort bruit à base d'une source ASE filtrée spectralement.

### a. Injection par une source à faible bruit

La source utilisée pour l'injection optique est un laser accordable à cavité externe (ECL pour External Cavity Laser) de marque Agilent disponible au laboratoire. Cette source accordable possède un très faible niveau de bruit d'intensité. Comme cela est illustré dans la figure 2.33 (a), son bruit d'intensité (la courbe rouge) est inférieur à  $-150$  dBc/Hz.

Les résultats de mesure de bruit d'intensité en injection pour deux lasers Fabry-Perot livrés dans le cadre du projet ANTARES (Run1 et Run2) sont donnés dans la figure 2.33. A un faible courant de polarisation (50 mA), ces lasers ont un niveau de bruit d'intensité de  $-120$  dBc/Hz à  $-130$  dBc/Hz et une fréquence de relaxation variant de 2 GHz à 4 GHz. Grâce au transfert de bruit, son bruit d'intensité est fortement amélioré quand ils sont injectés par la source accordable de faible bruit. Une réduction de bruit jusqu'à 15 dB (voire plus) est observée. Cette réduction devient plus importante pour une puissance optique injectée plus élevée. La réduction de bruit grâce à l'injection est expliquée dans [45] par le fait que le signal injecté réduit le gain de cavité du laser ainsi que la densité de porteurs. Donc, le taux d'émission spontanée est aussi réduit. A partir des spectres de bruit, nous trouvons également que l'injection cohérente fait augmenter la fréquence de relaxation à certaines conditions d'injection, souvent aux faibles puissances optiques injectées. Nous allons discuter de cet accroissement de fréquence de relaxation dans la prochaine section.

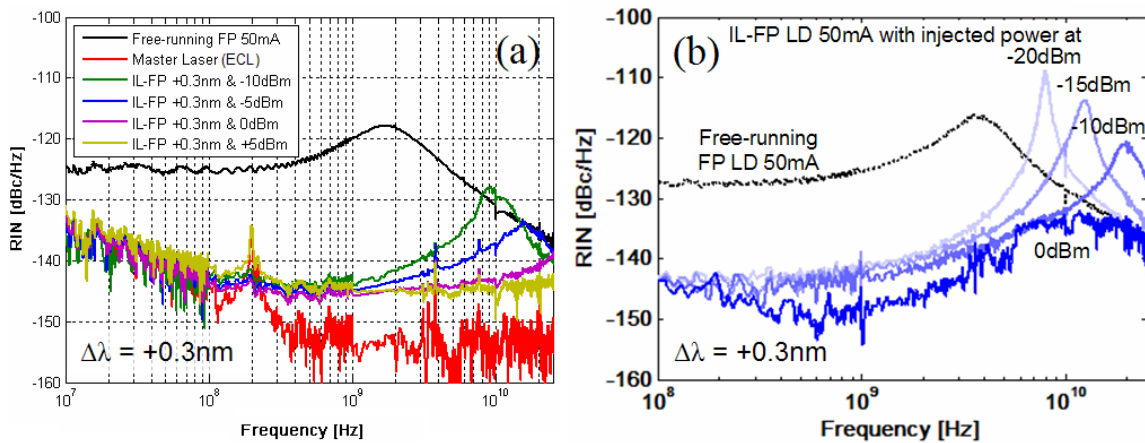


FIGURE 2.33 – Bruit d'intensité d'un laser Fabry-Perot injecté par une source à faible bruit (laser accordable) : résultats obtenus avec le laser Run1 (a) et avec le laser Run2 (b) [38]

Afin de confirmer les résultats de mesure de bruit, nous montrons figure 2.34 les diagrammes de l'oeil à 2,5 Gb/s du laser Fabry-Perot Run2 pour deux cas : sans injection et avec verrouillage par injection à  $-6$  dBm. Nous observons que les fluctuations dues au bruit

d'intensité sont fortement réduites dans le cas d'une injection optique avec la source accordable grâce au transfert de bruit. Ainsi, les oscillations de relaxation de l'ordre de 4 GHz visible dans le cas sans injection ont disparu dans le cas avec injection. Cette disparition est expliquée par la modification du pic de relaxation par l'injection.

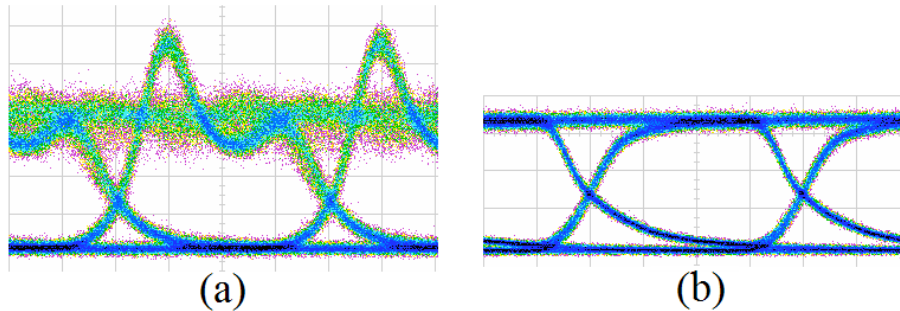


FIGURE 2.34 – Diagrammes de l’oeil à 2,5 Gb/s d’un laser Fabry-Perot sans injection (a) et d’un laser Fabry-Perot verrouillé par injection à -6 dBm avec une source cohérente à faible bruit (b)

### b. Injection avec une source à fort bruit

La source à fort bruit utilisée est celle d’une source ASE découpée ou filtrée spectrale-ment. Le filtrage spectral est réalisé grâce au multiplexeur/démultiplexeur à base d’un AWG (Array Waveguide Grating) existant dans l’architecture WDM-PON. La bande-passante à 3 dB de chaque canal varie de 0,2 nm à 0,6 nm. Dans notre expérience, nous utilisons un AWG accordable ayant une bande-passante à 3 dB de chaque canal variant de 0,2 nm à 0,4 nm. La figure 2.35 montre des exemples de spectre optique du laser Fabry-Perot optiquement injecté par une source ASE filtrée. La largeur à 3 dB du signal injecté est de 0,2 nm et de 0,4 nm respectivement. La puissance injectée est fixée à -10 dBm. Nous observons toujours le même phénomène comme dans le cas d’injection avec une source fortement cohérente : le laser est verrouillé à la longueur d’onde injectée et les modes non-injectés sont fortement atténués. Le laser Fabry-Perot présente un fonctionnement monomode. De plus, pour une grande largeur spectrale du signal injecté (0,4 nm dans ce cas), le verrouillage est obtenu sur 2 modes.

La caractéristique en termes de bruit d’intensité est donnée dans la figure 2.36 (a). Le laser Fabry-Perot Run1 polarisé à 60 mA ( $\sim 2$  fois de son seuil) est injecté par une source ASE filtrée ayant une largeur spectrale à 3 dB de 0,2 nm. Nous voyons que le signal injecté (la source ASE filtrée) a un plancher de bruit à un niveau important, autour de -106 dBc/Hz. Le laser Fabry-Perot possède un plancher de bruit autour de -135 dBc/Hz. Du fait du transfert de bruit, le plancher de bruit du laser Fabry-Perot injecté est augmenté à -120 dBc/Hz. Une augmentation du bruit du laser injecté aux hautes fréquences est probablement due aux oscillations de relaxation. Mais le pic de relaxation n’est pas très net, ce qui est

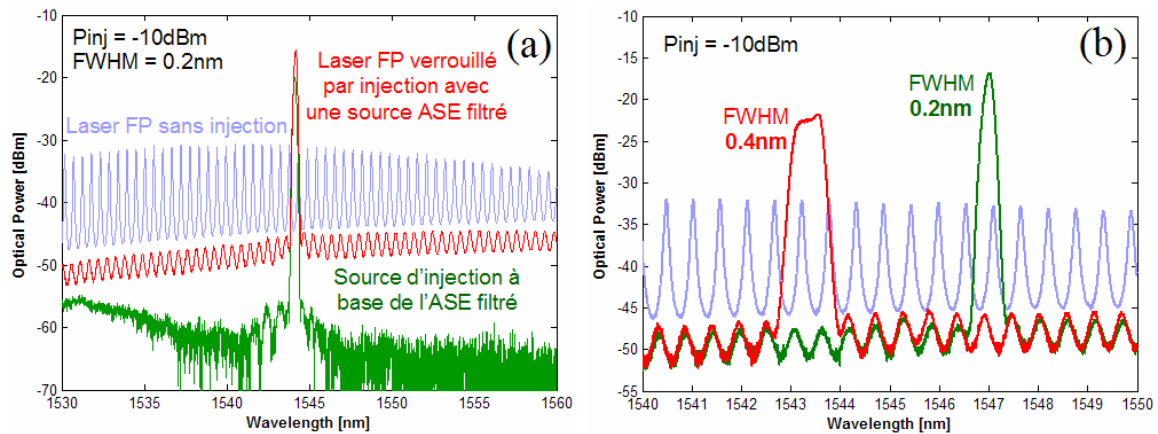


FIGURE 2.35 – Exemples de spectre optique d'un laser Fabry-Perot injecté par une source ASE tranchée spectralement : sur 30 nm (a) et sur 10 nm (b)

certainement lié à la faible cohérence du signal injecté.

Nous examinons ensuite le transfert de bruit pour différentes puissances optiques injectées. Les résultats de mesure sont présentés dans la figure 2.36 (b). Contrairement au cas de l'injection par une source à faible bruit, nous trouvons que le plancher de bruit du laser Fabry-Perot injecté augmente avec la puissance injectée. Ceci est tout à fait raisonnable car le transfert de bruit est proportionnel à la puissance injectée. Comme la source injectée possède un bruit très important, le laser Fabry-Perot injecté devient plus bruyé à forte puissance d'injection. Une augmentation du plancher de bruit de  $-120 \text{ dBc/Hz}$  pour une puissance injectée de  $-10 \text{ dBm}$  à  $-112 \text{ dBc/Hz}$  pour  $+5 \text{ dBm}$ .

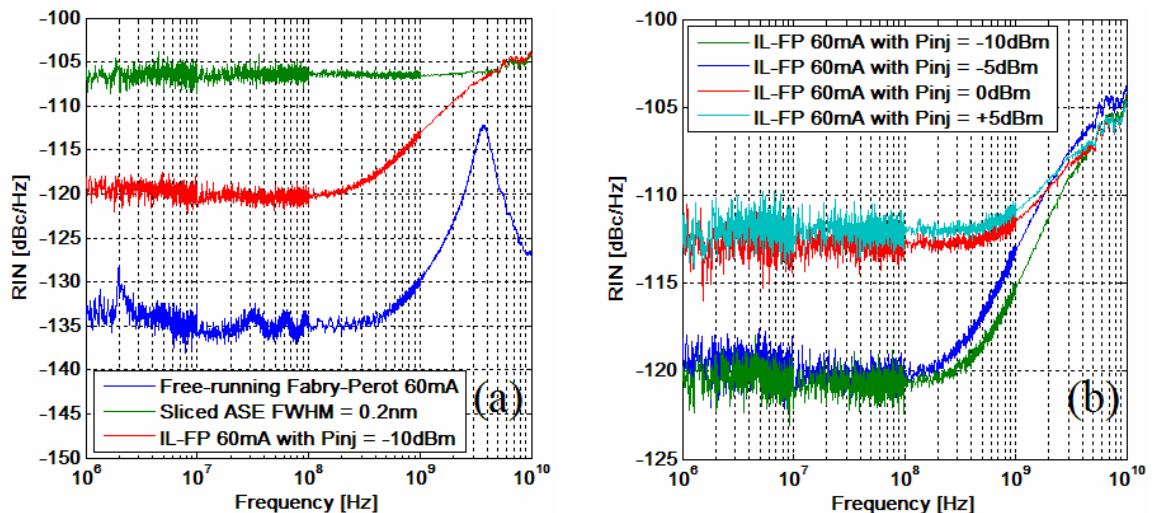


FIGURE 2.36 – Bruit d'intensité du laser Fabry-Perot Run1 injecté par une source à bruit important (source ASE tranchée spectralement) : augmentation du bruit (a) et dépendance à la puissance optique injectée (b)

Afin de confirmer ces résultats de mesure de bruit, nous présentons figure 2.37 une illustration du diagramme de l'oeil à 1,25 Gb/s du laser Fabry-Perot optiquement injecté par une source ASE filtrée spectralement. Il est donc visible que les fluctuations dues au bruit d'intensité sont très fortes comparées à celles d'un laser Fabry-Perot non injecté. A cause de ce bruit, il est très difficile de monter le débit au-delà de 1,25 Gb/s pour les systèmes WDM-PON en utilisant une source ASE découpée.

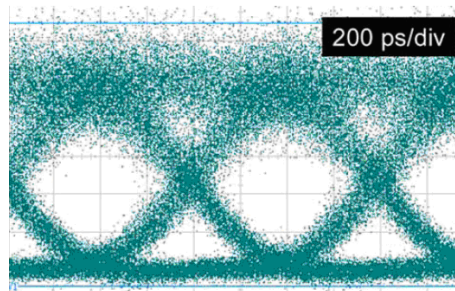


FIGURE 2.37 – Exemple de diagramme de l'oeil à 1,25 Gb/s d'un laser Fabry-Perot injecté par une source à bruit important (source ASE découpée ou filtrée spectralement) (d'après K. Lee *et al.* [49])

### 2.2.3.3 Accroissement de la fréquence de relaxation

Nous avons observé précédemment dans les mesures de réponse en fréquence ainsi que dans les mesures de bruit d'intensité une augmentation de la fréquence de relaxation du laser Fabry-Perot injecté. Ce phénomène est expliqué dans [45] par le fait que les photons sont couplés au champ optique du signal injecté (le signal injecté est donc amplifié). Par conséquent, la fréquence de relaxation est augmentée. Nous évaluons cette augmentation en fonction de la puissance injectée et du désaccord pour le laser Fabry-Perot Run1 en utilisant le banc de mesure de bruit ayant une bande spectrale de détection jusqu'à 26 GHz. Une source laser accordable est utilisée pour injecter le laser Fabry-Perot. Les résultats sont donnés figure 2.38.

Pour un désaccord fixé à +0,2 nm, nous varions la puissance injectée de -24 dBm à -10 dBm. La fréquence de relaxation s'accroît progressivement de 6,3 GHz pour une puissance injectée de -24 dBm jusqu'à 22,5 GHz pour -12 dBm. Il est à noter que la fréquence de relaxation du laser Fabry-Perot non injecté est de seulement 1,9 GHz. Donc, une augmentation de plus d'un facteur 10 fois est obtenue.

Pour une puissance injectée fixée à -15 dBm, nous varions le désaccord de +0,05 nm à +0,35 nm. Nous obtenons une diminution progressive de la fréquence de relaxation de 20,8 GHz pour un désaccord de +0,05 nm à 12,5 GHz pour +0,35 nm. La mesure sur une grande plage de désaccord n'était pas possible car le laser Fabry-Perot sort de la zone de verrouillage.

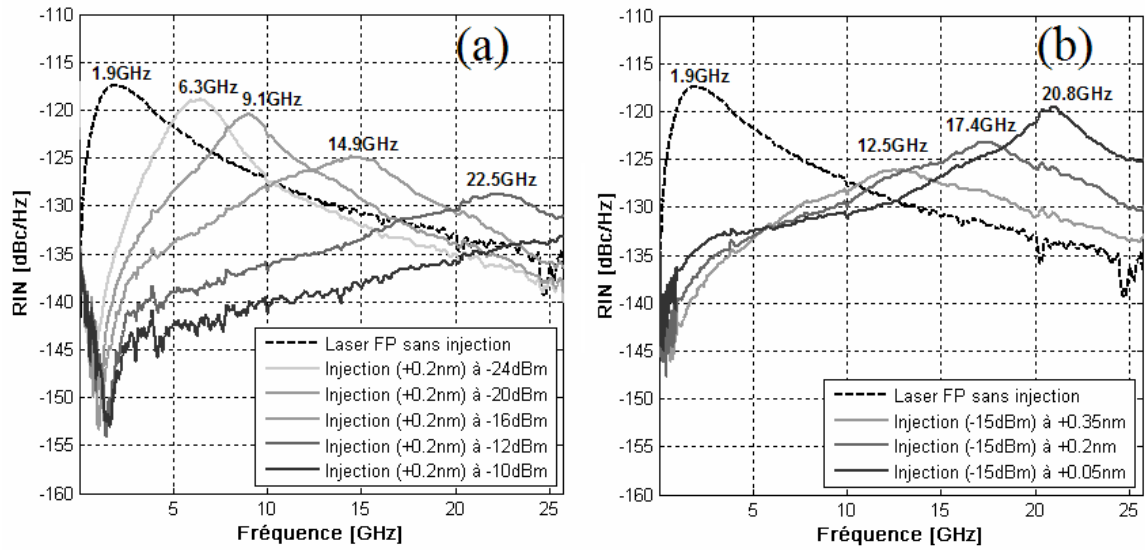


FIGURE 2.38 – Spectre de bruit d'intensité en fonction de la puissance optique injectée (a) et en fonction du désaccord (b) pour le laser Fabry-Perot Run1 [23]

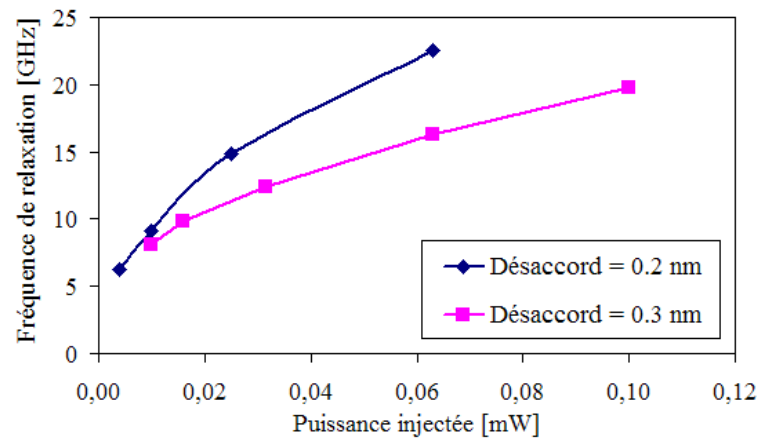


FIGURE 2.39 – Evolution de la fréquence de relaxation en fonction de la puissance injectée



Nous évaluons ensuite l'évolution de la fréquence de relaxation en fonction de la puissance injectée pour deux valeurs de désaccord fixées (+0,2 nm et +0,3 nm). Les courbes sont montrées dans la figure 2.39. Nous trouvons que l'augmentation est plus rapide à faible puissance injectée qu'à forte puissance injectée. Ces courbes ont tendance à atteindre une valeur de saturation à forte puissance injectée. L'observation pour les très hautes fréquences de relaxation n'était pas possible car notre analyseur de spectre électrique a une bande spectrale de détection limitée à 25 GHz. Néanmoins, les études théoriques et expérimentales pour un laser Fabry-Perot à multi-puits quantiques injecté ont montré une évolution très similaire de la fréquence de relaxation [45].

#### 2.2.4 Facteur de couplage phase-amplitude ( $\alpha_H$ )

Le facteur de couplage phase-amplitude (ou le paramètre alpha,  $\alpha_H$ ) est un des paramètres les plus importants d'un laser à semi-conducteur. Ce paramètre couple la phase avec l'amplitude du champ laser et se manifeste par un accroissement de la variation de fréquence dans le rayonnement émis (considérée comme le bruit de fréquence dans ce cas). C'est un paramètre indispensable à la caractérisation de laser à semi-conducteur car il influence plusieurs caractéristiques fondamentaux du laser tels que la largeur de raie, le chirp sous modulation directe, la stabilité de mode, la dynamique du laser,...

Du point de vue théorique, le facteur de couplage phase-amplitude est défini comme le rapport des dérivées partielles des parties réelles et complexes de l'indice de réfraction complexe  $n(\nu) = \text{Re}\{n(\nu)\} + i.\text{Im}\{n(\nu)\}$  du matériau constituant la cavité du laser par rapport à la densité de porteurs  $N$  [50].

$$\alpha_H = -\frac{\partial n_R / \partial N}{\partial n_I / \partial N} \quad (2-15)$$

Comme la partie réelle correspond à l'indice optique du milieu alors que la partie imaginaire est liée au gain, le facteur de couplage phase-amplitude est défini de façon plus explicite par :

$$\alpha_H = -\frac{4\pi}{\lambda} \times \frac{dn}{dg} \quad (2-16)$$

avec  $dn/dg$  la variation de l'indice de réfraction par rapport à la variation du gain, qui est elle-même due à la variation de densité de porteurs.

D'un point de vue physique, les variations du courant électrique injecté dans la cavité du laser à semi-conducteur provoquent des variations de la densité de porteurs. Ces variations provoquent elles-mêmes celles de la partie réelle de l'indice ce qui correspond à l'indice de réfraction du milieu. Or la longueur d'onde d'émission est liée à l'indice de réfraction. Donc, une variation de l'indice de réfraction produit une variation de la longueur d'onde ou de la fréquence. Par conséquent, dans des systèmes de communication optique utilisant l'émetteur à base de laser à semi-conducteur en modulation directe, la modulation du courant du laser

provoque la variation de fréquence (via le couplage phase-amplitude) que nous appelons le chirp en fréquence. C'est un paramètre pénalisant qui dégrade la qualité en transmission sur fibre optique. Un laser à faible paramètre  $\alpha_H$  est donc souhaité pour avoir la meilleure performance en transmission.

Il y a plusieurs techniques pour mesurer le facteur de couplage phase-amplitude [51], par exemple la méthode basée sur la mesure de largeur de raie [52], sur l'injection optique [53] ou sur la modulation directe [54],... Dans le contexte de notre étude pour laquelle le laser Fabry-Perot est utilisé comme un composant à modulation directe, nous nous intéressons donc particulièrement au facteur de couplage phase-amplitude en prenant en compte son impact sur le chirp du laser en modulation directe. Donc, nous avons utilisé la méthode basée sur la modulation directe du laser qui a été proposée dans [54]. Cette méthode est encore appelée FM/AM, c'est-à-dire que le paramètre  $\alpha_H$  est mesuré à partir du rapport de la modulation de phase ou de fréquence (FM pour Frequency Modulation) induite par la modulation d'amplitude (via le couplage phase-amplitude), (AM pour Amplitude Modulation). Dans cette section, nous décrivons la technique de mesure du paramètre  $\alpha_H$  qui a été développée au cours de cette thèse. Nous présentons ensuite les résultats de mesure pour le laser Fabry-Perot optiquement injecté. Nous évaluons également la dépendance de ce paramètre en fonction de la puissance optique injectée.

#### 2.2.4.1 Technique de mesure

Le montage expérimental pour la mesure du paramètre  $\alpha_H$  utilisant la méthode de modulation directe est décrit dans la figure 2.40 ci-dessous. Le synthétiseur génère un signal électrique à haute fréquence, qui vient moduler le laser à semi-conducteur à caractériser. Le signal optique modulé en sortie du laser est divisé en deux à l'aide d'un coupleur optique 50/50. Une partie du signal optique est envoyée sur un analyseur de spectre optique à très haute résolution (10 MHz ou 0,08 pm) pour visualiser le spectre optique du signal modulé. C'est un analyseur de spectre optique fonctionnant à base de l'effet de Brillouin et fabriqué par la compagnie Aragon Photonics (le BOSA pour Brillouin-based Optical Spectrum Analyser). Une autre partie du signal optique est détectée par une photodiode APD ayant une bande-passante de 20 GHz. Le signal électrique en sortie de la photodiode est envoyé sur un oscilloscope numérique (Agilent DSO avec une bande de détection de 12,5 GHz) afin de visualiser le signal temporel modulé. Le synthétiseur est contrôlé (fréquence, puissance RF) par un ordinateur. L'acquisition des signaux temporels et des spectres optiques à très haute résolution du signal optique modulé est automatisée à partir de l'ordinateur.

#### Principe

Comme nous l'avons déjà mentionné précédemment, le facteur de couplage phase-amplitude par la méthode de modulation directe est mesuré à partir du rapport de la modulation de phase sur celui de la modulation d'amplitude. Il est défini par [25, 54, 55] :

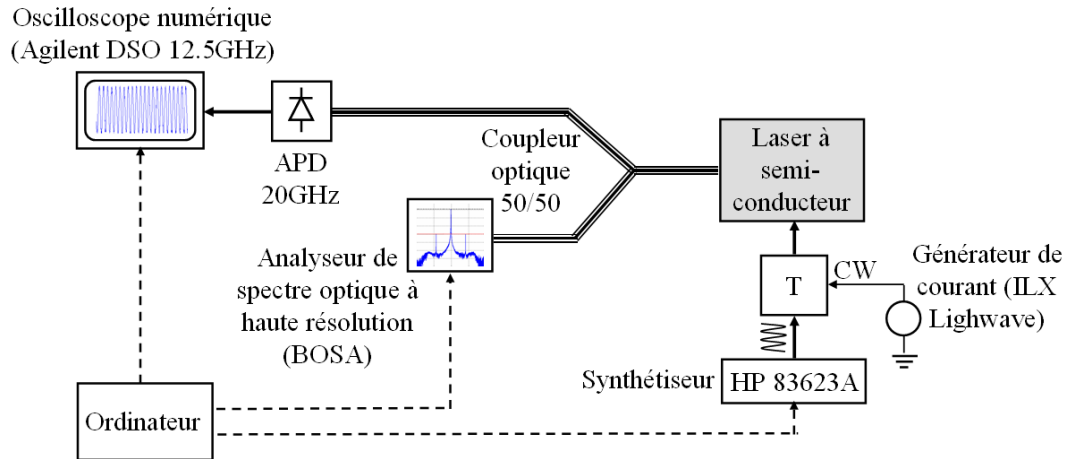


FIGURE 2.40 – Montage expérimental pour la mesure du facteur de couplage phase-amplitude basée sur la méthode de modulation directe

$$\alpha_H = \frac{2\beta}{m} \quad (2-17)$$

avec  $\beta$  l'indice de modulation de phase et  $m$  l'indice de modulation d'amplitude.

### Indice de modulation d'amplitude

Si le laser est directement modulé par un signal périodique du type cosinus de fréquence  $f$  et d'indice de modulation d'amplitude  $m$  autour d'une puissance moyenne  $\langle P(t) \rangle$ , nous avons la puissance instantanée  $P(t)$  :

$$P(t) = \langle P \rangle [1 + m \cdot \cos(2\pi ft)] \quad (2-18)$$

En utilisant le montage décrit ci-dessus, l'indice de modulation d'amplitude  $m$  est simplement mesuré à partir de la trace temporelle enregistrée par l'oscilloscope numérique. Il est défini par :

$$m = \frac{V_{\max} - V_{\min}}{V_{\max} + V_{\min}} \quad (2-19)$$

avec  $V_{\max}$ ,  $V_{\min}$  l'amplitude maximale et minimale par rapport au "zéro" optique (absence du signal optique sur la photodiode APD) du signal temporel, comme cela est illustré figure 2.41 (a). Dans notre expérience, afin d'éviter l'influence du bruit et de la fréquence de relaxation sur le signal temporel pour la petite modulation,  $m$  est mesuré à partir du spectre numérique obtenu en utilisant la transformation de Fourier de la trace temporelle, comme cela est illustré dans la figure 2.41 (b). Dans le domaine spectral, la valeur de  $m$  en échelle logarithmique est donnée par :

$$m_{dB} = -(\Delta_{dB} - 6) \quad (2-20)$$

avec  $\delta_{dB}$  l'écart entre le pic à la fréquence nulle (composant continu) et le premier pic latéral (fréquence de modulation).

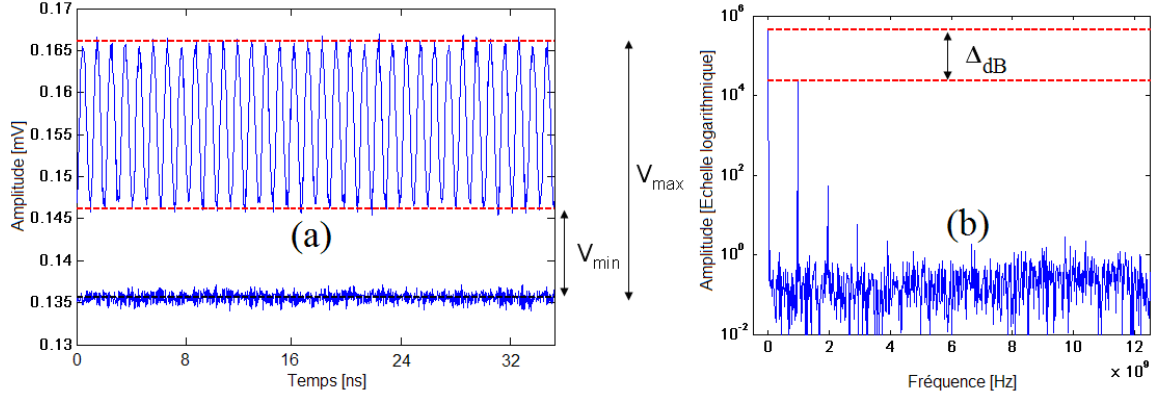


FIGURE 2.41 – Signal temporel enregistré par l'oscilloscope (a) et son spectre numérique obtenu par une transformation de Fourier (b) pour la déduction de l'indice de modulation d'amplitude  $m$

#### Indice de modulation de phase :

Avec un indice de modulation d'amplitude  $m$  connu, l'indice de modulation de phase  $\beta$  est obtenu à partir du spectre optique à très haute résolution enregistré par le BOSA. La figure 2.42 montre un exemple de spectre optique pour un laser DFB directement modulé à 4 GHz. Le pic central correspond à la porteuse optique émise par le laser (composante continue) et les pics latéraux correspondent à la modulation (en amplitude et aussi en phase due au couplage phase-amplitude). Pour la mesure du paramètre  $\alpha_H$  par la méthode FM/AM, A. Yariv *et al.* ont montré la dépendance du rapport entre l'amplitude du pic central et celle des pics latéraux en fonction de  $m$  et  $\beta$  par la relation suivante [54, 55] :

$$\frac{P_{\text{mod}}}{P_0} = \frac{J_1^2(\beta) + \left\{ \left(\frac{m}{4}\right) [J_2(\beta) - J_0(\beta)]^2 \right\}}{J_0^2(\beta) + \left(\frac{m}{2}\right)^2 J_1^2(\beta)} \quad (2-21)$$

Avec  $P_0$ ,  $P_{\text{mod}}$  la puissance optique du pic central et du pic latéral dû à la modulation respectivement,  $J_n(\beta)$  la fonction de Bessel d'ordre  $n$ . En résolvant cette équation, nous obtenons l'indice de modulation de phase  $\beta$ . Avec  $m$  et  $\beta$  connus, nous déduisons donc le paramètre  $\alpha_H$  en utilisant la formule 2.21. Cette méthode nous permet de mesurer le facteur  $\alpha_H$  pour une fréquence de modulation donnée.

Comme le facteur  $\alpha_H$  dépend de la fréquence de modulation, nous traçons donc son évolution en fonction de la fréquence de modulation pour un courant de polarisation fixé du laser. Il suffit simplement de faire varier la fréquence de modulation générée par le synthétiseur. Néanmoins, un point important de l'expérience est que l'indice de modulation d'amplitude doit être fixé à une valeur constante et faible (environ 5%) pour toutes les fréquences de modulation. Pour s'en assurer, un algorithme d'ajustement de la puissance

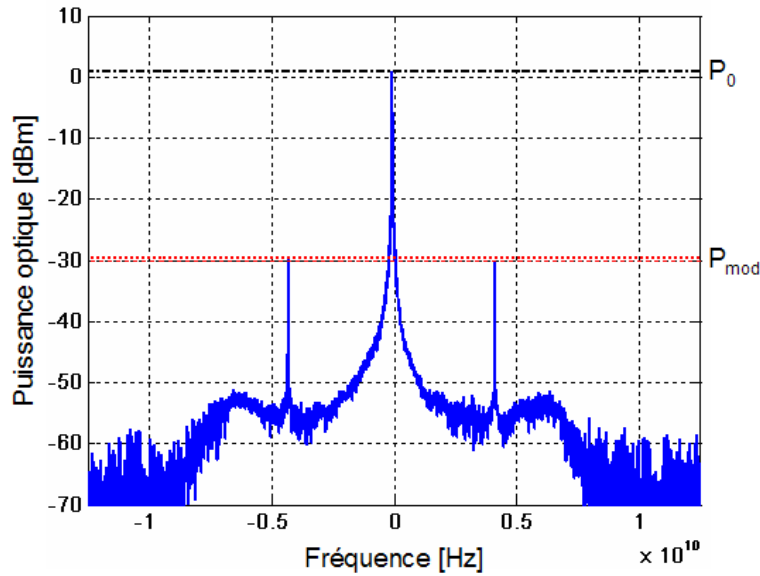


FIGURE 2.42 – Spectre optique à très haute résolution d'un laser DFB directement modulé à 4 GHz

RF générée par le synthétiseur afin d'obtenir l'indice de modulation d'amplitude voulu est exécuté pour chaque fréquence de modulation. Pour ce faire, un script MATLAB calculant l'indice de modulation d'amplitude en "temps-réel" est implémenté dans la boucle d'ajustement de puissance RF. La figure 2.43 montre un exemple de la courbe du paramètre  $\alpha_H$  en fonction de la fréquence de modulation pour un laser DFB à modulation polarisé à 2,5 fois de son seuil. Nous trouvons donc que le paramètre  $\alpha_H$  est élevé pour les faibles fréquences de modulation puis il diminue et tend vers une valeur fixe pour les hautes fréquences de modulation. Cela signifie qu'il y a plus d'interaction entre l'intensité et la phase en basse fréquence qu'à haute fréquence. C'est une évolution classique que nous pouvons retrouver dans [25, 56]. Comme cela est expliqué dans [57], la valeur importante du facteur  $\alpha_H$  en basse fréquence est due à la forte réponse de la modulation en fréquence à cause de l'effet thermique dans cette gamme de fréquence.

#### Déduction des paramètres de chirp :

Théoriquement, il a été démontré que le facteur  $\alpha_H$  dépend de la fréquence de modulation à travers la relation suivante [25, 58, 59] :

$$\alpha_H = \frac{2\beta}{m} = \theta \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{f_c}{f}\right)^2} = \theta \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{\kappa I_0}{2\pi f}\right)^2} \quad (2-22)$$

avec  $\theta$  le facteur transitoire de chirp (sans unité),  $\kappa$  le facteur adiabatique de chirp en GHz/mW,  $f_c$  le chirp adiabatique en fréquence en GHz et  $I_0$  l'intensité moyenne du laser modulé en mW. Le chirp adiabatique dépend fortement de l'intensité optique et apparaît comme des déviations fréquentielles correspondants aux niveaux "0" et "1" du signal modulé. Le chirp transitoire apparaît comme les déviations fréquentielles correspondants aux fronts

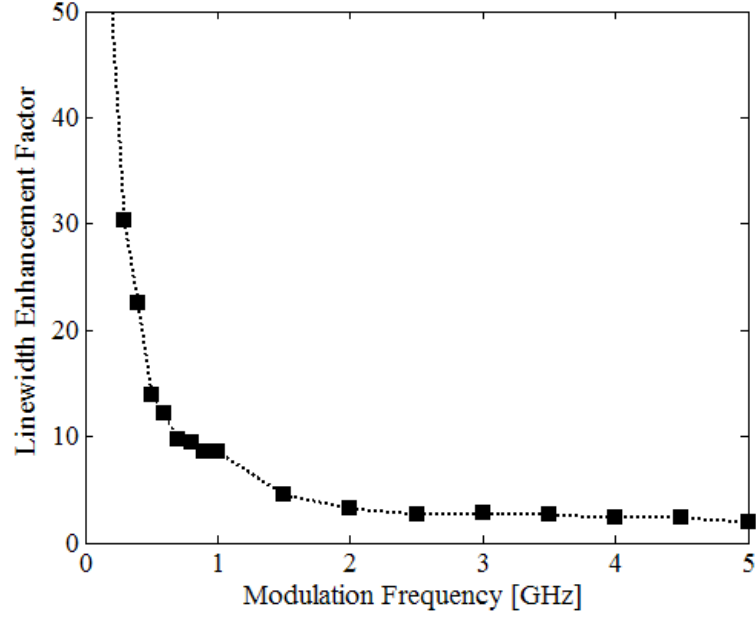


FIGURE 2.43 – Un exemple de courbe de paramètre  $\alpha_H$  pour un laser DFB à modulation directe

montants et descendants du signal modulé. Cette dépendance du facteur  $\alpha_H$  en fonction de la fréquence de modulation nous montre que le plancher en basse fréquence correspond avec le paramètre transitoire du chirp alors que la remontée en basse fréquence correspond avec le paramètre adiabatique du chirp, comme cela est observé dans la courbe de la figure 2.43. Par définition, la fréquence instantanée  $\delta\nu(t)$  liée au chirp, lorsque le laser est modulé en intensité, est liée à la dérivation de la phase [25, 57, 58] :

$$\Delta\nu(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi(t)}{dt} = \frac{\theta}{4\pi} \left( \frac{1}{P(t)} \frac{dP(t)}{dt} + \kappa P(t) \right) \quad (2-23)$$

avec  $\varphi(t)$  la phase instantanée et  $P(t)$  la puissance instantanée. La déviation fréquentielle en fonction du temps à cause du chirp est appelée chirp résolu en temps (TRC pour Time Resolved Chirp). Souvent, le TRC d'un laser directement modulé en intensité est mesuré en utilisant un montage interférentiel permettant de traduire la variation fréquentielle instantanée en intensité, qui est détectable par une photodiode. Dans le cadre de notre expérience, nous ne mesurons pas le TRC. Mais nous estimons les paramètres (adiabatique et transitoire) du chirp du laser en ajustant la courbe expérimentale à la courbe théorique obtenue en fonction de la fréquence de modulation donnée dans l'équation 2.22.

Un exemple des résultats de mesure d'un laser DFB à modulation directe est donné figure 2.44 (a) pour différents courants de polarisation. C'est un laser DFB ayant une région active à base de matériau à multi-puits quantiques InGaAsP fabriqué par Avanex (1915 LMI). Les points carrés représentent les résultats expérimentaux et les courbes solides représentent les interpolations théoriques correspondantes basées sur l'équation 2.22. La caractéristique

puissance-courant de ce laser est donnée figure 2.44 (b). Ce laser présente un courant de seuil d'environ 20 mA. Donc, les courbes de paramètre  $\alpha_H$  sont mesurées pour des courants de polarisation variant de 1,5 à 3 fois son seuil.

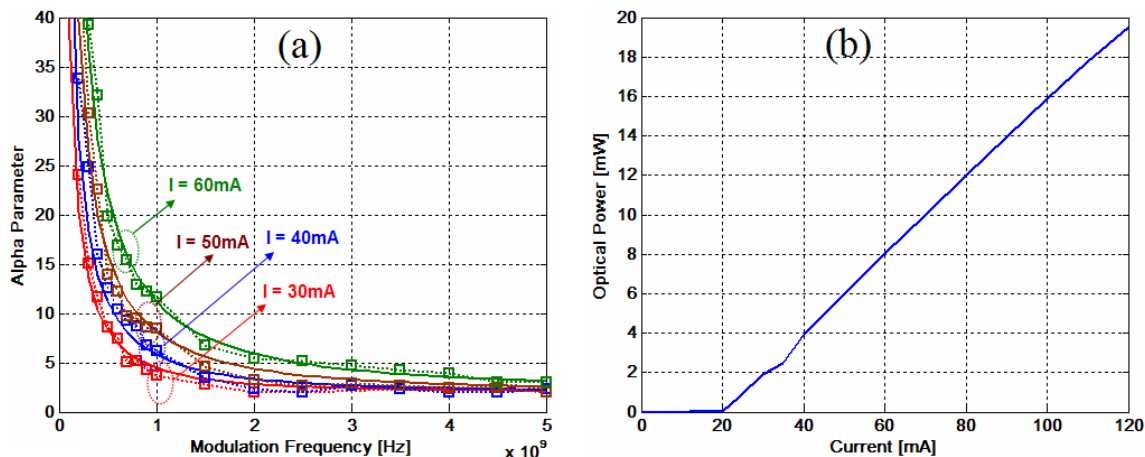


FIGURE 2.44 – Paramètre  $\alpha_H$  d'un laser DFB à multi-puits quantiques à modulation directe (a) et sa caractéristique puissance-courant (b)

En adaptant les courbes expérimentales avec celles obtenues par interpolation théorique, nous pouvons déduire les paramètres adiabatique et transitoire du chirp de ce laser DFB. Les résultats sont donnés figure 2.45. Le paramètre transitoire du chirp est quasiment constant (autour de 2) pour différents courants de polarisation alors que le paramètre adiabatique du chirp (autour de 30 GHz/mW) augmente légèrement avec le courant, ce qui est visible figure 2.44 (a) par l'augmentation du facteur  $\alpha_H$  en basse fréquence avec le courant. G.P Agrawal a montré dans [60] que le facteur de couplage phase-amplitude (donc les paramètres de chirp) dépend généralement de l'intensité ou du courant de polarisation du laser. Il augmente avec l'intensité à cause du changement de l'indice de réfraction. Cette augmentation devient importante quand le laser fonctionne en régime de saturation. La dépendance du facteur  $\alpha_H$  en fonction de la fréquence de modulation dans l'équation 2.22 nous montre bien que le plancher en haute fréquence correspond au paramètre transitoire du chirp alors que la remontée en basse fréquence correspond au paramètre adiabatique du chirp.

#### 2.2.4.2 Facteur $\alpha_H$ du laser Fabry-Perot optiquement injecté

Dans ce paragraphe, nous effectuons, par la technique FM/AM décrite ci-dessus, les mesures du facteur de couplage phase-amplitude pour un laser Fabry-Perot verrouillé par injection optique. Dans ce cas, "le laser à semi-conducteur" dans le montage de la figure 2.40 est remplacé par le laser Fabry-Perot optiquement injecté. La mesure a été réalisée sur le laser Fabry-Perot Run2 dans lequel les deux peignes TE et TM sont superposés. Une source laser monomode accordable Agilent est injectée au centre d'un mode autour de 1555 nm afin

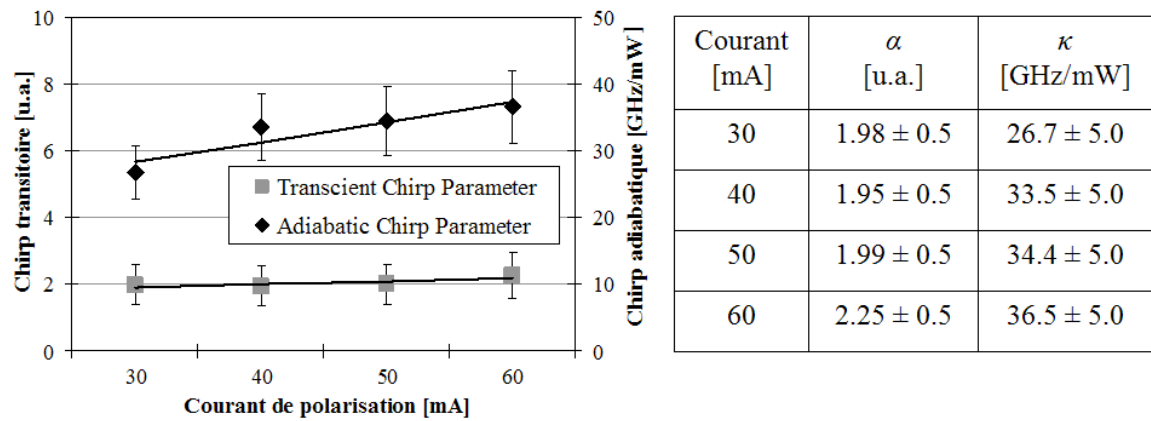


FIGURE 2.45 – Extraction des paramètres (adiabatique et transitoire) du chirp à partir des courbes expérimentales

d'obtenir un régime de verrouillage stable sous modulation. En appliquant la même procédure expérimentale que celle décrite précédemment, le traçage du facteur  $\alpha_H$  en fonction de la fréquence de modulation est obtenu figure 2.46.

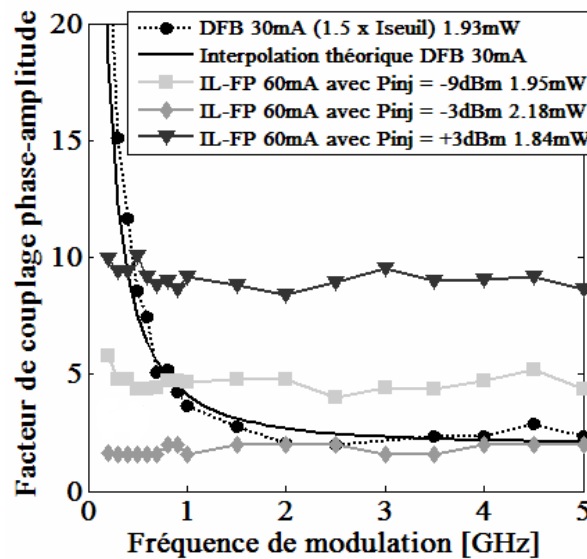


FIGURE 2.46 – Facteur  $\alpha_H$  du laser Fabry-Perot injecté [61]

La figure 2.46 montre l'évolution du facteur  $\alpha_H$  du laser Fabry-Perot injecté. Elle est quasiment constante en fonction de fréquence de modulation. Cette évolution est différente de celle d'un laser à semi-conducteur non injecté pour laquelle une forte augmentation apparaît en basse fréquence à cause du chirp adiabatique. Nous ne réalisons pas d'interpolation théorique pour les résultats du laser Fabry-Perot injecté car en comparant avec la formule théorique 2.22, il est facile de déduire que : le chirp adiabatique est pratiquement négligeable



et que la valeur du chirp transitoire approche celle du facteur  $\alpha_H$ .

Ces résultats montrent donc que le chirp adiabatique est supprimé pour un laser Fabry-Perot injecté. La réduction de chirp adiabatique peut être expliquée par le fait que l'injection optique réduit la variation de la densité de porteurs, donc la variation de l'indice de réfraction due à la transition entre le niveau "1" et le niveau "0". Par conséquent, la déviation de fréquence liée à cette transition est réduite. C'est-à-dire que le chirp adiabatique est réduit. En résumé, l'injection optique va permettre de fixer l'effet laser sur le signal externe et non sur le processus de filtrage de la cavité laser [62]. La suppression du chirp d'un laser DFB directement modulé à 10 Gb/s grâce à une forte injection optique a été démontrée par Mohrdiek *et al.* [63]. Récemment, des études ont montré la suppression du chirp adiabatique par injection optique pour les lasers VCSEL monomode [64, 65] et multimode [66]. En plus, il est possible d'ajuster le chirp du laser VCSEL en modifiant les paramètres d'injection afin de compenser la dispersion chromatique de la fibre lors de la propagation, et donc d'améliorer la portée de la transmission. Une amélioration de plus de 10 fois la distance de transmission a été obtenue au débit de 10 Gb/s pour un laser VCSEL monomode injecté [64] et une transmission sur 90 km a été obtenue pour un laser VCSEL multimode injecté [66].

Une illustration de mesure de TRC par Zhang *et al.* [64] pour un laser VCSEL monomode optiquement injecté est donnée dans la figure 2.47. Dans cette mesure, le laser VCSEL monomode est directement modulé à 10 Gb/s par une série de donnée de type NRZ. La figure 2.47 (b) montre que le chirp adiabatique est quasi-supprimé en cas d'injection optique avec un taux de 6,2 dB (le rapport entre la puissance optique injectée et celle du laser VCSEL libre).

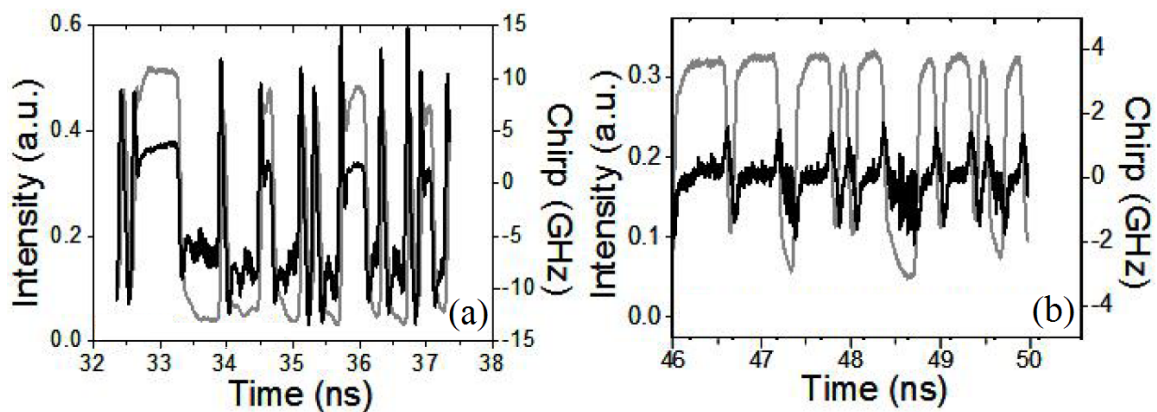


FIGURE 2.47 – Exemples de la suppression de chirp adiabatique par injection optique pour un laser VCSEL monomode : sans injection optique (a) et avec injection optique (b) (d'après Zhang *et al.* [64])

### 2.2.4.3 Dépendance à la puissance optique injectée

Dans la figure 2.46, nous constatons aussi que le facteur  $\alpha_H$  (précisément le chirp transitoire dans ce cas) varie fortement pour différentes puissances injectées. Nous sommes intéressés donc par évaluer l'évolution du facteur  $\alpha_H$  en fonction de la puissance optique injectée. Pour ce faire, nous fixons le verrouillage à un désaccord donné ( $\sim +0,2$  nm) et nous variaisons la puissance optique injectée dans la plage étudiée (-9 dBm à +3 dBm) dans laquelle le verrouillage est toujours maintenue sous la modulation directe. Ensuite, nous mesurons le facteur  $\alpha_H$  correspondant à chaque puissance optique injectée à une fréquence de modulation donnée (1 GHz). Le choix de la fréquence de modulation n'a pas vraiment impact car le facteur  $\alpha_H$  est quasi constant en fonction de la fréquence de modulation.

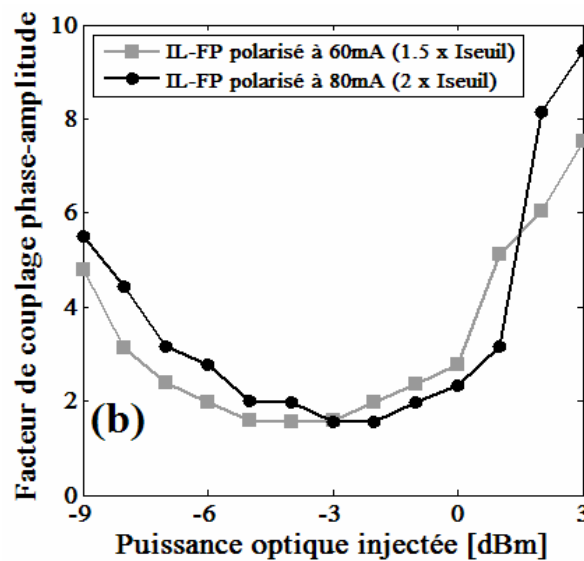


FIGURE 2.48 – Variation de facteur  $\alpha_H$  du laser Fabry-Perot en fonction de la puissance injectée [61]

La figure 2.48 donne l'évolution expérimentale, en fonction de la puissance optique injectée, du facteur de couplage phase-amplitude du laser Fabry-Perot Run2. Cette évolution n'est pas linéaire. Elle montre que le facteur  $\alpha_H$  est faible pour des puissances d'injection modérées (autours de -3 dBm). Pour une puissance injectée trop faible ou trop forte, le facteur  $\alpha_H$  augmente. Le facteur  $\alpha_H$  à faible puissance injectée est donc plus élevé ; cela peut être compris par le fait que la réduction de la variation de la densité de porteurs est moins importante à faible puissance injectée. Donc, la variation de l'indice de réfraction durant le temps de transition entre le niveau "1" et le niveau "0" est plus forte à faible puissance. Par conséquent, le facteur  $\alpha_H$  (ou le chirp transitoire dans ce cas) est plus élevé à faible puissance injectée qu'à moyenne puissance injectée. Mais quand la puissance injectée est très forte ( $> 0$  dBm), le facteur  $\alpha_H$  augmente rapidement. Cela est certainement dû à la saturation du gain liée à la puissance injectée trop importante, comme cela a été montré par

Agrawal [60]. Pour les lasers monomode [64] et multimode [66] optiquement injectés, il a été aussi démontré que l'augmentation de la puissance optique injectée fait diminuer le chirp transitoire. Par contre, l'augmentation du chirp transitoire à très forte puissance injectée n'a pas été observée pour des lasers VCSEL. Une illustration de la variation du chirp transitoire en fonction de différentes puissances optiques injectées via la mesure de TRC effectuée par Zhang et al est donnée dans la figure 2.49 pour un laser VCSEL monomode [64]. Nous voyons donc que le chirp transitoire diminue quand la puissance optique injectée augmente. Nous allons voir dans le prochain paragraphe l'impact du facteur  $\alpha_H$  ou du chirp sur les performances en transmission utilisant le laser Fabry-Perot injecté comme le composant à modulation directe.

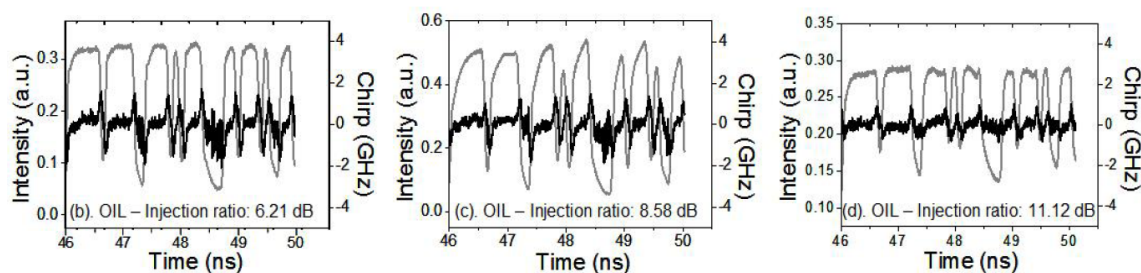


FIGURE 2.49 – Exemples de chirp en fréquence en fonction de différentes puissances optiques injectées pour un laser VCSEL monomode (d'après Zhang *et al.* [64])

## 2.2.5 Performances en transmission à 2,5 Gb/s

Afin de confirmer les résultats de mesure de la dépendance du facteur  $\alpha_H$  en fonction de la puissance optique injectée, nous avons évalué l'impact de ce facteur sur les performances en transmission, qui sont directement influencées par le chirp ou le paramètre  $\alpha_H$  du laser Fabry-Perot en modulation directe. Avant de présenter et d'analyser les performances en transmission, nous allons rappeler rapidement le principe d'évaluation des performances en transmission via la mesure de taux d'erreur binaire (TEB).

### 2.2.5.1 Principe de mesure du taux d'erreur binaire

Pour évaluer la qualité d'une transmission sur fibre optique où le signal peut subir des dégradations (bruit, atténuation, dispersion, réflexion,...), les critères d'évaluation sont utilisés pour le signal obtenu après réception. Dans l'environnement de test au laboratoire, l'émetteur optique (le laser à modulation directe ou le modulateur externe) est modulé par une séquence électrique de bits "pseudo aléatoire" PRBS (Pseudo Random Bit Sequence). Cette séquence a une longueur de bits de  $2^n - 1$  et permet de générer toutes les combinaisons possibles composées des symboles "1" et "0". Le signal optique codé issu de l'émetteur est transmis dans le réseau de fibre optique pour atteindre le photorécepteur.

A la réception, le photorécepteur permet de convertir les signaux optiques en données électriques. Ce récepteur peut comprendre plusieurs éléments tels que la photodiode, l'amplificateur trans-impédance, le filtre intégrateur-moyenneur, le module récupération d'horloge, le dispositif de prise de décision. Le dernier élément permet de comparer la tension reçue  $V(t)$  à un seuil préétabli  $V_S$  et de décider si le symbole binaire reçu est un "1" (si la tension reçue est supérieure au seuil de décision) ou un "0" (si la tension reçue est inférieure au seuil). Mais à cause des fluctuations dues au bruit ou des distorsions, une erreur de décision peut se produire quand la tension reçue est inférieure au seuil de décision pour un symbole "1" émis et quand la tension reçue est supérieure au seuil pour un symbole "0" émis.

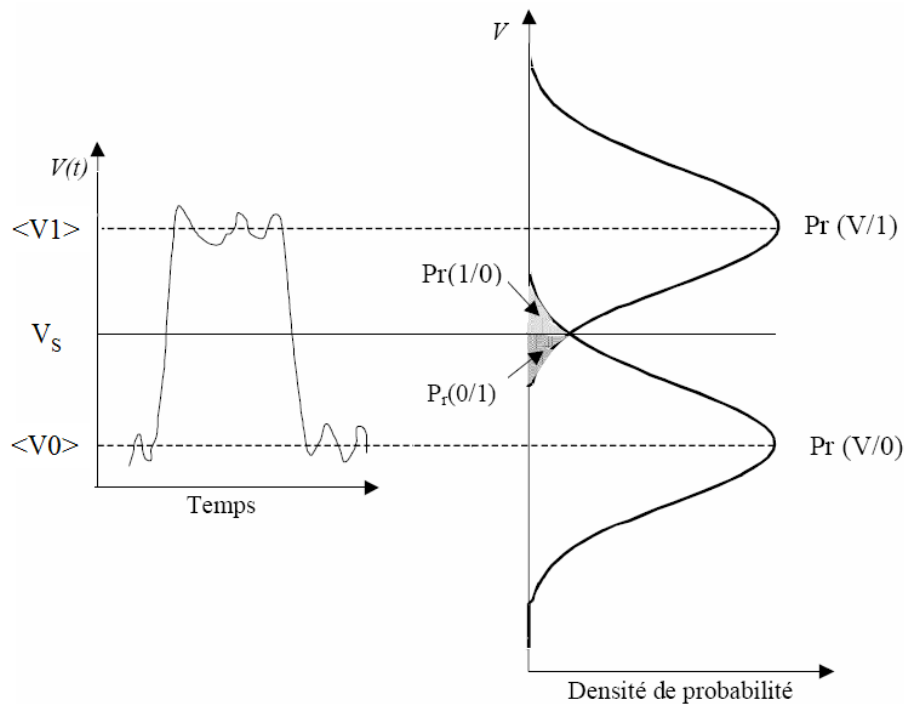


FIGURE 2.50 – Signal présentant des fluctuations reçu au photodétecteur (a) et les densités de probabilité par la distribution Gaussienne des bits "1" et "0" (b) [37]

La tension  $V(t)$  est proportionnelle à l'énergie du signal optique reçue instantanément. Statistiquement,  $V(t)$  est un processus aléatoire. Nous considérons donc  $P_r(V)$  sa densité de probabilité. Ces densités de probabilité  $V(t)$  sont illustrées figure 2.50 [37]. Donc, une erreur s'est produite chaque fois que  $V(t) > V_S$  si le symbole "0" est émis et que  $V(t) < V_S$  si le symbole "1" est émis. En supposant que les erreurs produites sont indépendantes, le TEB  $P_e$  est défini par :

$$TEB = P_e = P_r(0) P_r(V(t) > V_S) + P_r(1) P_r(V(t) < V_S) \quad (2-24)$$

Avec  $P_r("0")$  et  $P_r("1")$  les probabilités d'émission des symboles "0" et "1",  $P_r(V(t) > V_S)$  et  $P_r(V(t) < V_S)$  les probabilités de décider un symbole "1" quand le symbole "0" est émis

et de décider un symbole "0" quand le symbole "1" est émis. Si nous considérons que la statistique de bruit suit une loi Gaussienne et les émissions des symboles "1" et "0" sont équilibrées. C'est-à-dire  $P_r("0") = P_r("1") = 1/2$ . Nous avons l'expression du TEB définie par :

$$TEB = P_e = \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left( \frac{\langle V_1 \rangle - V_S}{\sigma_1 \sqrt{2}} \right) + \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left( \frac{V_S - \langle V_0 \rangle}{\sigma_0 \sqrt{2}} \right) \quad (2-25)$$

Avec  $\langle V_1 \rangle$  et  $\langle V_0 \rangle$  les tensions moyennes reçues pour les symboles "1" et "0",  $\sigma_1$  et  $\sigma_0$  les variances dues au bruit sur les symboles "1" et "0",  $\operatorname{erfc}(x)$  la fonction d'erreur définie par :

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} \exp(-t^2) dt \quad (2-26)$$

Donc, l'équation 2.25 montre que le TEB dépend du seuil de décision  $V_S$ . En pratique, le  $V_S$  est optimisé pour minimiser le TEB. Le TEB est minimal quand le seuil de décision  $V_S$  est choisi tel que :

$$\frac{(V_S - \langle V_0 \rangle)^2}{2\sigma_0^2} = \frac{(\langle V_1 \rangle - V_S)^2}{2\sigma_1^2} + \ln \left( \frac{\sigma_1}{\sigma_0} \right) \quad (2-27)$$

Comme le dernier terme de cette équation est négligeable pour la plupart des cas [37] (c'est-à-dire  $\sigma_1 \approx \sigma_0$ ), nous déduisons le seuil optimal pour lequel le TEB est minimal :

$$V_S^{\text{optimal}} = \frac{\sigma_1 \langle V_0 \rangle + \sigma_0 \langle V_1 \rangle}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad (2-28)$$

Dans ce cas, le TEB est défini par :

$$TEB = P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{\langle V_1 \rangle - \langle V_0 \rangle}{\sqrt{2}(\sigma_1 + \sigma_0)} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{Q}{\sqrt{2}} \right) \quad (2-29)$$

Avec  $Q$  le facteur de qualité défini par :

$$Q = \frac{\langle V_1 \rangle - \langle V_0 \rangle}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad (2-30)$$

Ce facteur  $Q$  représente une estimation de la "séparation" entre les distributions de probabilité des signaux représentant les différents symboles binaires. Nous pouvons ainsi, dans le cas d'une statistique gaussienne pour le bruit, se contenter d'une mesure du facteur  $Q$ , dont la donnée est équivalente à celle de la probabilité d'erreur. Par exemple, un facteur  $Q$  de 6 correspond avec un TEB de  $10^{-9}$  classique en communication numérique. La probabilité d'erreur est accessible à la mesure, à travers un équipement de mesure de TEB, que nous appelons par la suite BERT (Bit Error Rate Tester).

Dans les mesures de transmission, nous traçons les courbes de l'évolution du TEB en fonction de la puissance optique reçue sur la photodiode. Pour ces mesures, il est toujours essentiel de tracer la courbe BTB (Back-To-Back), qui correspond au cas d'absence de lien de

transmission entre l'émetteur et le récepteur. A partir des courbes TEB, nous déterminons la sensibilité du récepteur pour une valeur de TEB ( $10^{-9}$  par exemple). Afin d'évaluer la qualité d'une transmission, nous mesurons l'écart en dB entre la sensibilité du récepteur pour le signal transmis avec celle en BTB. Nous l'appelons la pénalité due à la transmission. Plus la pénalité est faible, plus la qualité de transmission est bonne.

### 2.2.5.2 Performances en transmission du laser Fabry-Perot verrouillé par injection optique

Il a été montré précédemment que la bande passante de modulation de notre laser Fabry-Perot verrouillé est autour de 2 GHz. Nous allons effectuer une expérience de transmission à 2,5 Gb/s pour ce laser. Pour avoir une meilleure visibilité sur l'impact du chirp du laser Fabry-Perot injecté sur la transmission, la transmission est réalisée sur une longue portée de fibre (100 km). Pour rappel, il a été démontré que la pénalité due au chirp d'un laser monomode de type DFB directement modulé a l'expression suivante [67, 68] :

$$\delta_{chirp} = 10 \log \left( \frac{1}{1 - 4LDB\Delta\lambda_{chirp}} \right) \quad (2-31)$$

Avec  $L$  la longueur de la fibre optique,  $D$  le paramètre la dispersion chromatique,  $B$  le débit et  $\delta\lambda_{chirp}$  le décalage en longueur d'onde correspondant au chirp en fréquence. Nous voyons bien évidemment que la pénalité devient importante pour une longue portée de transmission, un débit élevé et un grand chirp du laser à modulation directe.

Le montage expérimental de la transmission utilisant le laser Fabry-Perot verrouillé et directement modulé est montré figure 2.51 ci-dessous. La source d'injection continue à 1555 nm est issue d'un laser accordable du type ECL. La puissance injectée est ajustée via l'atténuateur optique variable VOA (Variable Optical Attenuator). Un contrôleur de polarisation PC (Polarization Controller) est utilisé afin de maximiser l'efficacité du verrouillage en injection. Le laser Fabry-Perot est polarisé à 70 mA sur la section à gain et directement modulé par les séquences PRBS de longueur  $2^{31}-1$  d'amplitude 2 Vpp à 2,5 Gb/s issues d'un générateur de séquences PPG (Pulse Pattern Generator). L'analyseur de spectre optique sert à visualiser le spectre optique du laser Fabry-Perot en régime de verrouillage. Le signal optique modulé issu du laser Fabry-Perot est transmis sur 100 km de SMF standard. Le signal en sortie de la fibre est amplifié par un amplificateur EDFA, filtré par un filtre optique de largeur 0,2 nm. Le signal est finalement d'une part visualisé par un oscilloscope optique (OSC) et d'autre part détecté par un récepteur à base d'APD. La qualité de transmission est évaluée par un équipement de mesure de TEB (BERT).

Les performances en termes de TEB obtenu après la transmission sur 100 km sont données figure 2.52. Le laser Fabry-Perot dans ce cas est verrouillé par une injection de -6 dBm à 1555 nm. Afin d'évaluer ces résultats, nous comparons aux courbes TEB de référence qui sont tracées pour le cas de la transmission d'un signal à 2,5 Gb/s en utilisant un modulateur externe du type LiNbO<sub>3</sub> et une source accordable ECL. La référence est

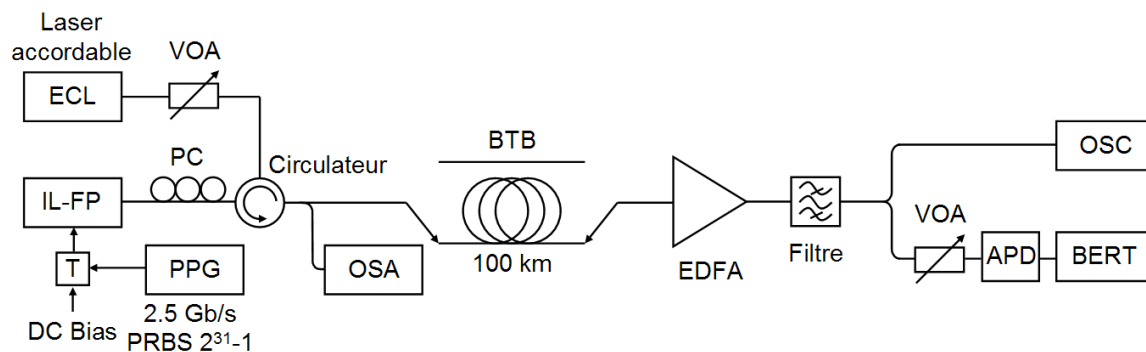


FIGURE 2.51 – Montage expérimental pour l'évaluation des performances en transmission de l'IL-FP

considérée comme le meilleur cas car le laser ECL a un très faible bruit et le modulateur  $\text{LiNbO}_3$  a un chirp quasiment négligeable. Pour que les résultats soient comparables, nous ajustons le taux d'extinction ER du modulateur  $\text{LiNbO}_3$  à la même valeur que celui du laser Fabry-Perot injecté (5,6 dB à -6 dBm d'injection).

Pour les courbes BTB (sans transmission), les deux cas donnent les mêmes résultats en termes de la sensibilité du récepteur : -31,5 dBm au TEB de  $10^{-9}$ . Ce qui signifie que le laser Fabry-Perot a un bruit d'intensité très faible. Cela reconferme nos résultats de mesure de bruit ainsi que le processus de transfère de bruit lors de l'injection optique parce que le laser Fabry-Perot est injecté dans ce cas avec une source ECL à très faible bruit.

Pour la transmission sur 100 km, nous obtenons une pénalité de 1 dB pour le laser Fabry-Perot injecté au TEB de  $10^{-9}$  alors que celle pour le modulateur  $\text{LiNbO}_3$  est environ 0,3 dB. Cela signifie que le laser Fabry-Perot injecté possède quand même un chirp non négligeable comparé au cas d'un modulateur  $\text{LiNbO}_3$  (chirp quasiment négligeable). Mais comparé à d'autres solutions d'émetteur achromatique à base de modulateur réflectif comme le RSOA, les résultats de performances du laser Fabry-Perot injecté sont beaucoup plus prometteurs en termes de chirp [69, 70]. Comme nous pouvons le voir figure 2.52, le diagramme de l'oeil à 2,5 Gb/s du signal issu du laser Fabry-Perot injecté après 100 km n'est pas beaucoup distordu à cause du chirp. Donc, ces résultats confirment la réduction du chirp (notamment le chirp adiabatique) grâce à l'injection optique dans le laser Fabry-Perot. En plus, notons que la pénalité de 1 dB pour la transmission sur 100 km n'est pas causée seulement par le chirp du laser, mais aussi par le bruit d'ASE introduit par l'amplificateur EDFA à la réception.

### 2.2.5.3 Dépendance des performances en transmission en fonction de la puissance optique injectée

Nous avons montré dans le paragraphe précédent la dépendance du facteur  $\alpha_H$  du laser Fabry-Perot injecté en fonction de la puissance d'injection. Afin de confirmer ces résultats

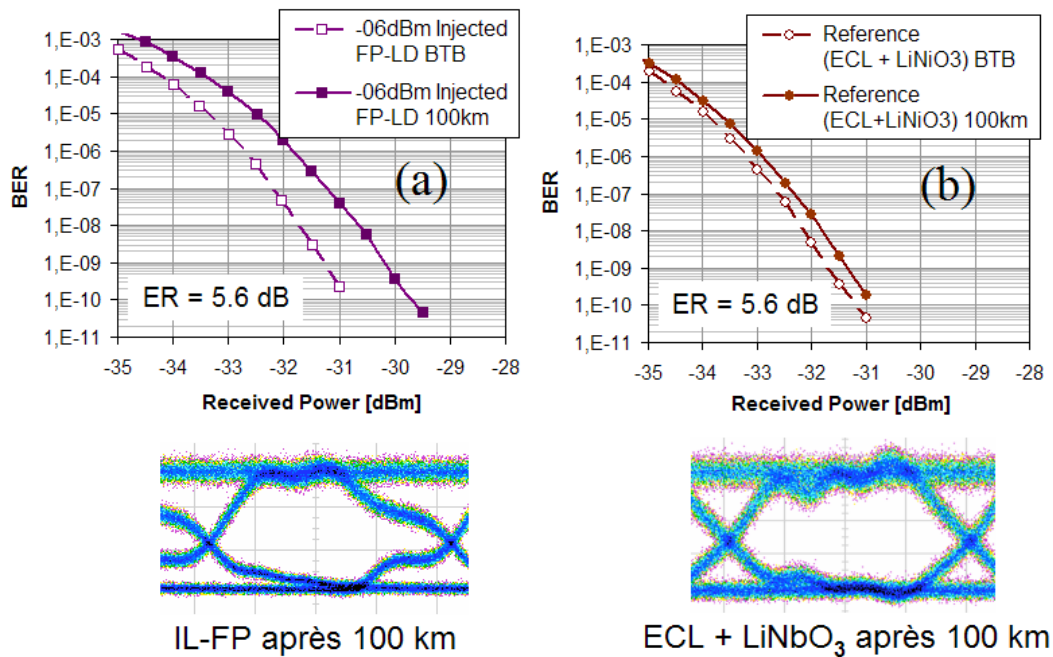


FIGURE 2.52 – Performances en transmission via la mesure de TEB du laser Fabry-Perot injecté (a) et la comparaison avec le cas de référence (b) [38]

de mesure, nous évaluons la dépendance de ses performances en transmission en fonction de la puissance optique injectée, notamment via la pénalité obtenue à la transmission sur 100 km. Mais pour cela, nous devons prendre en compte aussi l'impact de la réduction du taux d'extinction quand on augmente la puissance optique injectée (voire paragraphe 2.2.2.2). La figure 2.53 présente, en fonction de la puissance optique injectée, pour un TEB de  $10^{-9}$ , la variation de la pénalité après une transmission sur 100 km et de la sensibilité du récepteur en BTB (déjà présenté dans 2.2.2.2 mais nous rappelons ces mesures pour comparaison).

Nous voyons bien la diminution de la sensibilité à cause de la réduction du taux d'extinction quand nous augmentons la puissance optique injectée. Mais la variation de la pénalité due à la transmission n'est pas similaire. Nous obtenons une pénalité optimale pour une puissance optique injectée modérée (entre -9 dBm et -3 dBm). A -12 dBm, la pénalité n'est pas nettement plus grande par rapport à celle à -6 dBm, mais il nous faut rappeler que le taux d'extinction à cette puissance injectée est bien supérieur. C'est-à-dire que le laser a un chirp plus significatif à cette puissance d'injection, notamment le chirp adiabatique comme nous avons montré via le paramètre  $\alpha_H$ . Pour une forte puissance optique injectée, nous voyons une augmentation très rapide de la pénalité, qui est due à la réduction du taux d'extinction, mais aussi de l'augmentation du chirp comme nous l'avons montré dans le paragraphe précédent. Donc, la variation de la pénalité due à la transmission sur 100 km confirme la pertinence des résultats sur la dépendance du facteur  $\alpha_H$  en fonction de la puissance optique injectée que nous avons montré précédemment.



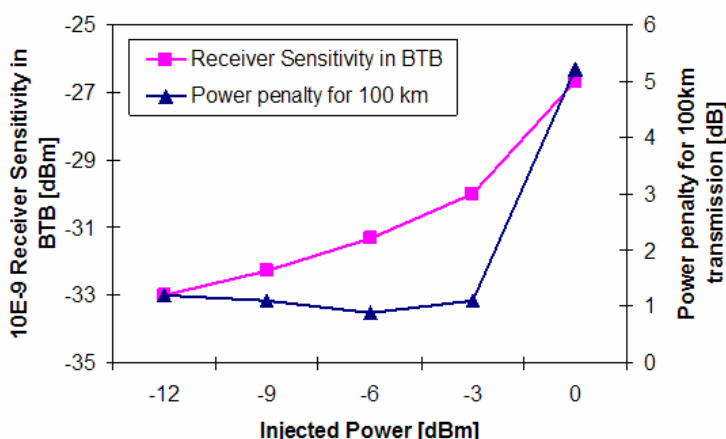


FIGURE 2.53 – Dépendance de la sensibilité du récepteur en BTB et de la pénalité introduite par une transmission sur 100 km en fonction de la puissance optique injectée [38]

Comme nouvel élément justificatif, nous donnons dans la figure 2.54 la variation du diagramme de l’oeil à 2,5 Gb/s obtenu après une transmission sur 100 km pour différentes puissances optiques injectées. Nous trouvons que les diagrammes de l’oeil pour les puissances d’injection de -9 dBm à -3 dBm sont les moins distordus, ce qui démontre un chirp optimal. Mais le diagramme de l’oeil à -12 dBm d’injection est légèrement distordu à cause du chirp adiabatique à faible puissance injectée, alors que celui à 0 dBm d’injection est fortement dégradé par le chirp transitoire à forte puissance optique injectée comme nous l’avons montré dans le paragraphe précédent [71].

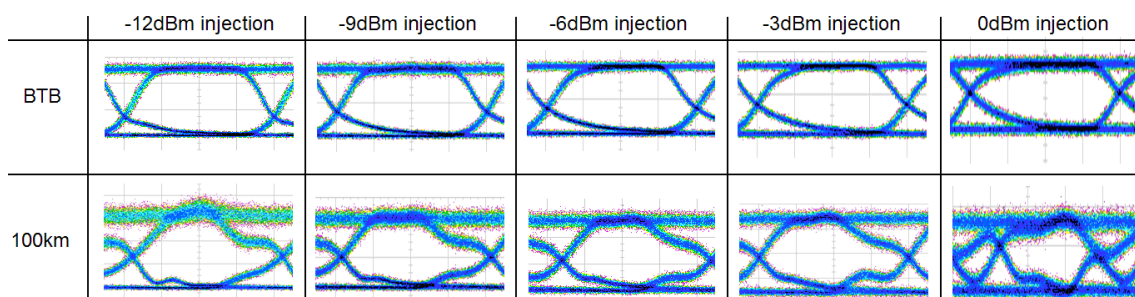


FIGURE 2.54 – Illustration des diagrammes de l’oeil à 2,5 Gb/s après la transmission sur 100 km pour différentes puissances optiques injectées [38]

## 2.3 Synthèse

Nous avons présenté dans ce chapitre une étude sur l’injection optique d’un laser à semi-conducteur et sur ses caractéristiques principales.

Le principe général de l'injection optique et les principaux régimes dynamiques d'un laser monomode optiquement injecté, qui ont été étudiés au sein du laboratoire FOTON-ENSSAT/GPL depuis plusieurs années, ont été rappelés. Pour l'injection optique d'un laser multimode, nous avons obtenu les mêmes régimes dynamiques tels que l'accrochage (verrouillage), le décrochage, le mélange d'onde. A un faible courant de polarisation, les régimes deviennent moins complexes : seuls des régimes d'accrochage et de décrochage sont observés. Dans le contexte où chaque laser Fabry-Perot est utilisé comme un émetteur monomode pour le réseau d'accès multiplexé en longueur d'onde, seul le régime de verrouillage sous injection est souhaité ; il s'ensuit que le laser doit être polarisé à un faible courant afin que le verrouillage soit efficace. Nous avons également tracé la cartographie de verrouillage d'un laser multimode injecté (DBR et Fabry-Perot), c'est-à-dire la cartographie en fonction de la longueur d'onde et de la puissance injectée pour laquelle le laser est verrouillé sous injection et fonctionne en régime monomode avec un taux de suppression de modes supérieur à 30 dB. Il est montré que l'allure de la cartographie de verrouillage de chaque mode injecté est similaire à celle d'un laser monomode injecté et polarisé à un faible courant de polarisation. La cartographie de verrouillage globale d'un laser multimode est donc une superposition de celles de chaque mode, également espacées d'un ISL du laser. La largeur spectrale de verrouillage est fine pour de faibles puissances optiques injectées (-15 dBm) et augmente en fonction de la puissance injectée. A partir d'une certaine puissance injectée (-5 à 0 dBm), le laser est verrouillé quel que soit le désaccord.

Ensuite, les principales propriétés tant statiques que dynamiques d'un laser Fabry-Perot injecté ont été caractérisées, comprenant le verrouillage en longueur d'onde, le bruit d'intensité, la réponse en modulation et le facteur de couplage phase-amplitude.

Pour le verrouillage en longueur d'onde, la dépendance en polarisation a été mise en évidence via les mesures de cartographie de verrouillage en fonction de la polarisation du signal injecté. Une nouvelle structure de laser Fabry-Perot à deux sections a été présentée afin de superposer les deux peignes TE et TM. Le but de cette superposition est de rendre le laser insensible à la polarisation du signal optique injecté. Le gain optique du laser Fabry-Perot verrouillé par injection, c'est-à-dire le rapport entre la puissance optique en sortie du laser en régime de verrouillage et celle injectée dans le laser, a été évalué. Ce gain varie en fonction de la puissance optique injectée et du courant de polarisation du laser, mais pour un fonctionnement typique, ce gain a pour ordre de grandeur une dizaine à une quinzaine de dB, ce qui est plus faible par rapport à un RSOA. L'efficacité de verrouillage par injection en termes de suppression des modes latéraux a été aussi quantifiée. Les résultats ont montré qu'il est possible de verrouiller le laser avec un SMSR supérieur à 30 dB) sur une plage spectrale plus de 30 nm, ce qui recouvre plus de 40 modes Fabry-Perot.

Le principe de la mesure du bruit d'intensité (RIN), dont le banc de caractérisation a été monté dans les travaux de thèse de Julien Poëtte, a été brièvement présenté. Le bruit d'intensité d'un laser Fabry-Perot injecté a été caractérisé. La caractéristique la plus importante en termes de bruit d'intensité d'un laser injecté, qui est le transfert de bruit, a

été montrée via la mesure de bruit pour deux types de source d'injection : source monomode accordable à faible bruit et source ASE découpée spectralement à fort bruit. L'accroissement de la fréquence de relaxation du laser Fabry-Perot sous injection optique a été aussi présenté.

La réponse en fréquence de modulation du laser Fabry-Perot injecté a été caractérisée en utilisant un banc de mesure monté au cours de la thèse. Bien que la fréquence de relaxation du laser Fabry-Perot injecté ait fortement augmenté, sa bande-passante électrique reste malheureusement réduite comparée à celle en régime non injecté à cause d'un amortissement en basse fréquence. Cet amortissement devient plus important pour des puissances optiques injectées élevées. Ce phénomène a été bien démontré théoriquement et expérimentalement pour un laser VCSEL injecté. Un moyen pour réduire cet amortissement est d'augmenter le courant de polarisation du laser. Mais l'augmentation du courant de polarisation rend le verrouillage par injection moins efficace.

L'étude sur le facteur de couplage phase-amplitude (paramètre  $\alpha_H$ ) a été réalisée au cours de la thèse avec un banc de mesure basé sur la technique de modulation directe FM/AM. Les mesures du paramètre  $\alpha_H$  en fonction de la fréquence de modulation, ont permis de déduire les paramètres de chirp adiabatique et transitoire. L'évolution du paramètre  $\alpha_H$  en fonction de la fréquence est différente pour un laser Fabry-Perot verrouillé par injection optique (fonctionnement monomode) par rapport à un laser monomode classique de type DFB.  $\alpha_H$  reste constant quelque soit la fréquence de modulation pour un laser injecté. Nous avons aussi évalué la dépendance du facteur  $\alpha_H$  en fonction de la puissance optique injectée. Les résultats obtenus ont montré que le laser Fabry-Perot injecté présente un facteur  $\alpha_H$  minimal pour des puissances injectées modérées (-6 à -3 dBm). Une puissance injectée trop faible ou trop forte fait augmenter le chirp transitoire du laser.

Finalement, nous avons évalué les performances en transmission du laser Fabry-Perot injecté. La faible pénalité introduite par la transmission sur une longue portée (100 km) traduit la réduction du chirp sous injection que nous venons de résumer. Nous avons aussi montré l'impact de la puissance optique injectée sur les performances. Nous corrélons la variation de la pénalité introduite par la transmission due au chirp du laser avec la variation du facteur  $\alpha_H$ .

En conclusion, ce chapitre résume le travail de caractérisation du laser Fabry-Perot verrouillé par injection optique, qui est un des deux composants étudiés dans le cadre du projet ANTARES. C'est aussi le composant le plus étudié dans le cadre de la thèse. Du fait que le laser Fabry-Perot est utilisé comme un modulateur réflectif, les caractéristiques essentiels sont étudiés tels que le bruit d'intensité, la modulation d'intensité, le facteur de couplage phase-amplitude ou le chirp,... Dans le chapitre 5, nous allons voir l'impact de ces caractéristiques sur les performances du système de transmission utilisant le laser Fabry-Perot comme l'émetteur achromatique ainsi que l'utilisation de ce composant dans une architecture d'accès optique WDM-PON.

## Bibliographie

- [1] S. Kobayashi and T. Kimura, "Injection locking characteristics of an AlGaAs semiconductor laser," *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 16, no. 9, pp. 915 – 917, sep 1980.
- [2] S. Kobayashi and T. Kimura, "Injection locking in AlGaAs semiconductor laser," *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 17, no. 5, pp. 681 – 689, may 1981.
- [3] R. Lang, "Injection locking properties of a semiconductor laser," *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 18, no. 6, pp. 976 – 983, jun 1982.
- [4] M. Bondiou, "Étude des propriétés spectrales d'un laser semi-conducteur soumis à injection optique," Ph.D. dissertation, Thèse de doctorat, ENSSAT, Université de Rennes I, 1999.
- [5] R. Rabet, "Étude expérimentale et théorique de l'injection optique dans un laser à semi-conducteurs : application à la détection de faibles signaux cohérents à 1,55  $\mu\text{m}$ ," Ph.D. dissertation, Thèse de doctorat, ENSSAT, Université de Rennes I, 2000.
- [6] S. Blin, "Compléments à l'étude expérimentale et théorique de l'injection optique dans des lasers à semi-conducteurs et des lasers à fibre à 1550 nm," Ph.D. dissertation, Thèse de doctorat, Cotutelle entre l'ENSSAT (Université de Rennes I) et la Faculté des Sciences et de Génie de l'Université Laval (Québec, CANADA), 2003.
- [7] O. Vaudel, "Étude de synchronisation de chaos par simple injection optique," Ph.D. dissertation, Thèse de doctorat, Université de Rennes I, 2007.
- [8] S. Blin, O. Vaudel, P. Besnard, and R. Gabet, "Power- or frequency-driven hysteresis for continuous-wave optically injected distributed-feedback semiconductor lasers," *Opt. Express*, vol. 17, no. 11, pp. 9288–9299, 2009.
- [9] S. Blin, C. Guignard, P. Besnard, R. Gabet, G. M. Stéphan, and M. Bondiou, "Phase and spectral properties of optically injected semiconductor lasers," *Comptes Rendus Physique*, vol. 4, no. 6, pp. 687 – 699, 2003, dossier : Semiconductor lasers.
- [10] G. M. Stéphan, R. Gabet, P. Besnard, and D. Kilper, "Amplification process in a laser injected by a narrow band weak signal," *Europhysics Letters*, vol. 52, no. 1, p. 60, 2000.
- [11] G. P. Agrawal, "Four-wave mixing and phase conjugation in semiconductor laser media," *Opt. Lett.*, vol. 12, no. 4, pp. 260–262, Apr 1987.
- [12] G. P. Agrawal, *Nonlinear fiber optics*. Academic Press, 1995.
- [13] V. Kovanis, A. Gavrielides, T. B. Simpson, and J. M. Liu, "Instabilities and chaos in optically injected semiconductor lasers," *Applied Physics Letters*, vol. 67, no. 19, pp. 2780 –2782, nov 1995.

- [14] T. B. Simpson, J. M. Liu, K. F. Huang, and K. Tai, “Nonlinear Dynamics Induced by External Optical Injection in Semiconductors Lasers,” *Quantum Semiclassical Optics*, vol. 9(5), pp. 765–784, 1997.
- [15] M. Bondiou, R. Gabet, P. Besnard, and G. M. Stephan, “Optical bistabilities in injected semiconductor lasers,” in *International Conference on Lasers, LASERS '97*, J. J. C. et T. A. Goldman, Ed., 1998, pp. 49–54.
- [16] S. Blin, P. Besnard, R. Gabef, and G. Stephan, “Huge bistabilities at high optical injection level,” in *European Quantum Electronics Conference 2003, EQEC '03*, 22-27 2003, p. 43.
- [17] C. Guignard and P. Besnard, “Experimental Injection Map of Semiconductor Laser Submitted to Filtered Feedback,” *Optical and Quantum Electronics*, vol. 38, pp. 411–428, 2006.
- [18] J.-F. Hayau, “Caractérisation de composants photoniques à base d’îlots quantiques à semiconducteurs InAs/InP : bruit et injection optique,” Ph.D. dissertation, Thèse de doctorat, ENSSAT, Université de Rennes I, 2009.
- [19] A. Shen, F. Blache, J.-G. Provost, H. Gariah, O. Legouezigou, F. Pommereau, F. Poingt, L. Legouezigou, F. v. Dijk, F. Lelarge, B. Rousseau, F. Mallcot, G.-H. Duan, and P. Chanclou, “Injection Locked DBR Laser Diode module for Access Applications,” in *33th European Conference on Optical Communication, ECOC 2007*, 2007.
- [20] C. Guignard, “Réalisation de sources impulsionnelles pour les télécommunications,” Ph.D. dissertation, Thèse de doctorat, Université de Rennes I, 2005.
- [21] A. Shen, D. Make, F. Poingt, L. Legouezigou, F. Pommereau, O. Legouezigou, J. Landreau, B. Rousseau, F. Lelarge, and G.-H. Duan, “Polarisation insensitive injection locked Fabry-Perot laser diodes for 2.5Gb/s WDM access applications,” in *34th European Conference on Optical Communication, ECOC 2008*, 21-25 2008, pp. 1–2.
- [22] A. Shen and G.-H. Duan, “Method of and photonic device for eliminating or substantially reducing sensitivity to polarization of an injected optical signal and method of manufacturing such photonic device,” *United States Patent Application n° 20100014871*, 2010.
- [23] Q. Nguyen, O. Vaudel, P. Besnard, A. Shen, G. Girault, L. Bramerie, G.-H. Duan, and C. Kazmierski, “Laser Fabry-Perot verrouillé en longueur d’onde par injection optique pour le réseau d’accès,” in *27ème Journées Nationales d’Optique Guidée, JNOG 2008*, 2008.

- [24] G. de Valicourt, D. Make, J. Landreau, M. Lamponi, G. Duan, P. Chanclou, and R. Brenot, "High Gain (30 dB) and High Saturation Power (11 dBm) RSOA Devices as Colorless ONU Sources in Long-Reach Hybrid WDM/TDM-PON Architecture," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 22, no. 3, pp. 191–193, feb.1, 2010.
- [25] K. Petermann, *Laser diode modulation and noise*. Kluwers Academic Publishers, 1991.
- [26] R. Tucker, "High-speed modulation of semiconductor lasers," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 3, no. 6, pp. 1180–1192, dec 1985.
- [27] M. Wu, C. Chang-Hasnain, E. Lau, and X. Zhao, "High-Speed Modulation of Optical Injection-Locked Semiconductor Lasers," in *Conference on Optical Fiber communication/National Fiber Optic Engineers Conference, 2008, OFC/NFOEC 2008, 24-28 2008*, pp. 1–3.
- [28] E. Lau, L. J. Wong, and M. Wu, "Enhanced Modulation Characteristics of Optical Injection-Locked Lasers : A Tutorial," *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 15, no. 3, pp. 618–633, may-june 2009.
- [29] E. Lau, H.-K. Sung, and M. Wu, "Frequency Response Enhancement of Optical Injection-Locked Lasers," *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 44, no. 1, pp. 90–99, jan. 2008.
- [30] E. Lau, X. Zhao, C. Chang-Hasnain, and M. Wu, "80-GHz intrinsic 3-dB bandwidth of directly modulated semiconductor lasers under optical injection locking," in *IEEE 21st International Semiconductor Laser Conference, ISLC 2008,, 14-18 2008*, pp. 171–172.
- [31] X. Zhao, E. Lau, D. Parekh, H.-K. Sung, W. Hofmann, M. Amann, M. Wu, and C. Chang-Hasnain, "107-GHz Resonance Frequency of 1.55- $\mu\text{m}$  VCSELs under ultra-high optical injection locking," in *2008 Conference on Lasers and Electro-Optics and 2008 Conference on Quantum Electronics and Laser Science 2008, CLEO/QELS 2008,, 4-9 2008*, pp. 1–2.
- [32] X. Jin and S.-L. Chuang, "Bandwidth enhancement of Fabry-Perot quantum-well lasers by injection-locking," *Solid-State Electronics*, vol. 50, no. 6, pp. 1141–1149, 2006, special Issue : ISDRS 2005.
- [33] Q. Nguyen, O. Vaudel, G. Girault, P. Besnard, L. Bramerie, A. Shen, G.H. Duan, C. Kazmierski, S. Lobo, M. Joindot, J.-C. Simon, N. Dupuis, A. Garreau, Z. Belfqih, and P. Chanclou, "Colorless Components for WDM-based Optical Access Networks," in *5th International Workshop on Photonics and Applications, IWPA '08, 2008*.
- [34] G. Yabre, "Effect of relatively strong light injection on the chirp-to-power ratio and the 3 dB bandwidth of directly modulated semiconductor lasers ," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 14, no. 10, pp. 2367–2373, Oct. 1996.

- [35] G. Yabre, “Improved direct-modulation characteristics of a semiconductor laser by FM/IM conversion through an interferometer,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 14, no. 10, pp. 2135–2140, Oct. 1996.
- [36] G. Yabre and J. Le Bihan, “Reduction of nonlinear distortion in directly modulated semiconductor lasers by coherent light injection,” *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 33, no. 7, pp. 1132–1140, Jul. 1997.
- [37] G. P. Agrawal, *Fiber-optic communication systems*. Wiley-Interscience, 2002.
- [38] Q. T. Nguyen, P. Besnard, L. Bramerie, A. Shen, A. Garreau, O. Vaudel, C. Kazmierski, G.-H. Duan, and J.-C. Simon, “Using optical injection of Fabry-Perot lasers for high-speed access in optical telecommunications,” K. Panajotov, M. Sciamanna, A. A. Valle, and R. Michalzik, Eds., vol. 7720, no. 1. SPIE, 2010, p. 77202D.
- [39] J. Poette, “Contribution à l’étude du bruit d’amplitude de lasers dédiés aux télécommunications optiques,” Ph.D. dissertation, Thèse de doctorat, ENSSAT, Université de Rennes I, 2005.
- [40] J. B. Johnson, “Thermal Agitation of Electricity in Conductors,” *Phys. Rev.*, vol. 32, no. 1, p. 97, Jul 1928.
- [41] H. Nyquist, “Thermal Agitation of Electric Charge in Conductors,” *Phys. Rev.*, vol. 32, no. 1, pp. 110–113, Jul 1928.
- [42] F. Robinson, *Noise and Fluctuations in Electronic Devices and Circuits*. Oxford University Press, 1974.
- [43] G. Yabre, H. De Waardt, H. van den Boom, and G.-D. Khoe, “Noise characteristics of single-mode semiconductor lasers under external light injection,” *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 36, no. 3, pp. 385–393, mar 2000.
- [44] J. Poette, O. Vaudel, and P. Besnard, “Relative Intensity Noise of an injected semiconductor laser,” in *SPIE proceeding Vol. 6054, ICONO/LAT2005, St-Petersbourg*, vol. 6054, 2005, pp. 60 407–1 60 407–10.
- [45] X. Jin and S. L. Chuang, “Relative intensity noise characteristics of injection-locked semiconductor lasers,” *Applied Physics Letters*, vol. 77, no. 9, pp. 1250–1252, aug 2000.
- [46] K.-Y. Park and C.-H. Lee, “Intensity Noise in a Wavelength-Locked Fabry-Perot Laser Diode to a Spectrum Sliced ASE,” *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 44, no. 3, pp. 209–215, march 2008.
- [47] K.-Y. Park and C.-H. Lee, “Noise Characteristics of a Wavelength-Locked Fabry-Perot Laser Diode,” *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 44, no. 11, pp. 995–1002, nov. 2008.

- [48] K.-Y. Park, S.-G. Mun, K.-M. Choi, and C.-H. Lee, "A theoretical model of a wavelength-locked Fabry-Perot laser diode to the externally injected narrow-band ASE," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 17, no. 9, pp. 1797–1799, sept. 2005.
- [49] K. Lee, S.-G. Mun, C.-H. Lee, and S. B. Lee, "Reliable Wavelength-Division-Multiplexed Passive Optical Network Using Novel Protection Scheme," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 20, no. 9, pp. 679–681, may1, 2008.
- [50] C. Henry, "Theory of the linewidth of semiconductor lasers," *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 18, no. 2, pp. 259–264, feb 1982.
- [51] A. Villafranca, J. Lasobras, I. Garces, G. Giuliani, S. Donati, M. Chacinski, R. Schatz, C. Kouloumentas, D. Klonidis, I. Tomkos, P. Landais, R. Escorihuela, J. Rorison, J. Pozo, A. Fiore, P. Moreno, M. Rossetti, W. Elsasser, J. Von Staden, G. Huyet, M. Saarinen, M. Pessa, P. Leinonen, V. Vilokkinen, M. Sciamanna, J. Danckaert, K. Panajotov, T. Fordell, A. Lindberg, J.-F. Hayau, J. Poette, P. Besnard, and F. Grillot, "Linewidth Enhancement Factor of Semiconductor Lasers : Results from Round-Robin Measurements in COST 288," in *Conference on Lasers and Electro-Optics 2007, CLEO 2007*, 6-11 2007, pp. 1–2.
- [52] A. Villafranca, J. Lazaro, I. Salinas, and I. Garces, "Measurement of the linewidth enhancement factor in DFB lasers using a high-resolution optical spectrum analyzer," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 17, no. 11, pp. 2268–2270, nov. 2005.
- [53] G. Liu, X. Jin, and S. Chuang, "Measurement of linewidth enhancement factor of semiconductor lasers using an injection-locking technique," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 13, no. 5, pp. 430–432, may 2001.
- [54] C. Harder, K. Vahala, and A. Yariv, "Measurement of the linewidth enhancement factor alpha of semiconductor lasers," *Applied Physics Letters*, vol. 42, no. 4, pp. 328–330, feb 1983.
- [55] Y. Arakawa and A. Yariv, "Fermi energy dependence of linewidth enhancement factor of GaAlAs buried heterostructure lasers," *Applied Physics Letters*, vol. 47, no. 9, pp. 905–907, nov 1985.
- [56] L. Bjerkan, A. Royset, L. Hafskjaer, and D. Myhre, "Measurement of laser parameters for simulation of high-speed fiberoptic systems," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 14, no. 5, pp. 839–850, may 1996.
- [57] S. Kobayashi, Y. Yamamoto, M. Ito, and T. Kimura, "Direct frequency modulation in AlGaAs semiconductor lasers," *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 18, no. 4, pp. 582–595, apr 1982.



- [58] T. L. Koch and R. A. Linke, "Effect of nonlinear gain reduction on semiconductor laser wavelength chirping," *Applied Physics Letters*, vol. 48, no. 10, pp. 613–615, mar 1986.
- [59] T. Koch and J. Bowers, "Nature of wavelength chirping in directly modulated semiconductor lasers," *Electronics Letters*, vol. 20, no. 25, pp. 1038–1040, december 1984.
- [60] G. Agrawal, "Intensity dependence of the linewidth enhancement factor and its implications for semiconductor lasers," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 1, no. 8, pp. 212–214, aug 1989.
- [61] Q.-T. Nguyen, P. Besnard, O. Vaudel, A. Shen, and G.-H. Duan, "Strong dependence of the Linewidth Enhancement Factor onto an externally injected optical signal for locked Fabry-Perot laser diodes," in *European Conference on Lasers and Electro-Optics 2009 and the European Quantum Electronics Conference, CLEO Europe - EQEC 2009*, 14-19 2009, pp. 1–1.
- [62] G. M. Stéphan, T. T. Tam, S. Blin, P. Besnard, and M. Têtu, "Laser line shape and spectral density of frequency noise," *Phys. Rev. A*, vol. 71, no. 4, p. 043809, Apr 2005.
- [63] S. Mohrdiek, H. Burkhard, and H. Walter, "Chirp reduction of directly modulated semiconductor lasers at 10 Gb/s by strong CW light injection," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 12, no. 3, pp. 418–424, mar 1994.
- [64] B. Zhang, X. Zhao, L. Christen, D. Parekh, W. Hofmann, M. Wu, M. Amann, C. Chang-Hasnain, and A. Willner, "Adjustable Chirp Injection-Locked 1.55- $\mu\text{m}$  VCSELs for Enhanced Chromatic Dispersion Compensation at 10-Gbit/s," in *Optical Fiber Communication Conference / National Fiber Optic Engineers Conference 2008, OFC/NFOEC 2008*, 24-28 2008, pp. 1–3.
- [65] X. Zhao, B. Zhang, L. Christen, D. Parekh, F. Koyama, W. Hofmann, M. Amann, A. Willner, and C. Chang-Hasnain, "Data inversion and adjustable chirp in 10-Gbps directly-modulated injection-locked 1.55- $\mu\text{m}$  VCSELs," in *Conference on Lasers and Electro-Optics 2008 and 2008 Conference on Quantum Electronics and Laser Science, CLEO/QELS 2008*, 4-9 2008, pp. 1–2.
- [66] D. Parekh, B. Zhang, X. Zhao, Y. Yue, W. Hofmann, M. Amann, A. Willner, and C. Chang-Hasnain, "90-km single-mode fiber transmission of 10-Gb/s multimode VCSELs under optical injection locking," in *Optical Fiber Communication Conference 2009, OFC 2009*, 22-26 2009, pp. 1–3.
- [67] R. Linke, "Transient chirping in single-frequency lasers : lightwave systems consequences," *Electronics Letters*, vol. 20, no. 11, pp. 472–474, 24 1984.
- [68] R. Linke, "Modulation induced transient chirping in single frequency lasers," *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 21, no. 6, pp. 593–597, Jun. 1985.

- 
- [69] G. de Valicourt, M. Lamponi, G. H. Duan, F. Poingt, M. Faugeron, P. Chanclou, and R. Brenot, "First 100 km uplink transmission at 2.5 Gbit/s for hybrid WDM/TDM PON based on optimized bi-electrode RSOA," in *36th European Conference and Exhibition on Optical Communication, ECOC 2010*, 2010, pp. 1–3.
- [70] G. de Valicourt, F. Pommereau, F. Poingt, M. Lamponi, G. Duan, P. Chanclou, M. Violas, and R. Brenot, "Chirp Reduction in Directly Modulated Multi-Electrode RSOA Devices in Passive Optical Networks," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 22, no. 19, pp. 1425–1427, 2010.
- [71] P. Krehlik, "Characterization of semiconductor laser frequency chirp based on signal distortion in dispersive optical fiber," *Opto-Electronics Review*, vol. 14, pp. 119–124, 2006, 10.2478/s11772-006-0015-z.



## Chapitre 3

# Modulateur électro-absorbant en réflexion amplifié

Nous allons présenter dans ce chapitre le deuxième composant achromatique du type modulateur en réflexion étudié dans le cadre de la thèse : c'est le modulateur électro-absorbant fonctionnant en réflexion intégré avec un amplificateur optique à semi-conducteur (R-EAM-SOA). Ce composant comprend une fonction de modulation assurée par une section EAM et une fonction d'amplification assurée par une section SOA. La première partie est consacrée à la description générale du composant, comprenant son principe de fonctionnement, sa structure et la technologie de fabrication. La deuxième et la troisième partie détaillent ensuite ses caractéristiques statiques et dynamiques. Enfin, dans la quatrième partie, d'autres fonctions potentielles sont montrées pour réaliser un dispositif multifonctionnel dans le réseau d'accès optique, telles que la détection directe et l'amélioration de la qualité des signaux optiques.

### 3.1 Composant R-EAM-SOA étudié

#### 3.1.1 Principe de fonctionnement

Généralement, il y a deux exigences pour le modulateur en réflexion pour le réseau d'accès optique WDM : un gain optique en réflexion élevé (le rapport entre la puissance optique en sortie et celle en entrée) pour combattre la dégradation à cause des effets de réflexion, diffusion dans le réseau d'accès et une grande bande passante électrique afin de fonctionner à haut débit (10 Gb/s). Le modulateur en réflexion de type RSOA (Reflective Semiconductor Optical Amplifier) se présente aujourd'hui comme un composant de très fort gain (jusqu'à 30 dB), mais sa bande-passante électrique est limitée à un débit de 2,5 Gb/s en général [1]. De plus, le grand facteur de chirp de ce composant limite aussi la qualité de transmission à haut débit. Le modulateur en réflexion avec une seule section EAM (R-EAM) possède une bande-passante électrique permettant de fonctionner à un débit de 10 Gb/s. Malheureusement, sa perte d'insertion est très importante à cause de l'absorption de la section EAM [2]. Basé sur

les caractéristiques gain-bande passante électrique de ces deux composants, Alcatel-Thales III-V Lab a donc proposé un composant intégré à base de deux sections : la section SOA pour le gain d'amplification et la section R-EAM pour la modulation [3, 4, 5, 6, 7]. Le principe de fonctionnement de ce composant est schématisé dans la figure 3.1 ci-dessous.

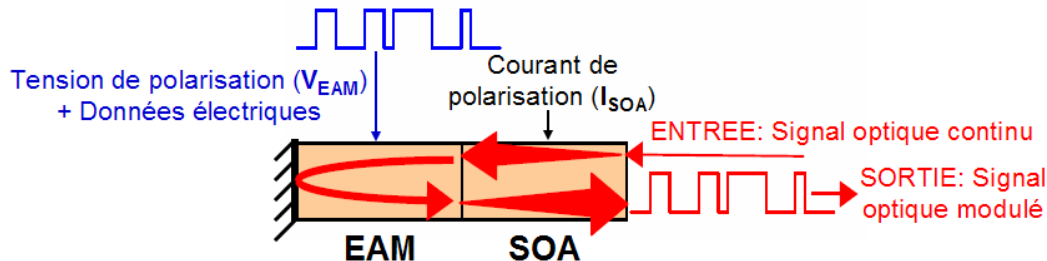


FIGURE 3.1 – Principe de fonctionnement du composant R-EAM-SOA

La section SOA est située à côté de la facette d'entrée avec le traitement antireflet alors que la section EAM est située à côté de la facette arrière avec le traitement de haute-réflexivité. Quand nous injectons un signal optique en continu dans le composant, il est tout d'abord pré-amplifié par la section SOA polarisée à un courant de  $I_{SOA}$ . Le signal optique est ensuite modulé par la section EAM appliquée d'une tension  $V_{EAM}$  et des données électriques. Comme la facette arrière possède un traitement de haute-réflexivité jouant le rôle d'un miroir, le signal optique est donc réfléchi sur cette facette, ce qui change la direction de propagation. Le signal optique modulé est finalement post-amplifié par la section SOA avant de sortir par la même facette d'entrée.

### 3.1.2 Structure et fabrication du composant

Dans ce paragraphe, nous décrivons brièvement le modèle de la structure et la technologie de fabrication du composant R-EAM-SOA réalisé par Alcatel-Thales III-V Lab à base de la technologie de croissance sélective SAG (Selective Area Growth) et SIBH (Semi-Insulating Buried Heterostructure) [3, 4, 8, 9, 10, 11]. Deux composants EAM et SOA sont intégrés de façon monolithique. Il est optimisé pour une modulation à 10 Gb/s et une égalisation de la puissance optique par le SOA.

La structure active du composant est constituée d'un empilement de 10 puits quantiques AlGaInAs afin de bénéficier d'une large bande spectrale pour l'amplificateur et un fort pouvoir absorbant en utilisant l'effet Stark confiné pour le modulateur [12, 13]. Le fonctionnement du composant impose les longueurs d'onde de travail. Le positionnement du pic d'absorption donne la longueur d'onde d'émission du EAM de 1490 nm. Dans le cas du SOA, la longueur d'onde est ajustée par la croissance sélective SAG afin de déplacer le maximum de gain vers la fenêtre d'utilisation du EAM (1550 nm). Aussi, il est nécessaire de prendre en compte les effets thermiques et les phénomènes de remplissage de bandes. L'effet thermique décale le maximum de gain SOA vers le rouge alors que le remplissage de bandes le décale

vers le bleu. Le maximum de gain SOA de la structure fabriquée par Alcatel-Thales III-V Lab a été choisi à 1525 nm, ce qui donne un décalage de 35 nm par rapport au modulateur [3, 4].

L'utilisation d'outils de simulations internes à Alcatel-Thales III-V Lab a permis la définition du masque pour la croissance sélective SAG. Cette définition doit prendre en compte l'ajout d'un adaptateur de mode (taper) vertical du côté SOA. Ce *taper* doit diminuer la divergence du mode optique en champ lointain et permettre une amélioration du couplage avec la fibre optique. La figure 3.2 (a) montre la géométrie du masque SAG, avec les différentes sections EAM, SOA et adaptateur de mode du composant.

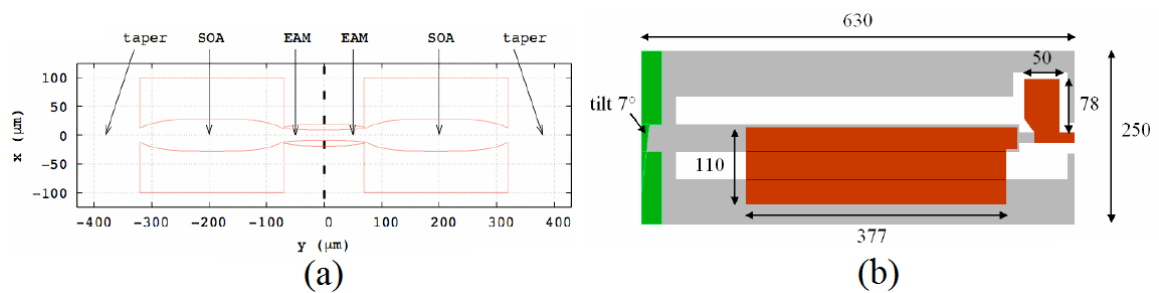


FIGURE 3.2 – Masque SAG des différentes sections actives/passives (a) et dimensions de la puce et des métallisations EAM-SOA (les valeurs sont données en micromètres) (b) [11]

La technique SIBH est appliquée afin d'enterrer le ruban actif dans de l'InP :Fe, matériau à très forte résistivité. Cette technique améliore notamment le comportement thermique de la puce et sa robustesse.

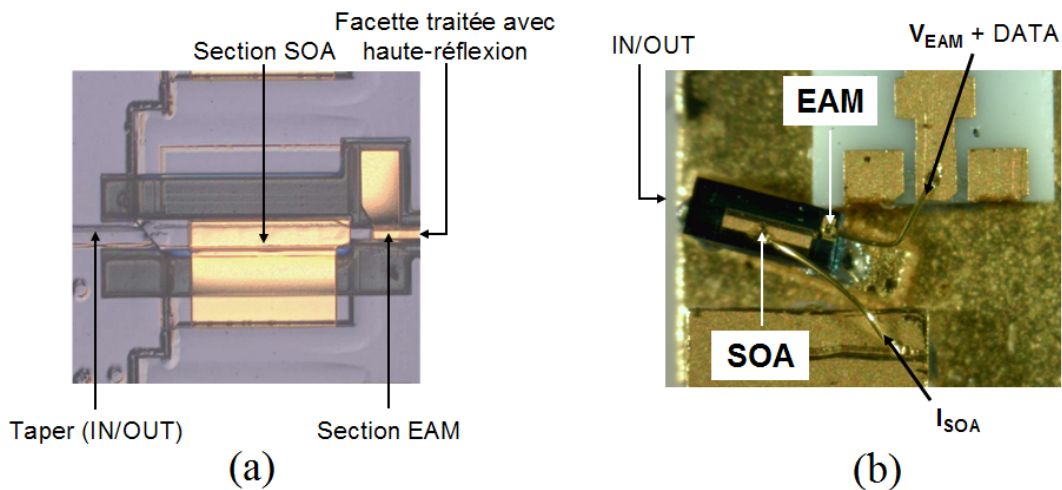


FIGURE 3.3 – Structure R-EAM-SOA en fin de technologie capturée par le microscope optique (a) [8] et image de la puce R-EAM-SOA montée sur le banc de caractérisation (b)

La figure 3.2 (b) présente un exemple des principales dimensions géométriques de la

puce et des métallisations pour le SOA  $400 \mu\text{m}$ . Les valeurs sont données en microns. Le composant R-EAM-SOA étudié dans cette thèse est constitué d'une section SOA de  $400 \mu\text{m}$ , une section EAM de  $70 \mu\text{m}$  et un section passive de  $150 \mu\text{m}$  [3, 4]. La facette gravée est inclinée à  $7^\circ$  et représentée en vert sur le schéma. Le tilt  $7^\circ$  implique  $16^\circ$  d'inclinaison du faisceau de sortie (loi de Snell-Descartes) vers le bas sur le dessin de la figure 3.2 (b). La figure 3.3 montre après fabrication les images de la structure R-EAM-SOA, enregistrées avec un microscope optique et de la puce montée sur le banc de caractérisation au laboratoire CNRS/FOTON-ENSSAT.

## 3.2 Caractéristiques statiques

### 3.2.1 Emission spontanée amplifiée

Nous avons étudié premièrement les spectres d'émission spontanée amplifiée ASE (Amplified Spontaneous Emission) du R-EAM-SOA. Cette caractéristique nous donne une première idée sur la plage spectrale de fonctionnement du composant. La figure 3.4 montre les spectres d'ASE de deux générations de R-EAM-SOA livrées dans le cadre du projet ANTARES (Run1 et Run2), pour différents courants d'alimentation du SOA et pour une tension nulle sur la section EAM ( $V_{EAM} = 0 \text{ V}$ ). Nous remarquons que le spectre d'ASE se décale toujours vers les hautes longueurs d'onde quand le courant d'alimentation du SOA augmente. Cette évolution est inverse à celle observée pour un SOA classique à une seule section. Ce comportement est similaire à celui des composants du type absorbants. La section EAM semble donc être l'élément principal qui influence ce décalage du pic d'ASE.

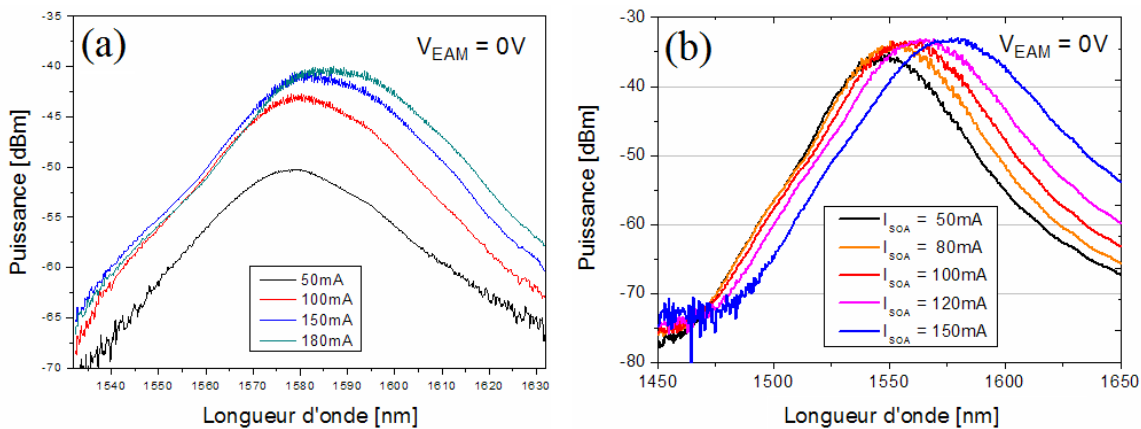


FIGURE 3.4 – Spectres d'ASE pour différents courants SOA du R-EAM-SOA Run1 (a) et Run2 (b)

Les spectres d'ASE pour un courant d'alimentation du SOA fixé à  $100 \text{ mA}$ , en fonction de la tension appliquée au EAM sont représentés dans la figure 3.5. Nous observons un décalage vers les hautes longueurs d'onde quand la tension négative  $V_{EAM}$  augmente, qui

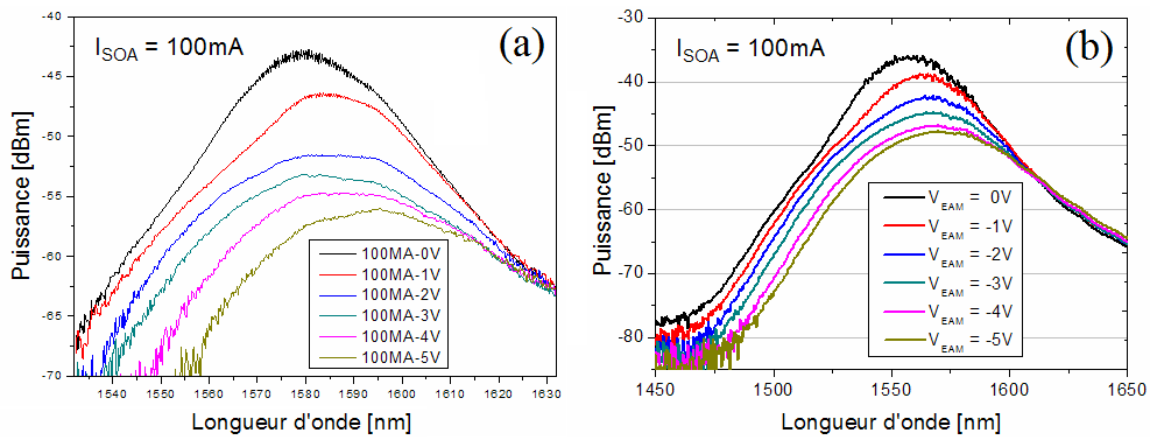


FIGURE 3.5 – Spectres d'ASE pour différentes tensions EAM du R-EAM-SOA Run1 (a) et Run2 (b)

est un comportement logique de l'EAM. Nous trouvons également une baisse d'amplitude due à l'augmentation de l'absorption de la section EAM.

Ces spectres d'ASE montrent l'importance de la section EAM sur le composant étudié. Ainsi, à partir de ces spectres, nous remarquons que le composant Run1 présente un fonctionnement optimal autour la longueur d'onde de 1580 nm (bande L) alors que celui Run2 présente un fonctionnement optimal autour de 1560 nm (bande C).

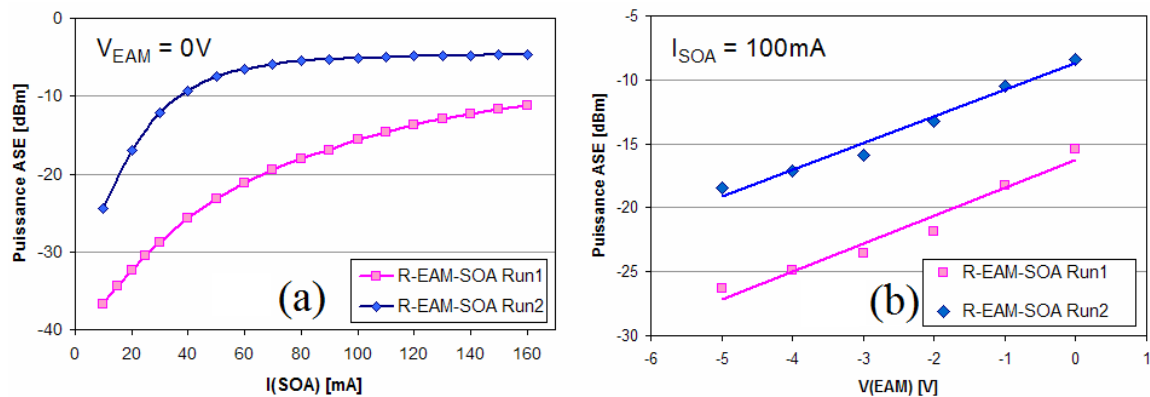


FIGURE 3.6 – Caractéristiques puissance - courant SOA (a) et puissance - tension EAM (b) de l'ASE

Finalement, nous présentons dans la figure 3.6 les caractéristiques puissance d'ASE - courant SOA et puissance d'ASE - tension EAM. La courbe puissance d'ASE - courant SOA donnée dans la figure 3.6(a) montre que la puissance d'ASE sature à partir d'un courant d'alimentation du SOA autour de 100 mA pour le composant Run2 alors que ce courant de saturation est autour de 160 mA pour le composant Run1. Cette mesure nous permet de définir le courant maximal d'alimentation du SOA à partir duquel la puissance d'ASE



sature. La figure 3.6 (b) montre une variation quasi-exponentielle de la puissance d'ASE en fonction de la tension appliquée sur la section EAM pour un courant d'alimentation du SOA fixé à 100 mA. Cette variation est due à l'absorption de la section EAM quand la tension négative augmente.

### 3.2.2 Réflexion

Les mesures en réflexion du R-EAM-SOA nous permettent d'obtenir la plupart des caractéristiques du fonctionnement statique, comprenant le gain d'insertion statique, la plage spectrale de fonctionnement et le taux d'extinction statique. Nous commençons par la mesure du spectre en réflexion pour un signal dépolarisé en entrée (source blanche). Le montage expérimental est donné dans la figure 3.7 ci-dessous.

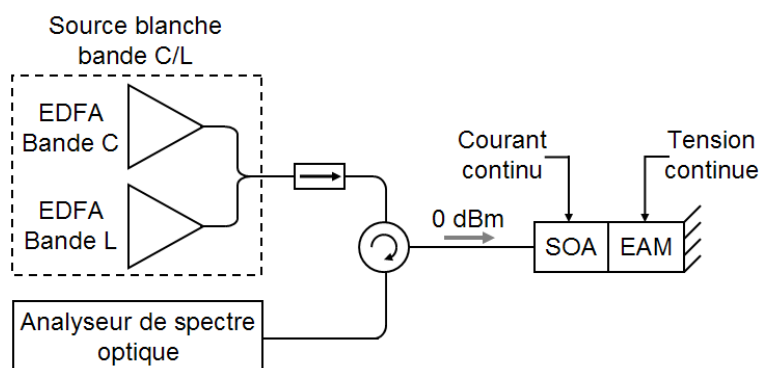


FIGURE 3.7 – Montage expérimental pour la mesure en réflexion

La source blanche est obtenue à l'aide d'un coupleur 3 dB combiné à deux amplificateurs EDFA dans les bandes C et L. Ainsi, l'émission spontanée amplifiée des deux amplificateurs permet de couvrir entièrement la bande C et le début de la bande L (1530 nm - 1610 nm). Cette source est injectée dans le R-EAM-SOA via le port 1 d'un circulateur. La puissance totale injectée dans le composant est fixée à 0 dBm. Le signal en sortie du R-EAM-SOA est reçu par un analyseur de spectre optique connecté sur le port 3 du circulateur. Le spectre en réflexion est mesuré par le ratio entre le signal en sortie du R-EAM-SOA et son signal en entrée. Il détermine le gain d'insertion en statique du composant en fonction de la longueur d'onde en entrée.

La figure 3.8 représente les gains spectraux en réflexion du R-EAM-SOA Run1 et Run2 pour différentes tensions appliquées sur la section EAM (0-5 V) et pour un courant d'alimentation du SOA fixé à 100 mA. Ces courbes montrent un gain maximal ( $V_{EAM} = 0$  V) de l'ordre de 1 dB à 1580 nm pour le R-EAM-SOA Run1 et de 9 dB à 1560 nm pour le R-EAM-SOA Run2 à la condition définie ( $I_{SOA} = 100$  mA). Nous notons également que la plage spectrale de fonctionnement est très large. La largeur spectrale à -3 dB de la courbe  $V_{EAM} = 0$  V est plus élevée que 30 nm. Aussi, nous déduisons de ces spectres en réflexion, un taux d'extinction maximal en statique très élevé pour le composant Run1(jusqu'à 25 dB

autours de 1570 nm) alors que celui du composant Run2 est se situe à environ 15 dB. On rappelle que la définition de ce taux d'extinction a été donnée dans le paragraphe 2.2.2.2. La plage spectrale de fonctionnement optimal (bon gain en réflexion, bon taux d'extinction) est autour de 1570nm - 1580 nm pour le R-EAM-SOA Run1 et de 1550 nm - 1560 nm pour le R-EAM-SOA Run2.

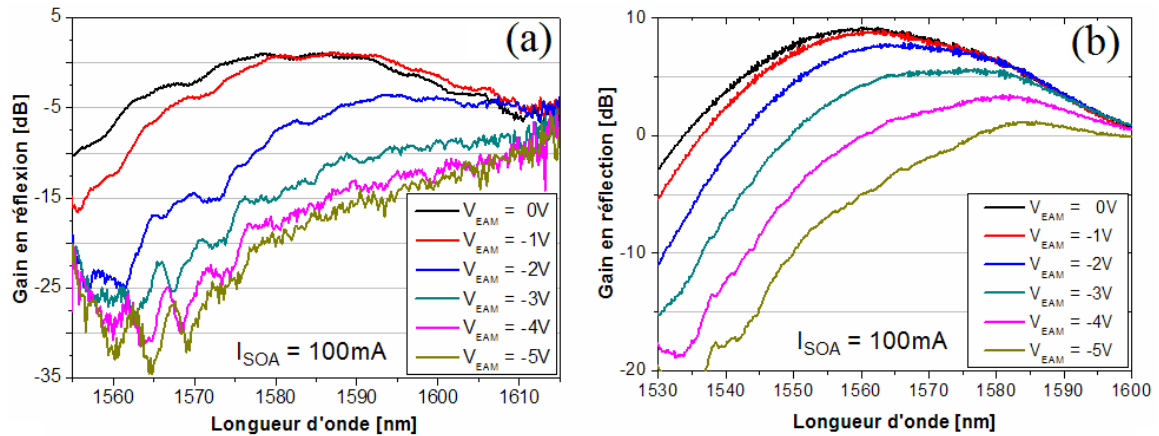


FIGURE 3.8 – Gain en réflexion pour différentes tensions EAM pour un signal dépolarisé en entrée (source blanche) du R-EAM-SOA Run1 (a) et Run2 (b)

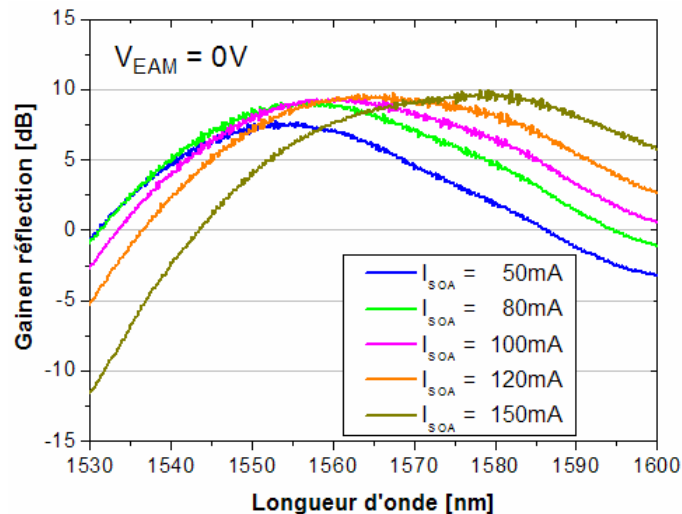


FIGURE 3.9 – Gain en réflexion pour différents courants SOA pour un signal dépolarisé en entrée (source blanche) du R-EAM-SOA Run2

Le décalage vers les hautes longueurs d'onde du gain spectral en réflexion quand le courant d'alimentation du SOA augmente est représenté sur la figure 3.9 pour le R-EAM-SOA Run2 avec la section EAM non polarisée. Cette évolution est similaire au spectre d'ASE détaillé dans le paragraphe précédent (prédominance de la section EAM dans le décalage).

Ce décalage est très important, de 1550nm à 1580 nm quand nous varions le courant d'alimentation du SOA de 50 mA à 150 mA. Donc, ce courant d'alimentation doit rester faible si nous souhaitons travailler dans la bande C. Nous observons aussi une augmentation très légère du gain en réflexion quand nous augmentons le courant d'alimentation du SOA. Mais cette augmentation reste quasi-négligeable à partir de 80 mA à cause de la saturation du SOA.

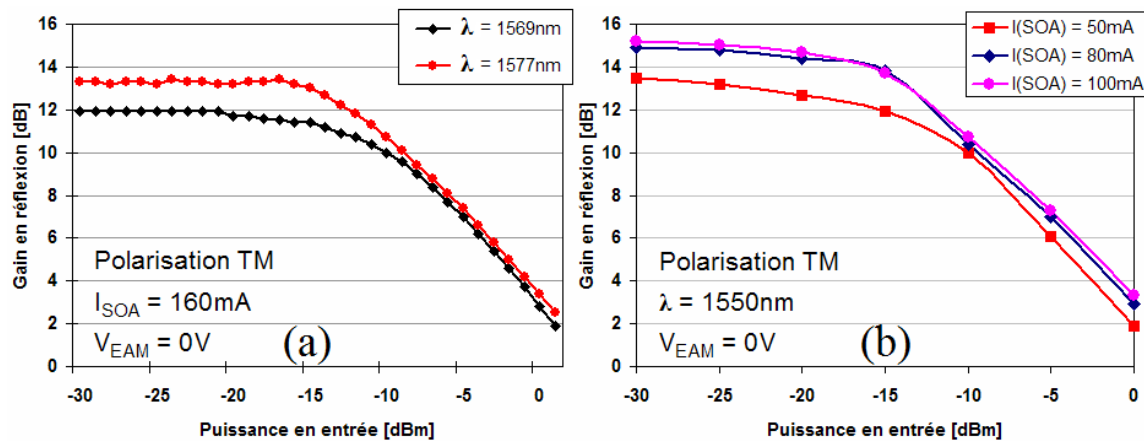


FIGURE 3.10 – Gain en fonction de la puissance optique en entrée du R-EAM-SOA Run1 (a) Run2 (b)

Afin de déterminer la puissance optique optimale injectée dans le R-EAM-SOA, nous mesurons donc le gain en réflexion à une longueur d'onde donnée. Le signal en entrée doit être cohérent dans ce cas. Les courbes de gain en réflexion en fonction de la puissance optique en entrée sont données dans la figure 3.10 pour les deux composants. La polarisation du signal en entrée a été optimisée afin d'obtenir un gain maximal, c'est-à-dire la polarisation TM pour le composant étudié. La section EAM n'est pas polarisée ( $V_{\text{EAM}} = 0\text{V}$ ). A partir de ces courbes, nous observons que le gain en régime linéaire est de l'ordre de 12 dB - 13 dB dans la plage 1570 nm - 1580 nm pour le R-EAM-SOA Run1 et de 14 dB - 15 dB à 1550 nm pour le R-EAM-SOA Run2. La saturation de gain commence à partir d'une puissance injectée de l'ordre de -12 dBm pour le Run1 et de -15 dBm pour le Run2. Mais pour une utilisation pratique, la puissance injectée doit être importante afin d'éviter la dégradation induite par le bruit d'ASE. La puissance optique minimale requise à injecter dans le R-EAM-SOA est de -10 dBm pour le Run1 et -15 dBm pour le Run2.

### 3.2.3 Dépendance en polarisation

Comme nous l'avons vu dans les chapitres précédents, la dépendance en polarisation est un des paramètres primordiaux pour le modulateur en réflexion fonctionnant dans le réseau d'accès WDM, surtout pour le cas où le modulateur est situé à l'ONU et le signal d'injection provient de l'OLT. Ici, la dépendance en polarisation du R-EAM-SOA est évaluée par la

différence de gain spectral en réflexion entre un signal polarisé en TE et TM en entrée du composant. Le montage expérimental pour cette mesure est donné dans la figure 3.11.

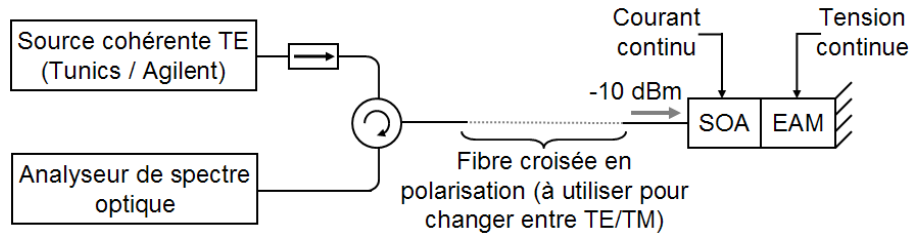


FIGURE 3.11 – Montage pour la mesure de dépendance en polarisation du gain en réflexion

Le principe de mesure reste similaire à celui présenté dans la figure 3.7 (utilisant une source blanche en entrée) Ici, le signal injecté dans le R-EAM-SOA est un signal cohérent polarisé en utilisant une source Tunics ou Agilent. Le signal en sortie de ces sources est polarisé en TE. Les composants optiques passifs entre la source et le R-EAM-SOA (fibres, isolateur, circulateur) sont tous à maintien de polarisation PM (Polarization Maintain) afin de maintenir l'état de polarisation du signal injecté. Un cordon de fibre croisée en polarisation est utilisé pour changer l'état de polarisation TE/TM du signal injecté dans le R-EAM-SOA. Les courbes du gain spectral en réflexion pour deux états de polarisation TE/TM du signal en entrée sont représentées dans les figures 3.12 et 3.13 pour deux composants R-EAM-SOA Run1 et Run2. Le courant d'alimentation du SOA est fixé à 100 mA et la tension appliquée sur la section EAM varie de 0 V à -5 V. Nous retrouvons l'allure des courbes obtenues avec la source blanche et présentées dans le paragraphe précédent. Les courbes de gain en fonction de la tension appliquée sur la section EAM sont aussi similaires entre deux polarisations TE et TM, sauf que le gain pour la polarisation TM est un peu plus important que celui en TE pour les deux composants Run1 et Run2. Cela démontre un bon comportement du composant en terme de polarisation. Le gain en réflexion dans ce cas d'injection cohérente est plus élevé par rapport au cas avec une source blanche. Un gain maximal de 10 dB est obtenu avec la polarisation TM pour le R-EAM-SOA Run1 alors qu'il est à 12 dB pour le R-EAM-SOA Run2. Le taux d'extinction statique est lui aussi plus élevé par rapport au cas d'une source blanche.

Pour une comparaison plus précise entre les gains TE/TM, nous fournissons dans la figure 3.14 une représentation simultanée des gains TE/TM sur la même figure pour un courant d'alimentation du SOA fixé à 100 mA et pour une tension 0 V / -3 V appliquée sur la section EAM. Nous observons clairement que le gain en TM est plus élevé que celui en TE. Le R-EAM-SOA Run1 présente une sensibilité à la polarisation plus importante que celui Run2. En plus, un faible décalage vers les hautes longueurs d'onde du gain TM est observé pour le composant Run1 alors que seulement la transition verticale entre TE et TM est observée pour le composant Run2.

La différence du gain en réflexion entre TE et TM ou la PDL (Polarization Dependence

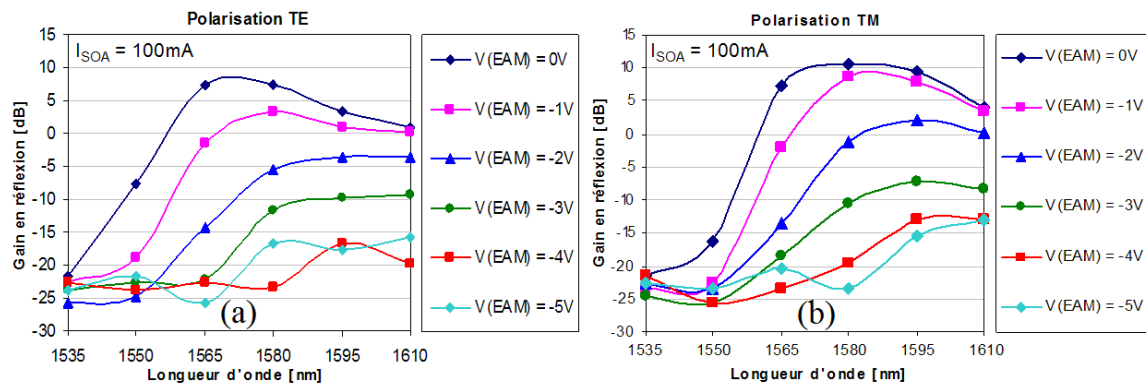


FIGURE 3.12 – Gain en réflexion du R-EAM-SOA Run1 pour différentes tensions EAM pour un signal cohérent polarisé TE (a) et TM (b) en entrée

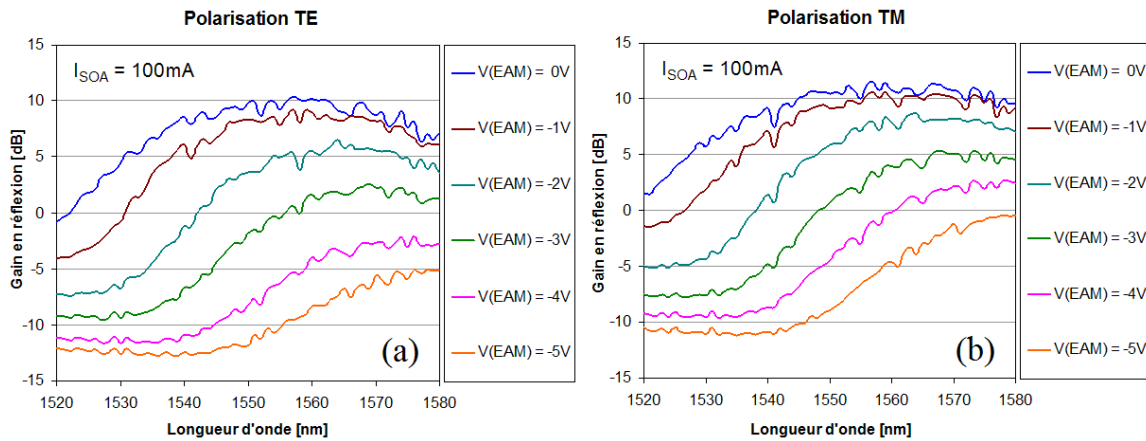


FIGURE 3.13 – Gain en réflexion du R-EAM-SOA Run2 pour différentes tensions EAM pour un signal cohérent polarisé TE (a) et TM (b) en entrée

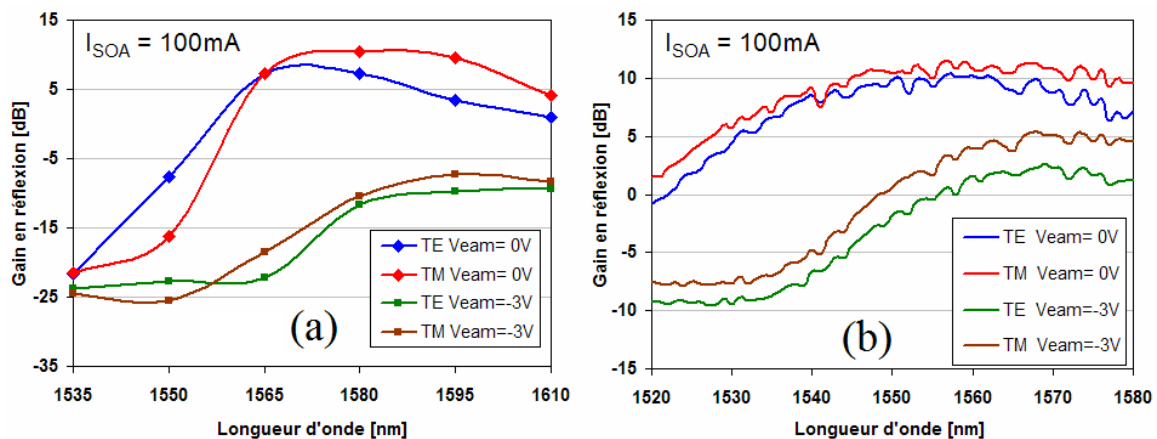


FIGURE 3.14 – Gain en réflexion pour un signal cohérent polarisé TE/TM en entrée du R-EAM-SOA Run1 (a) et Run2 (b)

Loss) du gain est montrée sur la figure 3.15 en fonction de la longueur d'onde pour différentes tensions appliquées sur la section EAM. Nous trouvons que cette PDL dépend fortement de la longueur d'onde et légèrement de la tension EAM. Pour le R-EAM-SOA Run1, la PDL est moins élevée à partir de la longueur d'onde de 1565 nm pour laquelle la PDL est inférieure à 6 dB. Dans la plage de fonctionnement de 1570 nm - 1580 nm, la PDL varie de 2 dB à 5 dB. Pour le R-EAM-SOA Run2, la PDL est plus faible. Elle ne dépasse pas 3 dB pour les tensions EAM supérieure à -4 V. Dans la plage de fonctionnement de 1550 nm - 1560 nm, la PDL varie autour de 2 dB, ce qui démontre une bonne insensibilité à la polarisation.

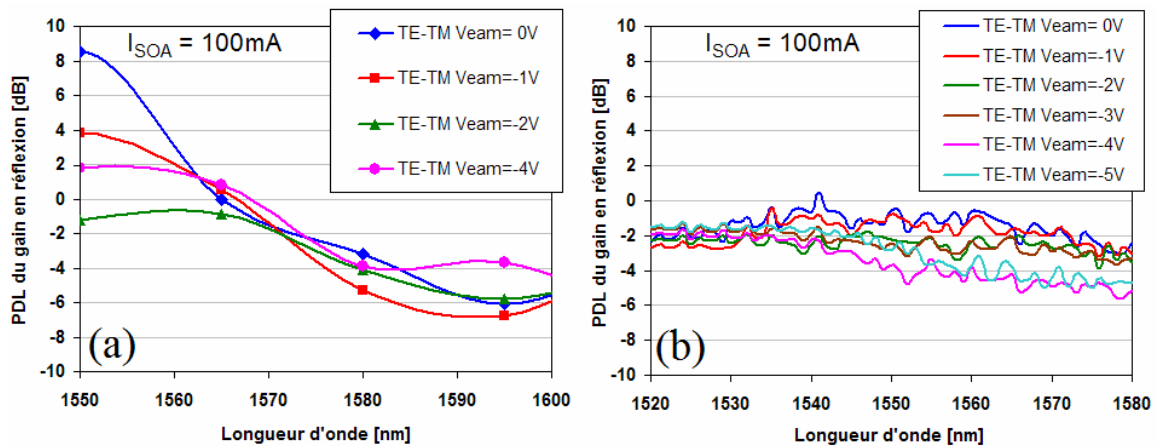


FIGURE 3.15 – Dépendance en polarisation (TE-TM) du gain en réflexion du R-EAM-SOA Run1 (a) et Run2 (b)

Enfin, nous notons également que les résultats présentés dans ce paragraphe montrent une dépendance en polarisation existante dans le composant R-EAM-SOA étudié. Néanmoins, la précision de la mesure n'est pas totalement assurée du fait que la polarisation du signal en sortie de la source cohérente n'est pas parfaitement TE. Le taux de réjection TE/TM du signal délivré par cette source est d'environ 20 dB.

### 3.3 Caractéristiques dynamiques

#### 3.3.1 Modulation en petit signal

Dans cette partie de caractérisations dynamiques, nous nous sommes intéressés premièrement à l'évaluation de la bande passante électrique du R-EAM-SOA afin de justifier la capacité de fonctionnement à très haut débit du composant (au moins à 10 Gb/s dans notre contexte d'étude). Généralement, les modulateurs à base d'EAM sont capables de fonctionner jusqu'à 40 Gb/s ou 100 Gb/s. Donc, nous avons réalisé la mesure de la réponse électro-optique ( $S_{21}$ ) en fonction de la fréquence de modulation. Le principe de mesure est le même à celui utilisé pour le laser Fabry-Perot détaillé dans le chapitre 2. Les résultats obtenus pour le R-EAM-SOA Run2 sont montrés dans la figure 3.16.

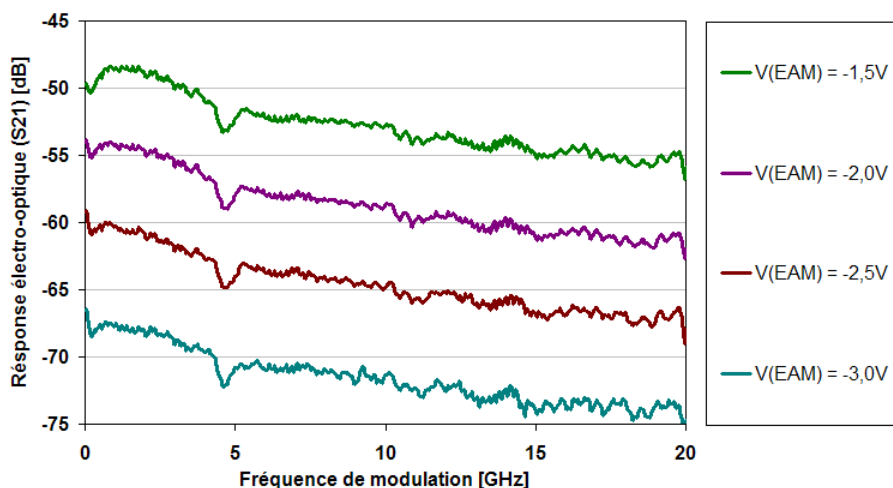


FIGURE 3.16 – Réponse électro-optique ( $S_{21}$ ) sous la modulation en petit-signal du R-EAM-SOA Run2

Le courant d'alimentation du SOA est fixé à 100 mA. La puissance optique injectée dans le composant est de -5 dBm et la puissance RF du signal d'horloge électrique à appliquer sur la section EAM est de -10 dBm. Nous observons que la bande passante électrique du R-EAM-SOA est largement plus grande que 10 GHz, ce qui peut assurer un très bon fonctionnement à 10 Gb/s. Une chute observée à 20 GHz est due à la limite en fréquence du synthétiseur parce que la fréquence des signaux générés par cet équipement ne dépasse pas 20 GHz. Nous remarquons aussi que la courbe de réponse électro-optique diminue quand nous augmentons la tension de l'EAM. Ceci est évidemment dû à l'augmentation de l'absorption avec la tension négative.

### 3.3.2 Modulation en grand signal

Nous étudions ensuite le comportement du R-EAM-SOA subi à une modulation avec des données générées par le générateur de séquence. Nous présentons dans ce paragraphe le taux d'extinction en dynamique du composant ainsi que la dépendance de la condition de fonctionnement via les mesures de diagramme de l'oeil.

Nous avons montré préliminairement dans les mesures du gain en réflexion que le taux d'extinction en statique du R-EAM-SOA Run1 peut atteindre 25 dB pour une variation de 0 à -5 V de la tension EAM (donc 5 dB/V) alors que celui du Run2 est autour de 15 dB (donc 3 dB/V). Mais en régime dynamique, le taux d'extinction diminue à cause de la diminution de la réponse du R-EAM-SOA à haute fréquence. La figure 3.17 donne les résultats de mesure de taux d'extinction à 10 Gb/s pour différents courants d'alimentation du SOA. L'amplitude du signal électrique appliqué sur l'EAM est de 2 Vpp pour le R-EAM-SOA Run1 et de 6 Vpp pour le Run2. Cette dernière est élevée car le R-EAM-SOA Run2 possède une faible sensibilité de modulation, et donc un signal électrique de grande

amplitude est appliqué afin d'exploiter au maximum le taux d'extinction du composant. Comme le montre la figure 3.17, le taux d'extinction du R-EAM-SOA Run1 varie de 9 dB à 11 dB pour une modulation à 2 Vpp alors que celui du composant Run2 n'est que 8 dB à 9 dB pour une modulation à 6 Vpp. Ces résultats reconforment les mesures en statique. Le faible taux d'extinction du R-EAM-SOA Run2 rend difficiles les expériences système à 10 Gb/s, même si cette génération présente quelques avantages par rapport à la première en termes de gain en réflexion, fonctionnement en bande C et une PDL plus faible.

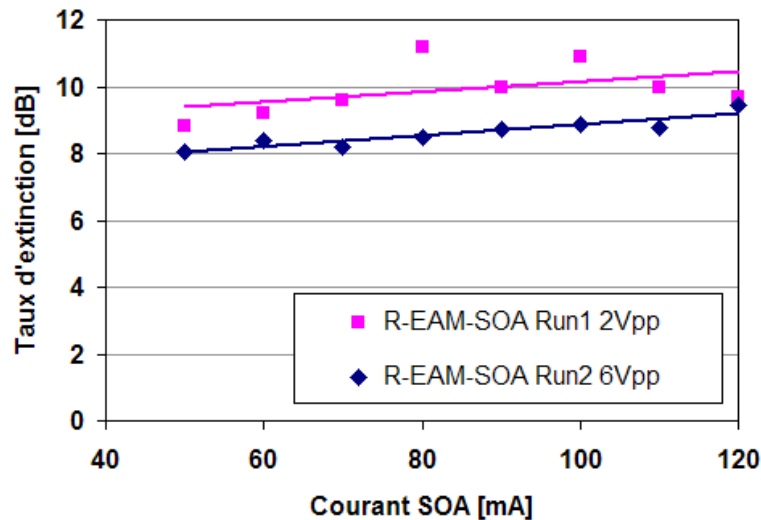


FIGURE 3.17 – Taux d'extinction du R-EAM-SOA Run1 et Run2

Nous évaluons aussi le comportement du R-EAM-SOA en modulation pour différentes conditions de fonctionnement comprenant la puissance optique injectée dans le composant, le courant d'alimentation du SOA et la longueur d'onde de travail. Les diagrammes de l'oeil à 10 Gb/s représentés dans la figure 3.18 montrent cette dépendance, notamment de la puissance optique injectée.

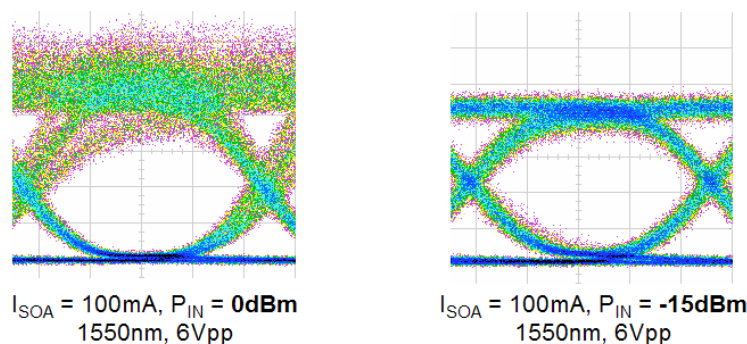


FIGURE 3.18 – Exemples de diagramme de l'oeil du R-EAM-SOA modulé à 10 Gb/s

Il est visible que les diagrammes de l'oeil sont dégradés quand nous injectons dans le



composant une puissance optique élevée, 0 dBm dans le cas avec le Run2. Nous attribuons l'origine de cette dégradation à la forte saturation du SOA et/ou du verrouillage du SOA à forte puissance optique injectée. Ce dernier phénomène signifie que le SOA ne fonctionne plus en régime d'amplification, mais en régime laser pour une forte puissance optique en entrée. Nous notons que le niveau "1" devient plus bruité dans ce régime. À côté de la puissance optique injectée, le courant d'alimentation du SOA et la longueur d'onde de travail peuvent aussi jouer sur la qualité du signal modulé. Ce fait semble logique parce que le gain dépend de la longueur d'onde et la courbe de gain se déplace aussi quand nous varions le courant d'alimentation du SOA. Donc, pour une puissance optique injectée donnée, la variation du gain due à la variation de longueur d'onde ou de courant d'alimentation du SOA peut faire apparaître le régime de saturation ou de verrouillage du SOA. Par conséquent, le triplet de paramètres (puissance optique injectée, courant du SOA et la longueur d'onde de travail) doit toujours être optimisé afin d'éviter les effets indésirables et afin d'obtenir une meilleure performance du composant.

### 3.3.3 Performances à 10 Gb/s

Après les caractérisations dynamiques en termes de modulation, nous évaluons ensuite les performances du composant R-EAM-SOA lui-même à 10 Gb/s via les mesures de taux d'erreur binaire en configuration Back-to-Back (BTB, c'est-à-dire sans transmission sur fibre optique) et en configuration de transmission unidirectionnelle sur une fibre monomode standard SSMF (Standard Single Mode Fiber). Comme un rappel, le principe de mesure du taux d'erreur binaire a été donné dans 2.2.4.4. La figure 3.19 ci-dessous montre le montage d'expérimental pour la mesure.

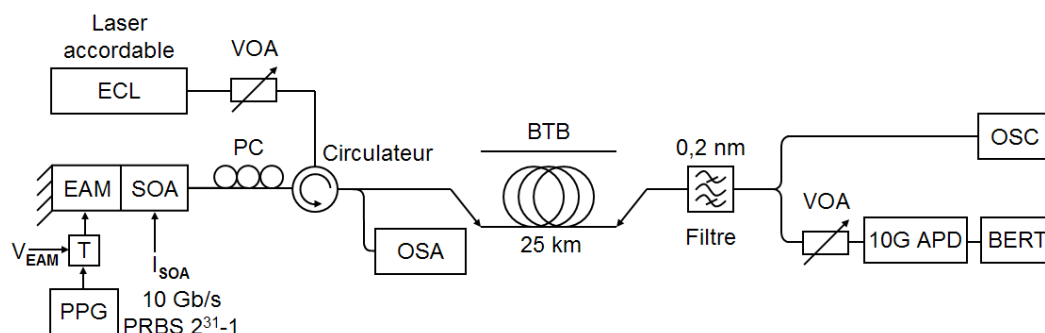


FIGURE 3.19 – Montage expérimental pour la mesure de performances du R-EAM-SOA

Le laser accordable à cavité externe ECL (External Cavity Laser) délivre un signal optique monomode de puissance continue à injecter dans le R-EAM-SOA via le circulateur. Un atténuateur optique variable VOA (Variable Optical Attenuator) sert à ajuster la puissance optique injectée. Un contrôleur de polarisation PC (Polarization Controller) est utilisé afin d'optimiser la polarisation du signal en entrée du R-EAM-SOA. Comme nous avons montré

dans les caractérisations statiques, le R-EAM-SOA dépend légèrement de la polarisation : la PDL du composant Run1 est autour de 4 dB dans la plage de fonctionnement optimal (1570 nm - 1580 nm) alors que celle du Run2 est autour de 2 dB pour la plage de 1550 nm - 1560 nm. Donc, le PC est souvent ajusté pour maximiser le gain du composant, c'est-à-dire pour s'aligner sur la polarisation TM. La tension de l'EAM et le courant d'alimentation du SOA sont optimisés tels que nous obtenons une meilleure qualité du signal en sortie. La  $V_{EAM}$  est souvent variée de -1 V à -2 V alors que le courant  $I_{SOA}$  dépend du composant. Pour le composant Run1 nous fixons son fonctionnement à un courant élevé (de l'ordre de 160 mA) afin de maximiser le gain du SOA alors que la courant du SOA du composant Run2 est fixé autour de 80 mA car nous avons vu que la puissance d'ASE de ce composant sature à partir de 100 mA. Un générateur de séquence PPG (Pulse Pattern Generator) émet des signaux électriques modulés à 10 Gb/s qui sont appliqués sur la section EAM via le Té de polarisation. Le signal en sortie du R-EAM-SOA repasse par le circulateur. Il est envoyé directement sur le filtre optique de bande passante 0,2 nm dans le cas de mesure en configuration BTB. Il peut être aussi transmis sur 25 km de SMF avant d'être envoyé sur le filtre optique dans le cas de mesure en configuration de transmission unidirectionnelle. Le signal en sortie du filtre optique est finalement reçu par le block de réception composé d'un VOA, un récepteur APD à 10 Gb/s et un testeur de taux d'erreur binaire BERT (Bit Error Rate Tester). La longueur de la fibre SSMF ici est choisie à 25 km afin d'être compatible avec la portée du réseau d'accès.

#### a. En configuration Back-to-Back (BTB)

La figure 3.20 montre les résultats de mesure du TEB en fonction de la puissance optique reçue sur le récepteur APD pour différentes puissances optiques en entrée du R-EAM-SOA Run1 et Run2. La longueur d'onde et le courant d'alimentation du SOA sont choisis de telle façon que le fonctionnement du R-EAM-SOA est optimal.

Nous voyons que pour une puissance optique injectée supérieure à -9 dBm, le composant Run1 présente des très bonnes performances qui sont complètement comparables à celles du modulateur LiNbO<sub>3</sub>. La sensibilité au TEB de  $10^{-9}$  atteint -26,5 dBm qui est la sensibilité maximale du récepteur. Ces résultats justifient un bon taux d'extinction du R-EAM-SOA Run1. A partir de la puissance optique injectée de -9 dBm, les performances diminuent à cause du bruit d'émission spontanée ASE du SOA.

Pour le composant Run2, les performances obtenues sont moins bonnes comparées à celles du Run1 à cause du faible taux d'extinction, même si nous avons augmenté l'amplitude du signal électrique modulé jusqu'à 6 Vpp. La sensibilité du récepteur au TEB de  $10^{-9}$  varie de -25,5 dBm à -24,5 dBm pour une puissance optique en entrée variant de -15 dBm à -5 dBm. Néanmoins, nous remarquons que le R-EAM-SOA Run2 est capable de fonctionner à une faible puissance optique injectée grâce au gain en réflexion un peu plus important comparé au composant Run1, jusqu'à -15 dBm sans introduction d'une pénalité significative.

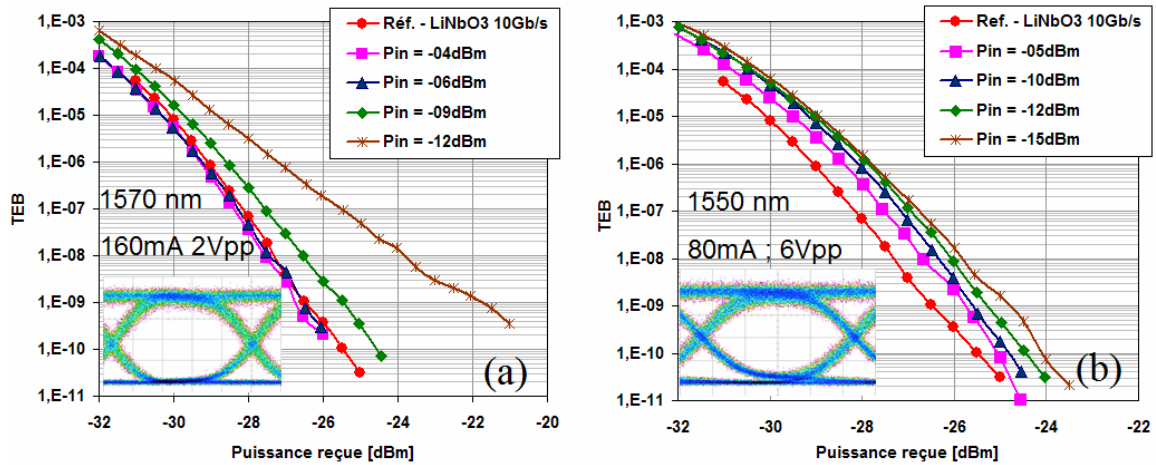


FIGURE 3.20 – Performances en configuration BTB du R-EAM-SOA Run1 (a) et Run2 (b)

### b. En transmission unidirectionnelle

Les performances en transmission unidirectionnelle sur 25 km de SSMF sont données dans la figure 3.21. Pour tous les deux composants Run1 et Run2, nous n'observons pas de plancher d'erreur après transmission. La pénalité après 25 km est comparable pour les deux cas. Cette pénalité vaut 1,5 dB au TEB de  $10^{-9}$ . Cette petite pénalité après 25 km justifie une faible valeur de chirp du composant.

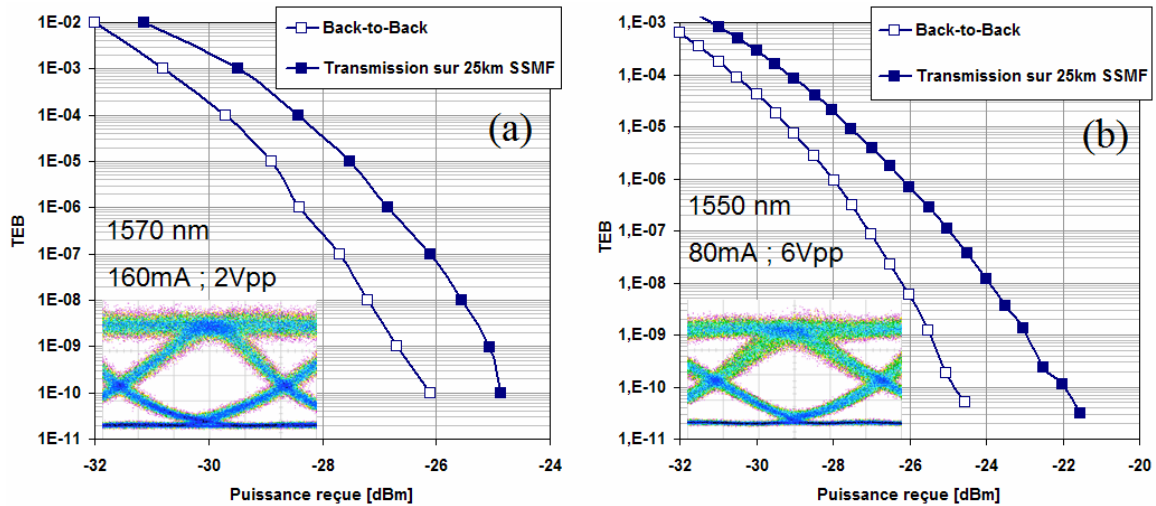


FIGURE 3.21 – Performances en transmission unidirectionnelle du R-EAM-SOA Run1 (a) et Run2 (b)

Comme nous observons les diagrammes de l'oeil après la transmission sur 25 km insérés dans la figure 3.21, une légère compression de l'oeil est trouvée. Cela est évidemment dû à la dispersion chromatique de la fibre optique. Donc, cette dégradation est bien le responsable de la pénalité de 1,5 dB obtenue au TEB de  $10^{-9}$ .

### 3.4 Autres fonctionnalités potentielles

Dans cette section, nous allons montrer que le composant R-EAM-SOA ne joue pas seulement le rôle d'un émetteur, mais il peut aussi offrir d'autres fonctionnalités potentielles telles que la détection directe et la régénération des signaux optiques à 10 Gb/s. Ces caractéristiques font du R-EAM-SOA un composant multifonctionnel prometteur pour le futur réseau d'accès optique à 10 Gb/s.

#### 3.4.1 Détection directe

Au point de vue de matériau, la section EAM avec la structure active à base des multiples puits quantiques AlGaInAs peut être utilisée comme une photodiode PIN [14, 15, 16]. La conversion optique-électrique est obtenue grâce à l'absorption par l'effet de Stark confiné quand la section est appliquée à une tension négative [17]. Nous retrouvons donc les signaux électriques via le photo-courant généré en sortie de la section EAM. La section SOA dans ce cas joue le rôle d'un préamplificateur avant la détection. Le principe de fonctionnement du R-EAM-SOA en mode réception est montré dans la figure 3.22. Le diagramme de l'oeil du signal optique à 10 Gb/s en entrée du composant et celui converti en électrique à la sortie sont représentés dans la figure 3.22. Le signal optique est généré à l'aide de la modulation par un MZM LiNbO<sub>3</sub> à 10 Gb/s d'une source continue provenant d'un laser DFB à la longueur d'onde 1570 nm pour laquelle le gain du R-EAM-SOA est maximisé. Nous observons que le diagramme de l'oeil du signal électrique à 10 Gb/s est bien propre. L'oeil est légèrement fermé comparé au signal optique, ce qui peut être dû à la non-optimisation du montage électrique recevant le signal en sortie de la section EAM (effet de la limitation en bande-passante électrique).

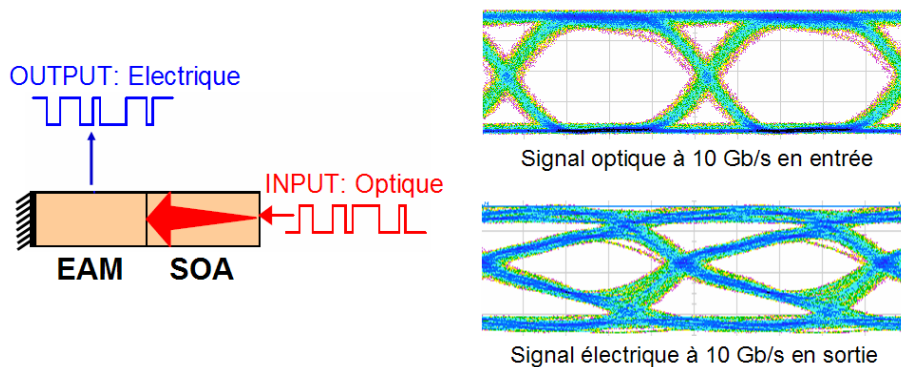


FIGURE 3.22 – Principe de fonctionnement en mode réception du R-EAM-SOA et exemple de la conversion optique-électrique du diagramme de l'oeil à 10 Gb/s

Afin d'évaluer l'efficacité en détection du R-EAM-SOA, nous mesurons sa sensibilité tant en statique qu'en dynamique. En statique, nous effectuons la mesure du photo-courant généré par la section EAM en fonction de la puissance optique continue injectée dans le

composant. Les courbes obtenues pour deux tensions appliquées sur la section EAM (-2 V et -3 V) sont données dans la figure 3.23 (a).

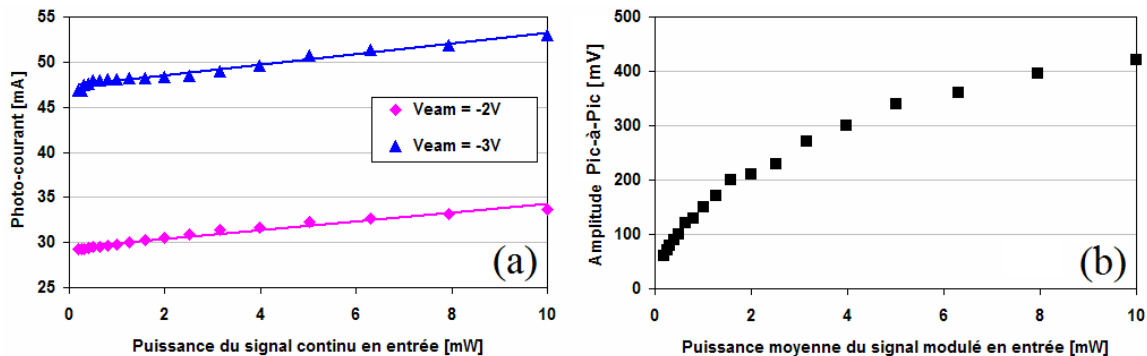


FIGURE 3.23 – Sensibilité du R-EAM-SOA en mode réception en statique (a) et en dynamique (b)

Nous constatons premièrement que le photo-courant est plus élevé quand nous augmentons la tension négative de la section EAM. Ce fait est bien évident parce que le pouvoir d'absorption augmente quand la tension négative augmente, c'est-à-dire que l'efficacité de conversion optique-électrique augmente. Cette efficacité augmente de 0,45 A/W pour une tension de -2 V à 0,62 A/W pour une tension de -3 V sur la section EAM. Nous constatons que même si la puissance optique en entrée diminue, le photo-courant reste encore très élevé. Cette composante continue est due à l'émission spontanée amplifiée de la section SOA, qui est toujours présente même en cas d'absence du signal optique en entrée.

La figure 3.23 (b) représente la sensibilité de la détection en régime dynamique via l'évolution de l'amplitude pic-à-pic du signal électrique en sortie en fonction de la puissance moyenne du signal optique modulé à 10 Gb/s en entrée. La tension appliquée sur la section EAM est optimisée autour de -3 V. L'amplitude pic-à-pic est mesurée en utilisant un oscilloscope permettant de caractériser le signal électrique en sortie de l'EAM, qui est filtré par un Té de polarisation. Nous pouvons considérer une impédance de 50 Ohms de charge en sortie dans ce cas. Pour une application pratique, cette amplitude pic-à-pic peut être améliorée en utilisant un amplificateur de trans-impédance avec un gain élevé. Nous trouvons que l'évolution d'amplitude pic-à-pic en fonction de la puissance optique moyenne en entrée n'est pas linéaire. Une saturation à forte puissance en entrée est observée à cause de la saturation de la section SOA.

Finalement, nous évaluons les performances du R-EAM-SOA en détection via les mesures de taux d'erreur binaire (TEB) pour un signal modulé à 10 Gb/s en entrée. Les résultats obtenus sont montrés dans la figure 3.24 pour le cas sans préamplificateur et le cas avec le préamplificateur. Nous comparons ses performances en détection avec celles d'une photodiode PIN à 10 Gb/s conventionnelle (le PP-10G) et d'une photodiode APD à 10 Gb/s. Sur la figure 3.24 (a), nous voyons que la courbe de TEB pour le cas de détection par le

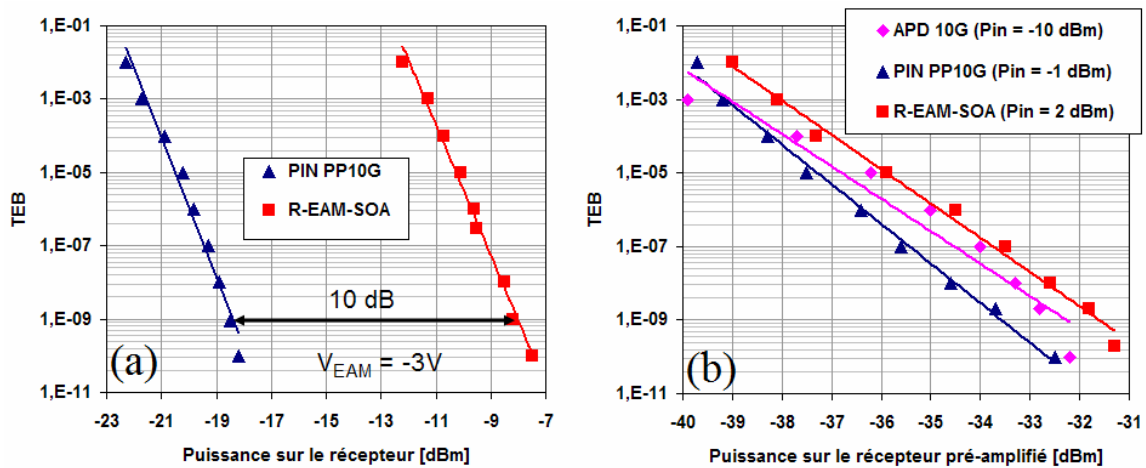


FIGURE 3.24 – Performances en détection du R-EAM-SOA à 10 Gb/s dans le cas sans (a) et avec (b) une préamplification [18]

R-EAM-SOA ne possède pas de plancher d'erreur, mais elle présente une pénalité d'environ 10 dB comparée à la courbe obtenue pour le PP-10G. Néanmoins, nous notons que cette pénalité ne provient pas seulement de la sensibilité en détection du composant lui-même, mais aussi du circuit électronique lié à la détection (impédance de charge, amplificateur de trans-impédance,...) et de la perte de couplage. À préciser, la perte de couplage optique entre la fibre et le composant R-EAM-SOA est au moins 5 dB. Afin de comparer les performances non impactées par la perte de couplage, nous effectuons donc les mesures en détection avec préamplification. Les courbes sont données dans la figure 3.24 (b) pour trois types de récepteur : le récepteur à base de la photodiode APD, celui à base de la photodiode PIN et le R-EAM-SOA. Nous remarquons que dans le cas avec préamplification, les performances des trois types de récepteur sont très comparables. Une sensibilité autour de -33 dBm à -32 dBm est obtenue pour un TEB de  $10^{-9}$ . Cela justifie une bonne capacité en réception du R-EAM-SOA dans le cas avec préamplification. Ces résultats préliminaires en mode de détection du R-EAM-SOA sont encore assez modestes (-8 dBm de sensibilité au TEB de  $10^{-9}$  dans le cas sans préamplification) et il demande encore des améliorations à la fois pour l'optique de couplage et l'électronique de post-détection. Mais ils montrent un fort potentiel du R-EAM-SOA pour réaliser une double fonction émission-réception à base d'un seul composant.

### 3.4.2 Régénération

Une autre fonctionnalité du R-EAM-SOA que nous pouvons envisager est la régénération, c'est-à-dire que le R-EAM-SOA peut jouer le rôle d'un dispositif positionné avant le récepteur à l'OLT ou l'ONU afin d'améliorer la qualité du signal reçu, qui est dégradé à cause des effets survenus lors de la propagation dans le réseau d'accès, comme nous pouvons observer

dans le schéma fonctionnel dans la figure 3.25 (a). La propriété régénérative du composant R-EAM-SOA est obtenue grâce à la section EAM via l'automodulation. En effet, le modulateur EAM fonctionne en mode d'émetteur par la modulation du spectre d'absorption via l'effet Stark confiné en utilisant le champ électrique (tension négative) appliquée. Mais quand nous injectons un signal optique modulé dans l'EAM, il est absorbé, et par conséquent crée des porteurs qui, à leur tour, modifient le champ électrique local, ce qui module l'absorption de l'EAM. Nous l'appelons donc automodulation par la suite. L'utilisation de l'EAM comme un régénérateur 2R a été largement étudiée et démontrée pour des systèmes de transmission à 10-40 Gb/s [19, 20, 21, 22].

### a. Fonction de transmission non-linéaire

Une caractéristique très importante d'un régénérateur est la fonction de transmission non-linéaire, qui prend souvent la forme de la lettre "S" comme nous pouvons constater dans la figure 3.25 [23]. Cette fonction caractéristique de régénérateur permet de compresser les fluctuations d'intensité sur le niveau "1" et le niveau "0" du diagramme de l'oeil et d'ainsi améliorer le taux d'extinction du signal, soit d'ouvrir l'oeil du signal dégradé en entrée.

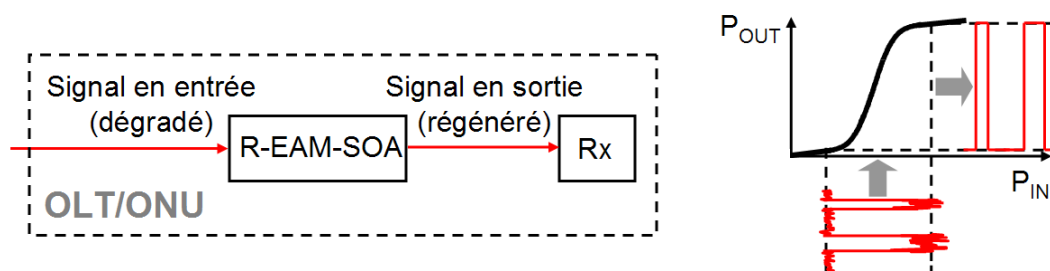


FIGURE 3.25 – Principe du fonctionnement en régénération du R-EAM-SOA et la fonction de transmission schématique d'un régénérateur

La fonction de transmission non-linéaire expérimentalement obtenue du composant R-EAM-SOA est montrée dans la figure 3.26. Ces courbes sont mesurées en statique, c'est-à-dire pour un signal optique continu en entrée, à différents courants d'alimentation du SOA et à différentes tensions de polarisation de l'EAM. Nous remarquons que le courant du SOA et la tension de l'EAM ne semblent pas avoir d'influence sur la forme de la fonction mais entraînent juste des légères translations de celle-ci verticalement ou horizontalement.

### b. Réduction de bruit d'intensité

En plus de la fonction de transmission non-linéaire qui permet de compresser les fluctuations d'intensité et d'améliorer le taux d'extinction, nous pouvons également exploiter la capacité de réduction de bruit d'intensité par la saturation du SOA quand nous injectons dans le composant une puissance optique relativement importante. En effet, il a été démontré que le SOA fonctionnant en régime de saturation possède une capacité de réduction

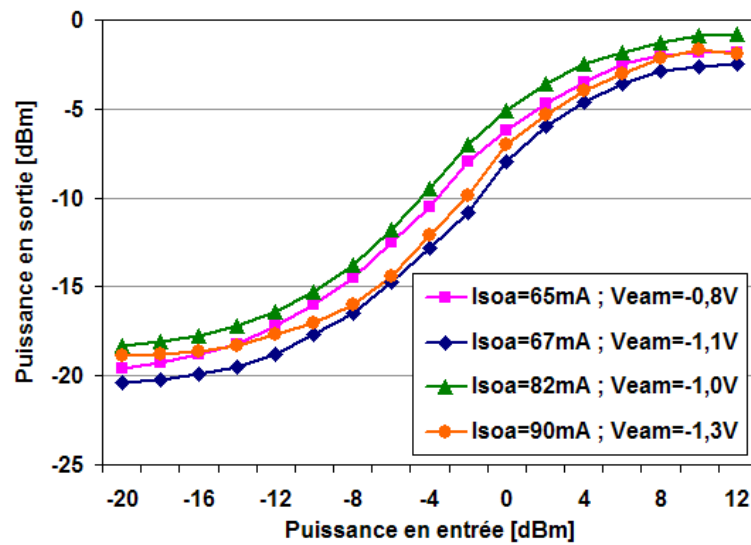


FIGURE 3.26 – Fonction de transmission non-linéaire en statique du R-EAM-SOA [18]

de bruit d'intensité en basse fréquence [24, 25]. Cette gamme de fréquence correspond à la coupure de la courbe de réponse en fréquence du SOA. La figure 3.27 montre l'efficacité de réduction de bruit d'intensité par la saturation du SOA du composant Run1 et Run2. Dans cette figure, la réduction de bruit est définie comme l'efficacité d'abaisser de la densité spectrale de puissance de RIN du signal régénéré par le R-EAM-SOA par rapport celle du signal en entrée. Le signal optique monomode injecté dans le R-EAM-SOA Run1 possède un ratio signal sur bruit optique OSNR (Optical Signal to Noise Ratio) de 30 dB alors que le composant Run2 est injecté avec un signal quasi-monomode présentant un fort bruit de partition de mode. Les signaux continus sont injectés dans le R-EAM-SOA à différentes puissances.

Nous trouvons que l'efficacité de réduction de bruit devient plus importante pour une puissance optique injectée plus élevée parce que la saturation du SOA est plus grande. Par exemple, une réduction en basse fréquence varie de 6 dB à 10 dB quand nous augmentons la puissance injectée de -3 dBm à +3 dBm pour le composant Run1, et de -10 dB à -16 dB pour une variation de la puissance injectée de -9 dBm à -3 dBm pour le composant Run2. Nous remarquons également que l'efficacité de réduction de bruit semble plus significative pour le composant Run2. Cette différence est probablement due au gain et à la puissance de saturation des deux composants. Nous avons bien constaté dans les caractérisations statiques que le composant Run2 possède un gain plus élevé que celui du Run1.

### c. Performances en régénération

Nous avons ensuite évalué les performances en régénération du R-EAM-SOA en dynamique, c'est-à-dire pour un signal optique modulé à 10 Gb/s en entrée, en termes de l'amélioration du taux d'extinction et de la sensibilité du récepteur.



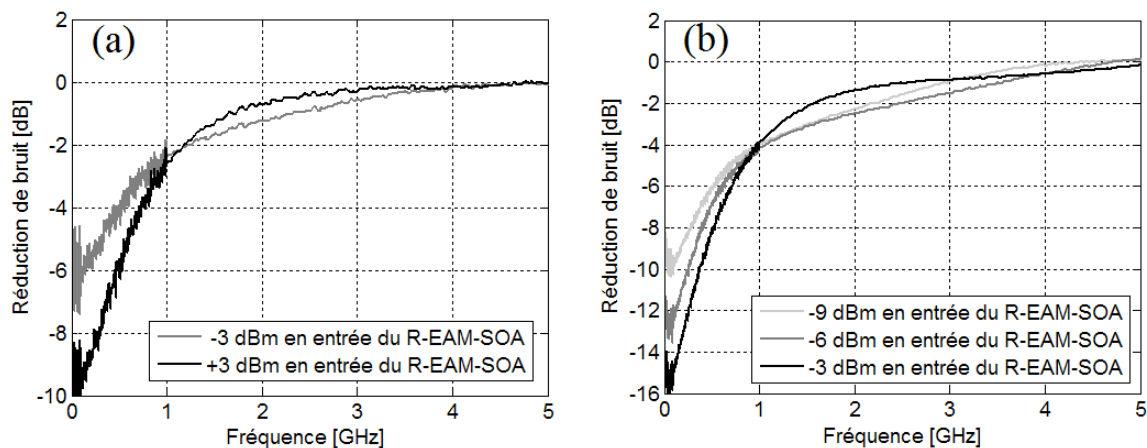


FIGURE 3.27 – Efficacité de réduction de bruit d'intensité du R-EAM-SOA Run1 (a) et Run2 (b)

L'amélioration du taux d'extinction en fonction de celui du signal en entrée est donnée dans la figure 3.28 (a). Pour cette mesure, un signal optique modulé à 10 Gb/s est obtenu en utilisant le modulateur  $\text{LiNbO}_3$  et un laser à 1570 nm. Son taux d'extinction est ajusté et dégradé en variant la tension de polarisation du modulateur Mach-Zehnder. Ce signal est injecté dans le R-EAM-SOA qui est alimenté par un courant du SOA continu et une tension de l'EAM continue. Le signal régénéré en sortie du R-EAM-SOA est analysé par un oscilloscope et un testeur de taux d'erreur binaire. De la figure 3.28 (a), nous observons que l'amélioration du taux d'extinction n'est qu'obtenue pour des faibles valeurs de taux d'extinction du signal en entrée. C'est-à-dire que la régénération par le R-EAM-SOA est efficace pour un signal en entrée dégradé. L'amélioration du taux d'extinction typiquement de 2-3 dB est trouvée pour un taux d'extinction inférieur à 10 dB du signal optique en entrée du R-EAM-SOA.

L'illustration de l'amélioration du taux d'extinction par les diagrammes de l'oeil en entrée et en sortie du R-EAM-SOA est présentée dans la figure 3.28 (b). Nous remarquons que l'amélioration de la qualité du diagramme de l'oeil est plus significative pour des signaux fortement dégradés en entrée (taux d'extinction de 3 dB à 5 dB).

Finalement, les performances en régénération du R-EAM-SOA sont évaluées par les mesures de taux d'erreur binaire du signal en entrée et en sortie du composant, afin de montrer l'amélioration de la sensibilité du récepteur. Les courbes sont représentées dans la figure 3.29 pour différents taux d'extinction du signal en entrée. Dans cette expérience, le récepteur 10 Gb/s à base d'une photodiode APD est utilisé.

En observant ces résultats, il est visible que l'amélioration de la sensibilité du récepteur est plus significative pour des signaux de faible taux d'extinction en entrée. Concrètement, une amélioration de la sensibilité à l'aide de R-EAM-SOA de 2 dB au TEB de  $10^{-9}$  pour le signal avec un taux d'extinction de 3 dB en entrée, et de 1 dB pour le signal avec un taux

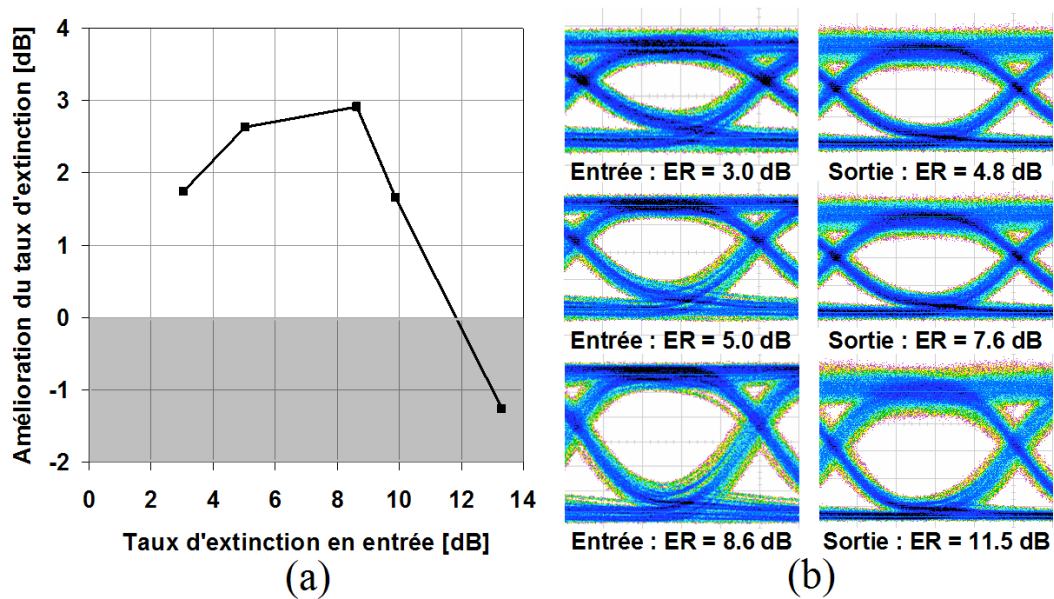


FIGURE 3.28 – Amélioration du taux d'extinction par le R-EAM-SOA (a) et illustration par les diagrammes de l'oeil à 10 Gb/s (b) (ER : Extinction Ratio)

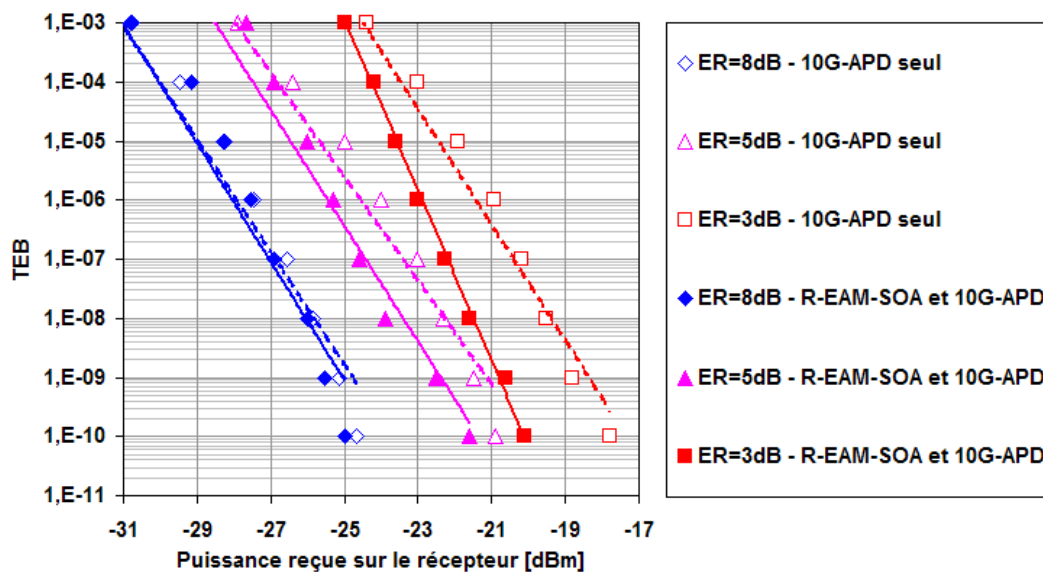


FIGURE 3.29 – Performances en régénération du R-EAM-SOA

d'extinction de 5 dB en entrée. Mais pour le signal avec un taux d'extinction de 8 dB en entrée, il n'y a quasiment pas d'amélioration. Donc, cette mesure confirme l'amélioration de la qualité du signal grâce à la régénération par le R-EAM-SOA pour un taux d'extinction  $< 8$  dB en entrée.

Les résultats en termes de performances en régénération du R-EAM-SOA montrés dans

ce paragraphe ne semblent pas suffisamment significatifs. Mais ces résultats préliminaires sont quand même encourageants. Dans le prochain chapitre sur la rétrodiffusion de Rayleigh dans le réseau d'accès, nous allons montrer que l'amélioration de la qualité du signal par la régénération grâce au R-EAM-SOA est beaucoup plus significative dans le but de réduire le bruit d'intensité généré par la rétrodiffusion de Rayleigh [26, 27].

Finalement, d'autres fonctionnalités additionnelles obtenues par le composant intégré EAM-SOA, qui ne sont pas étudiées dans cette thèse, sont la génération des signaux modulés en phase du type QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) à très haut-débit (50 Gb/s) [28, 29, 30] et la démodulation du signal modulé en phase [31, 32]. Toutes ces fonctionnalités montrent que le composant R-EAM-SOA a un très fort potentiel pour des multiples applications tant dans le réseau d'accès que dans le réseau coeur à très haut-débit.

### 3.5 Synthèse

Nous avons présenté dans ce chapitre le modulateur électro-absorbant en réflexion amplifié R-EAM-SOA qui est l'un des deux émetteurs achromatiques étudiés dans cette thèse. L'avantage de ce composant comparé au premier, à base du laser Fabry-Perot verrouillé par injection optique, est sa grande capacité en modulation de la section EAM, ce qui permet facilement un fonctionnement à 10 Gb/s dans le réseau d'accès.

Les caractérisations statiques ont montré une large bande spectrale de fonctionnement dans la bande L du composant Run1 et dans la bande C/L du composant Run2. Un fort taux d'extinction statique ( $> 20$  dB possible) a été trouvé. Les mesures en polarisation ont montré que ce composant possède une PDL relativement faible (5 dB pour le Run1 et autour de 2 dB pour le Run2). Néanmoins, une propriété limitative de ce composant est son gain relativement faible. Un gain maximal d'environ 10 dB a été obtenu en statique, mais en régime de fonctionnement dynamique (tension négative et modulation sur l'EAM) ce gain est abaissé de 0 dB. Ce faible gain du composant limitera le budget optique du réseau d'accès dans le cas de transmission unidirectionnelle et rend plus difficile la transmission bidirectionnelle, pour laquelle le R-EAM-SOA est utilisé comme un émetteur à l'ONU, à cause du bruit de rétrodiffusion de Rayleigh dans la voie montante dans le réseau d'accès. Il est néanmoins raisonnable de penser que les futures générations pourront améliorer ce facteur gain.

Les caractérisations dynamiques ont confirmé une grande bande-passante électrique du composant (bien supérieur à 10 GHz) et une bonne capacité en modulation, surtout en termes de taux d'extinction en dynamique ( $> 10$  dB possible). Les mesures de taux d'erreur binaire ont montré que les performances à 10 Gb/s du R-EAM-SOA sont complètement comparables à celles d'un modulateur Mach-Zehnder du type  $\text{LiNbO}_3$  en configuration BTB. Une pénalité de seulement 1,5 dB au TEB de  $10^{-9}$  pour une transmission sur 25 km du signal à 10 Gb/s obtenu par le R-EAM-SOA confirme une faible valeur de chirp de ce composant.

Finalement, nous avons exploré les fonctionnalités potentielles du R-EAM-SOA autre

qu'en utilisation émetteur : ce sont la détection directe et la régénération. La capacité en détection directe est obtenue grâce à l'absorption par la section EAM. L'efficacité évaluée de détection en statique est de 0,62 A/W. Nous avons montré que les performances en détection du R-EAM-SOA sont très comparables à celles des photodiodes PIN et APD conventionnelles dans le cas d'utiliser un préamplificateur. La capacité en régénération par le R-EAM-SOA est basée sur l'effet d'automodulation de la section EAM. En plus, la réduction de bruit d'intensité est aussi obtenue par la saturation du SOA. Les performances en régénération du R-EAM-SOA sont justifiées par l'amélioration du taux d'extinction du signal en entrée du composant ainsi par l'amélioration de la sensibilité en réception du signal régénéré. Ces performances ne sont pas vraiment significatives pour l'instant, mais nous allons montrer dans le prochain chapitre que l'amélioration de la qualité du signal par la régénération grâce au R-EAM-SOA sera très importante pour un signal dégradé par le bruit de rétrodiffusion de Rayleigh lors de la propagation dans le réseau d'accès. Ces fonctionnalités additionnelles sont très prometteuses et place le R-EAM-SOA comme un dispositif à multifonctions émission-réception-régénération à base d'un seul composant pour le futur réseau d'accès optique à haute débit.

## Bibliographie

- [1] G. de Valicourt, D. Make, J. Landreau, M. Lamponi, G. Duan, P. Chanelou, and R. Brenot, "High Gain (30 dB) and High Saturation Power (11 dBm) RSOA Devices as Colorless ONU Sources in Long-Reach Hybrid WDM/TDM-PON Architecture," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 22, no. 3, pp. 191–193, feb.1, 2010.
- [2] "R-EAM Module Measurement Sheet," Alcatel-Thales III-V Lab, Tech. Rep., 27 April 2006.
- [3] N. Dupuis, A. Garreau, C. Jany, J. Decobert, F. Alexandre, R. Brenot, J. Landreau, N. Lagay, F. Martin, D. Carpentier, and C. Kazmierski, "10 Gbit/s Semi-Insulating Buried Heterostructure Loss-less Reflective Amplified Modulator for Wavelength Agnostic Networks," in *Optical Fiber Communication Conference and National Fiber Optic Engineers Conference, OFC/NFOEC 2008*, feb. 2008, pp. 1–3.
- [4] N. Dupuis, J. Decobert, C. Jany, F. Alexandre, A. Garreau, N. Lagay, F. Martin, D. Carpentier, J. Landreau, and C. Kazmierski, "10-Gb/s AlGaInAs Colorless Remote Amplified Modulator by Selective Area Growth for Wavelength Agnostic Networks," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 20, no. 21, pp. 1808–1810, nov. 2008.
- [5] G. Girault, L. Bramerie, O. Vaudel, S. Lobo, P. Besnard, M. Joindot, J.-C. Simon, C. Kazmierski, N. Dupuis, A. Garreau, Z. Belfqih, and P. Chanelou, "10 Gbit/s PON demonstration using a REAM-SOA in a bidirectional fiber configuration up to 25 km

- SMF,” in *34th European Conference on Optical Communication, ECOC 2008*, sep. 2008, pp. 1–2.
- [6] C. Kazmierski, “Remote amplified modulators : Key components for 10 gb/s wdm pon [invited],” in *Optical Fiber Communication Conference and the National Fiber Optic Engineers Conference, OFC/NFOEC 2010*, mar. 2010, pp. 1–3.
- [7] C. Kazmierski, “Advances in remote amplified modulator developments for applications from 10gb/s wdm access to 100gb/s core networks [invited],” in *36th European Conference on Optical Communication, ECOC 2010*, 19-23 September 2010.
- [8] N. Dupuis, “Intégration par épitaxie sélective d’un modulateur électro-absorbant et d’un amplificateur optique à base de puits quantiques algainas,” Ph.D. dissertation, Université de Metz, 2008.
- [9] N. Dupuis, J. Decobert, C. Jany, F. Alexandre, A. Garreau, R. Brenot, N. Lagay, F. Martin, D. Carpentier, J. Landreau, F. Pommereau, F. Poingt, and C. Kazmierski, “Selective area growth engineering for 80nm spectral range algainas 10gbit/s remote amplified modulator,” in *20th International Conference on Indium Phosphide and Related Materials, IPRM 2008*, may. 2008, pp. 1–3.
- [10] A. Garreau, J. Decobert, C. Kazmierski, M.-C. Cuisin, J.-G. Provost, H. Sillard, F. Blache, D. Carpentier, J. Landreau, and P. Chanclou, “10Gbit/s Amplified Reflective Electroabsorption Modulator for Colourless Access Networks,” in *18th International Conference on Indium Phosphide and Related Materials, IPRM 2006*, may. 2006, pp. 168 – 170.
- [11] A. Garreau, N. Dupuis, and A. Shen, “Délivérable ANTARES D2 : Livraison des composants de la 1ère génération aux tests fonctionnels à SP1,” Alcatel-Thales III-V Lab, Tech. Rep., 30 Septembre 2007.
- [12] J. Decobert, N. Dupuis, P. Lagree, and N. Lagay, “240 nm wide wavelength range of AlGaInAs MQWs selectively grown by MOVPE,” in *20th International Conference on Indium Phosphide and Related Materials, IPRM 2008*, may. 2008, pp. 1–4.
- [13] S. Gouraud, M.-C. Cuisin, C. Kazmierski, J. Decobert, F. Alexandre, F. Blache, A. Paraskevopoulos, and D. Franke, “High speed AlGaInAs multiple-quantum-well electroabsorption modulator buried and planarized with semi-insulating Fe-doped InP grown by chloride assisted LP-MOVPE,” in *17th International Conference on Indium Phosphide and Related Materials, IPRM 2005*, may. 2005, pp. 82 – 85.
- [14] G. Wanlin, L. Giraudet, J. Praseuth, A. Miras, and E. Legros, “High responsivity side illuminated AlGaInAs PIN photodiode for 40 Gbit/s-40 GHz applications,” in *11th International Conference on Integrated Optics and Optical Fibre Communications and*

- 23rd European Conference on Optical Communications*, vol. 2, sep. 1997, pp. 37 –40 vol.2.
- [15] K. Wakita, I. Iotaka, K. Mogi, H. Asai, and Y. Kawamura, “High-speed AlGaInAs/AlInAs multiple quantum well PIN photodiodes,” *Electronics Letters*, vol. 25, no. 22, pp. 1533 –1534, oct. 1989.
- [16] K. Nishikata, H. Shimizu, K. Hiraiwa, S. Yoshida, N. Yamanaka, M. Irikawa, and A. Kasukawa, “Low dark current AlGaInAs/InP waveguide photodiodes using hybrid MBE and MOCVD growth,” *Journal of Crystal Growth*, vol. 175-176, no. Part 2, pp. 990 – 993, 1997, molecular Beam Epitaxy 1996.
- [17] F. van Dijk, A. Enard, A. Marceaux, D. Carpentier, and C. Kazmierski, “InGaAlAs/InP Electro Absorption Transceiver with Modulation and Photodetection Bandwidth Exceeding 40GHz,” in *18th International Conference on Indium Phosphide and Related Materials Conference Proceedings, IPRM 2006*, may. 2006, pp. 244 – 246.
- [18] Q. T. Nguyen, G. Vaudel, O. Vaudel, L. Bramerie, P. Besnard, A. Garreau, C. Kazmierski, A. Shen, G. H. Duan, P. Chanclou, and J. C. Simon, “Multi-Functional REAM-SOA for 10-Gb/s WDM Access,” in *Optical Fiber Communication Conference and the National Fiber Optic Engineers Conference, OFC/NFOEC 2011*, OThG7, Mar. 2011.
- [19] P. Cho, P. Sinha, D. Mahgerefteh, and G. Carter, “All-optical regeneration at the receiver of 10-Gb/s RZ data transmitted over 30 000 km using an electroabsorption modulator,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 12, no. 2, pp. 205 –207, feb. 2000.
- [20] E. Awad, P. Cho, C. Richardson, N. Moulton, and J. Goldhar, “Optical 3R regeneration using a single EAM for all-optical timing extraction with simultaneous reshaping and wavelength conversion,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 14, no. 9, pp. 1378 – 1380, sep. 2002.
- [21] T. Miyazaki, N. Edagawa, M. Suzuki, and S. Yamamoto, “Novel optical-regenerator using electroabsorption modulators,” in *Optical Fiber Communication Conference and the International Conference on Integrated Optics and Optical Fiber Communication. OFC/IOOC 1999*, vol. 2, 1999, pp. 350 –352 vol.2.
- [22] N. Dahdah, B. Charbonnier, R. Coquille, M. Joindot, and E. Pincemin, “All-optical 2R regenerative wavelength conversion of 40 Gbit/s RZ data using electro-absorption modulator with shifted band-pass filter,” in *31st European Conference on Optical Communication, ECOC 2005*, vol. 3, sep. 2005, pp. 363 – 364 vol.3.
- [23] J. Simon, L. Billes, and L. Bramerie, “All optical regeneration,” in *Digest of the 2010 LEOS Summer Topical Meetings, LEOS 2010*, 2000, pp. IV53 –IV54.

- [24] A. McCoy, P. Horak, B. Thomsen, M. Ibsen, and D. Richardson, “Noise suppression of incoherent light using a gain-saturated SOA : implications for spectrum-sliced WDM systems,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 23, no. 8, pp. 2399 – 2409, aug. 2005.
- [25] T.-H. Wu, J. pin Wu, F.-Z. Lin, and Y.-J. Chiu, “Chained integration of broadband electroabsorption modulators and semiconductor optical amplifier for noise reduction,” in *IEEE International Conference on Indium Phosphide Related Materials, IPRM 2009*, 10-14 2009, pp. 171 –173.
- [26] M. Fujiwara, J. ichi Kani, H. Suzuki, and K. Iwatsuki, “Impact of backreflection on upstream transmission in WDM single-fiber loopback access networks,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, no. 2, pp. 740 – 746, feb. 2006.
- [27] M. Fujiwara, H. Suzuki, and K. Iwatsuki, “Reducing the backreflection impact by using gain-saturated SOA in WDM single-fiber loopback access networks,” in *Optical Fiber Communication Conference and the National Fiber Optic Engineers Conference, OFC/NFOEC 2006*, mar. 2006, p. 3 pp.
- [28] C. Kazmierski, N. Dupuis, J. Decobert, F. Alexandre, C. Jany, A. Garreau, J. Landreau, I. Kang, S. Chandrasekhar, L. Buhl, P. Bernasconi, X. Liu, G. Raybon, C. Giles, M. Rasras, M. Cappuzzo, L. Gomez, Y. Chen, M. Earnshaw, J. Lee, and A. Leven, “A hybrid photonic-integrated electroabsorption modulator device for 50-Gb/s DQPSK generation,” in *20th International Conference on Indium Phosphide and Related Materials, IPRM 2008*, may. 2008, pp. 1 –2.
- [29] N. Dupuis, C. Kazmierski, J. Decobert, F. Alexandre, C. Jany, A. Garreau, J. Landreau, M. Rasras, M. Cappuzzo, L. Gomez, Y. Chen, M. Earnshaw, J. Lee, A. Leven, I. Kang, S. Chandrasekhar, L. Buhl, P. Bernasconi, X. Liu, G. Raybon, and C. Giles, “Hybrid optical vector modulator utilising AlGaInAs reflective EAMs and high index-contrast silica circuit,” *Electronics Letters*, vol. 45, no. 4, pp. 222 –224, feb. 2009.
- [30] I. Kang, S. Chandrasekhar, L. Buhl, P. G. Bernasconi, X. Liu, C. R. Giles, C. Kazmierski, N. Dupuis, J. Decobert, F. Alexandre, C. Jany, A. Garreau, J. Landreau, M. Rasras, M. Cappuzzo, L. T. Gomez, Y. F. Chen, M. P. Earnshaw, J. Lee, A. Leven, and C. Dorrer, “A hybrid electroabsorption modulator device for generation of high spectral-efficiency optical modulation formats,” *Optics Express*, vol. 16, no. 12, pp. 8480–8486, 2008.
- [31] B. Schrenk, J. Lazaro, C. Kazmierski, and J. Prat, “Colourless FSK/ASK Optical Network Unit based on a Fabry Perot type SOA/REAM for symmetrical 10 Gb/s WDM-PONs,” in *35th European Conference on Optical Communication, ECOC 2009*, sep. 2009, pp. 1 –2.

- 
- [32] B. Schrenk, J. Lazaro, C. Kazmierski, and J. Prat, “Colorless FSK Demodulation and Detection With Integrated Fabry-Perot-Type SOA/REAM,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 22, no. 13, pp. 1002–1004, 2010.





## Chapitre 4

# Bruit de rétrodiffusion de Rayleigh et son impact sur la transmission WDM-PON bidirectionnelle

Dans ce chapitre, nous étudions la rétrodiffusion de Rayleigh qui est une source de dégradation majeure pour les systèmes de transmission WDM-PON bidirectionnelle. Nous rappelons tout d'abord le principe de la rétrodiffusion de Rayleigh dans une fibre optique. Les propriétés spectrales du bruit lié à la rétrodiffusion de Rayleigh et sa dépendance à la cohérence de la source laser utilisée sont évaluées expérimentalement par des mesures de bruit d'intensité. Les résultats obtenus sont en accord avec la théorie. De ces propriétés spectrales, nous proposons une technique de mesure de largeur de raie d'un laser en utilisant le spectre de bruit d'intensité obtenu par la rétrodiffusion de Rayleigh. Nous montrons ensuite la dégradation des performances de transmission en voie montante dans une architecture WDM-PON bidirectionnelle à cause du bruit de rétrodiffusion. Nous discutons aussi de l'impact du gain du modulateur en réflexion utilisé à l'ONU, qui joue un rôle très important vis-à-vis du rapport signal en voie montante sur le bruit de rétrodiffusion de Rayleigh. Finalement, nous proposons une méthode pour réduire le bruit de rétrodiffusion en utilisant un composant R-EAM-SOA étudié au chapitre 3. L'efficacité de réduction de bruit et l'amélioration des performances en transmission sont évaluées.

### 4.1 Bruit lié à la rétrodiffusion de Rayleigh

#### 4.1.1 Rappel de la rétrodiffusion de Rayleigh

La rétrodiffusion de Rayleigh dans la fibre optique a été connue et largement étudiée depuis les années quatre-vingts [1, 2, 3, 4, 5]. L'origine de cet effet provient de l'impureté du matériau en verre constituant la fibre optique. Donc, il provoque plusieurs réflexions dans toutes les directions et tout au long de la fibre optique d'une partie de la lumière quand le signal

optique se propage. Nous appellerons ce processus diffusion. Dans la lumière diffusée, il y a une fraction qui se propage dans le sens inverse du signal. Nous l'appelons signal rétrodiffusé ; au global, cet effet est appelé la rétrodiffusion de Rayleigh. La figure 4.1 schématise le principe de la rétrodiffusion de Rayleigh. Dans cette figure,  $E_S$  est le champ électrique du signal optique et  $E_{RB}$  est le champ électrique de la lumière rétrodiffusée. L'analyse statistique de la rétrodiffusion de Rayleigh est basée sur le découpage de la fibre optique en plusieurs tronçons de longueur infiniment petite [6, 7]. La diffusion de la lumière se produit dans tous les tronçons tout au long de la fibre. La somme de champs électriques des composantes diffusées dans tous les tronçons dans le sens inverse de celui de  $E_S$  constitue donc le champ électrique total de rétrodiffusion  $E_{RB}$ .

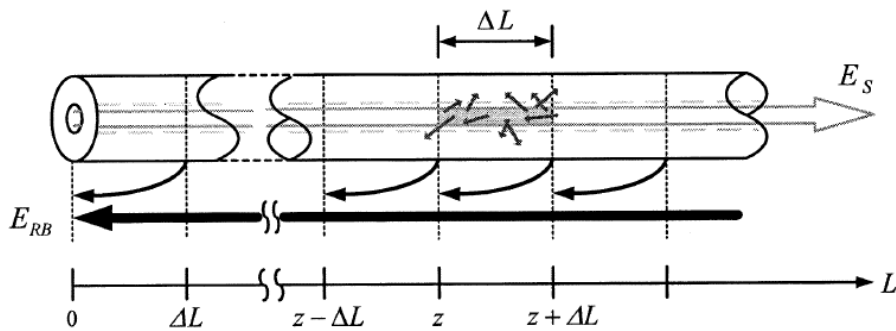


FIGURE 4.1 – Principe de la rétrodiffusion de Rayleigh

L'analyse théorique dans [7] a montré que l'intensité moyenne de la lumière rétrodiffusée reçue au bout de la fibre est calculée par la formule suivante :

$$\langle I_{RB} \rangle = \frac{\alpha_S S I_S (1 - e^{-2\alpha L})}{2\alpha} \quad (4-1)$$

avec  $\alpha$  le coefficient d'atténuation de la fibre,  $L$  la longueur de la fibre,  $I_S$  l'intensité du signal optique injectée dans la fibre,  $S$  la fraction de puissance optique totale diffusée qui se propage dans le sens inverse de celui de  $E_S$  et  $\alpha_S$  le coefficient d'atténuation dû à la rétrodiffusion de Rayleigh. Compte-tenu de cette formule, nous remarquons que l'intensité moyenne de la lumière rétrodiffusée reçue au bout de la fibre augmente avec la longueur, mais cette intensité tend vers une valeur maximale  $\alpha_S S I_S / 2\alpha$  pour une grande longueur de la fibre. C'est-à-dire que la puissance totale de la lumière rétrodiffusée a pour contribution principale les premiers tronçons de la fibre. Par exemple, les résultats théoriques donnés dans [8] par Seimetz montrent que le rapport de la puissance rétrodiffusée sur la puissance injectée à 1550 nm est d'environ -41 dB pour 1 km, -33 dB pour 10 km, -32 dB pour 25 km et ne dépasse pas -31 dB pour une longueur plus grande alors que les résultats expérimentaux donnés dans [9] par Payoux montrent que ce rapport est d'environ -34 dB pour 10 km, -33 dB pour 25 km et ne dépasse pas -32 dB pour une longueur plus grande.

Concernant la polarisation, les études théoriques et expérimentales ont montré que l'état

de polarisation de la lumière diffusée varie aussi comme le signal optique  $E_S$  et son degré de polarisation vaut un tiers de celui de  $E_S$  [10].

#### 4.1.2 Propriété spectrale de bruit

A cause de la rétrodiffusion de la lumière tout au long de la fibre, l'effet Rayleigh est considéré comme de multiples réflexions distribuées dans la fibre. Donc, l'intensité du signal rétrodiffusé, détectée par une photodiode au bout de la fibre, subit du bruit interférométrique produit par le battement entre les signaux rétrodiffusés provenant des différents tronçons. Ce bruit interférométrique est généré à cause de la conversion du bruit de phase - bruit d'intensité lors du battement entre des signaux décorrélés [11]. Il a été démontré théoriquement que la densité spectrale de puissance (DSP) de l'intensité rétrodiffusée prend la forme [7] :

$$S_{RB}(\omega) \approx \langle I_{RB} \rangle^2 \left( 2\pi\delta(\omega) + \frac{2\Delta\omega}{\Delta\omega^2 + \omega^2} \right) \quad (4-2)$$

Avec  $\langle I_{RB} \rangle$  l'intensité moyenne rétrodiffusée,  $\Delta\omega$  la largeur à mi-hauteur de la raie optique de la source. Nous remarquons que la DSP de l'intensité rétrodiffusée prend la forme d'une fonction Lorentzienne centrée autour de 0 avec une largeur à mi-hauteur de  $2\Delta\omega$ . Donc, la densité spectrale de l'intensité rétrodiffusée est identique au spectre optique de la source laser mais avec une largeur de raie deux fois supérieure à celle de la source. Nous rappelons que cette dernière propriété est similaire au principe interférométrique utilisé pour la mesure de la largeur de raie d'un laser par la technique auto-hétérodyne [12], sauf que le modulateur acousto-optique n'est pas utilisé. Donc, quand nous mesurons le spectre électrique de l'intensité rétrodiffusée, la courbe présente une moitié de sa densité spectrale à la fréquence nulle.

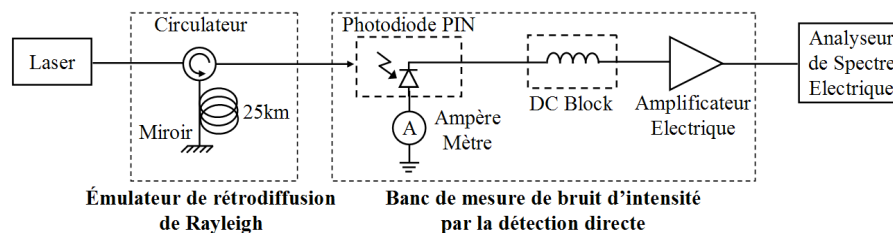


FIGURE 4.2 – Montage expérimental pour la mesure de bruit d'intensité lié à la rétrodiffusion de Rayleigh

Afin de vérifier expérimentalement toutes ces propriétés, nous avons mesuré le spectre de bruit d'intensité lié à la rétrodiffusion de Rayleigh. Le montage expérimental est représenté dans la figure 4.2. Le banc de mesure de bruit d'intensité est basé sur la détection directe que nous avons décrite dans le chapitre 2. Un émulateur composé d'un circulateur, d'une bobine de 25 km de fibre monomode et d'un miroir est utilisé pour générer le signal rétrodiffusé. A la sortie de l'émulateur, nous obtenons le signal rétrodiffusé sur 25 km (environ -32 dB plus

faible que la puissance du signal optique injecté dans la fibre) et en plus le signal réfléchi par le miroir. Donc, l'intensité moyenne des signaux en sortie de l'émutateur est la somme de l'intensité réfléchie  $I_r$  et de l'intensité rétrodiffusée  $I_{RB}$  :

$$\langle I_{tot} \rangle = I_r + I_{RB} = |r|^2 I_S e^{-2\alpha L} + \frac{\alpha_S S I_S (1 - e^{-2\alpha L})}{2\alpha} \quad (4-3)$$

avec  $r$  le coefficient de réflexion du miroir. Les deux signaux en sortie de l'émutateur (signal rétrodiffusé et signal réfléchi) sont envoyés dans le banc de mesure de RIN afin d'analyser son spectre de bruit d'intensité. Dans ce cas, le bruit d'intensité total à la détection ne contient pas seulement le bruit interférométrique du battement du signal rétrodiffusé lui-même, mais il comprend aussi le bruit interférométrique du battement entre le signal rétrodiffusé et le signal réfléchi. La densité spectrale de l'intensité totale est donnée par [7] :

$$S_{tot}(\omega) \approx 2\pi\delta(\omega)(I_r + \langle I_{RB} \rangle)^2 + \frac{2\Delta\omega}{\Delta\omega^2 + \omega^2} (2I_r \langle I_{RB} \rangle + \langle I_{RB} \rangle^2) \quad (4-4)$$

Dans cette formule, le premier terme représente la partie constante de l'intensité totale et le second terme correspond à une fonction Lorentzienne ayant une largeur à mi-hauteur  $2\Delta\omega$ . Encore une fois, nous constatons donc que la densité spectrale de l'intensité totale est identique au spectre optique de la source laser sauf que sa largeur à mi-hauteur est deux fois plus large que celle de la raie du laser. La figure 4.3 (a) montre le spectre de bruit de cette intensité totale. Il est donc différent du spectre de bruit d'intensité de la source laser, qui est relativement faible (autour de -150 dBc/Hz), le spectre de bruit lié à la rétrodiffusion de Rayleigh augmente en basse fréquence et a la forme d'une moitié de la raie laser. La largeur à mi-hauteur du spectre symétrique constitué de cette courbe doit être deux fois plus large que celle du laser DFB utilisé.

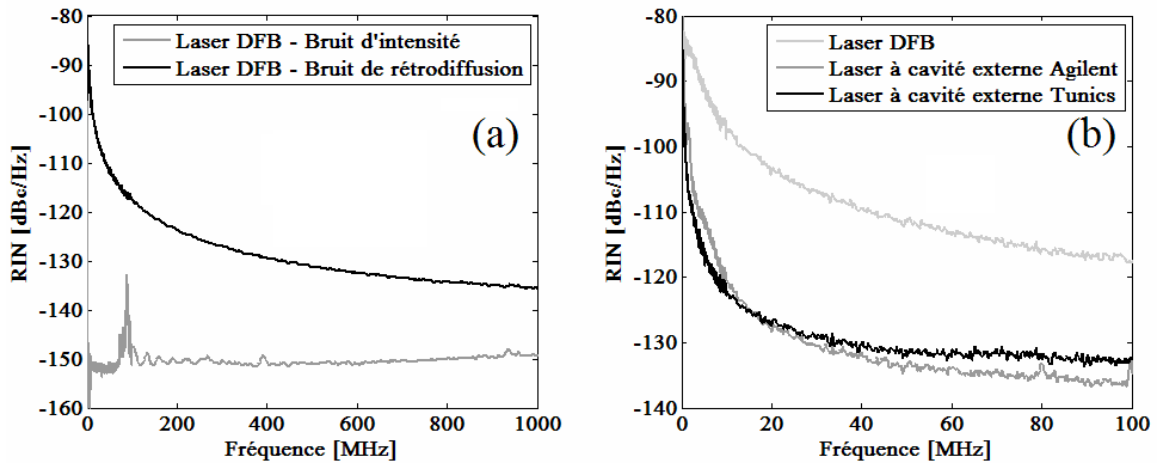


FIGURE 4.3 – Un exemple de spectre de bruit d'intensité lié à la rétrodiffusion de Rayleigh pour un laser DFB (a) et illustration de sa dépendance à la cohérence de la source laser (b)

Parce que la formule (4.4) indique que sa densité spectrale a une largeur à mi-hauteur

deux fois plus large que celle de la source laser, afin de vérifier la dépendance du spectre de bruit d'intensité lié à la rétrodiffusion de Rayleigh, nous mesurons donc ce spectre de bruit pour différents types de laser avec différents niveaux de cohérence (différentes largeurs de raie). Les résultats sont donnés figure 4.3 (b). Nous trouvons bien une largeur spectrale d'un laser à cavité externe (source accordable Tunics et Agilent) d'une centaine de kHz, beaucoup plus faible que celle du laser DFB. On constate donc la dépendance à la cohérence de la source laser utilisée.

#### 4.1.3 Un exemple d'application : Mesure de la largeur de raie d'un laser

Comme la densité spectrale de l'intensité reçue (du signal rétrodiffusé et du signal réfléchi) est identique au spectre optique de la source laser à un facteur deux près, nous proposons donc d'utiliser ce banc de mesure de bruit d'intensité pour mesurer la largeur de raie d'un laser. Avec cette méthode, nous utilisons le spectre de bruit en basse fréquence obtenu par la rétrodiffusion de Rayleigh pour retrouver le spectre optique de la source en restituant la partie négative de fréquence (symétrique via la fréquence nulle) et en divisant l'échelle de fréquence par deux. La figure 4.4 représente les résultats obtenus pour deux types de laser : un laser DFB (en haute de la figure) et un laser à cavité externe de faible largeur de raie (en bas de la figure).

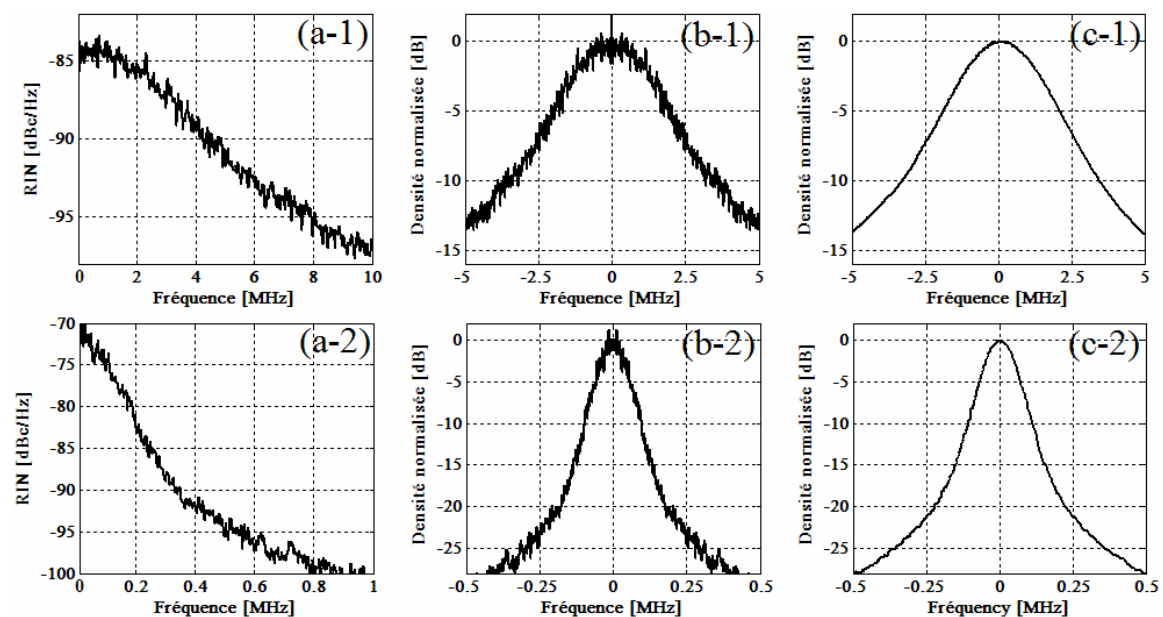


FIGURE 4.4 – Résultats de mesure de la largeur de raie d'un laser DFB (1) et d'un laser à cavité externe (2) par la rétrodiffusion de Rayleigh : spectres de bruit liés à la rétrodiffusion (a-1; a-2), largeurs de raie restituées (b-1; b-2) et les largeurs de raie obtenues par la méthode auto-hétérodyne (c-1; c-2) [13]

Les courbes (a-1) et (a-2) sont les spectres en basse fréquence de l'intensité totale du

signal rétrodiffusé et réfléchi obtenus par la mesure de bruit. Les courbes (b-1) et (b-2) sont les spectres de la raie optique normalisée qui sont restitués à partir des spectres de bruit pour deux lasers. Et nous comparons ensuite ces spectres avec ceux obtenus par la méthode auto-hétérodyne conventionnelle [12]. Ils sont présentés en (c-1) et (c-2). Nous remarquons donc que les spectres obtenus par les deux méthodes sont très comparables : une largeur à mi-hauteur de 2,4 MHz pour le laser DFB et une largeur de 120 kHz pour le laser à cavité externe sont trouvées par les deux méthodes.

Ces résultats confirment la faisabilité de notre technique utilisant la rétrodiffusion de Rayleigh, pour la mesure de largeur de raie jusqu'à une centaine de kHz. Pour la gamme de fréquence plus faible, la mesure est difficile et n'est pas suffisamment précise parce qu'elle est limitée par le bruit  $1/f$  présent en basse fréquence, par la fréquence de coupure des composants électroniques du banc de mesure et par les ondes électromagnétiques parasites de l'environnement. Néanmoins, l'abaissement de la gamme de fréquence de mesure pour détecter des largeurs de raie plus fines, est possible en utilisant des composants optiques et électroniques sensibles en basse fréquence avec une faible fréquence de coupure et en évitant les signaux parasites (par l'utilisation d'une cage de Faraday par exemple). Cette étude est en cours dans un autre projet FUI (Fonds Unique Interministériel) dénommé ATOS ayant pour but de réaliser des capteurs tout optiques pour la sécurité maritime, à base laser à fibre DFB.

L'intérêt de la technique proposée par rapport à l'auto-hétérodynage est qu'elle possède une très grande dynamique de mesure de largeur de raie variant de la centaine de kHz jusqu'à des GHz (car la bande de détection est jusqu'à 10 GHz) sans modification du banc de mesure. La fenêtre spectrale d'observation est beaucoup plus large (de l'ordre de quelques GHz) par rapport à la technique conventionnelle parce que la fréquence du modulateur acousto-optique utilisé dans cette technique est généralement limitée à une centaine de MHz. De plus, la technique proposée est beaucoup plus simple parce qu'elle n'utilise pas de modulateur acousto-optique. Finalement, le fait d'utiliser un seul banc de caractérisation pour mesurer à la fois le bruit d'intensité et la largeur de raie du laser rend cette technique efficace et économique pour les laboratoires.

## 4.2 Impact sur la transmission WDM-PON bidirectionnelle

### 4.2.1 Dégradation des performances de la transmission bidirectionnelle

Dans des systèmes de transmission bidirectionnelle, deux signaux optiques se propagent sur la même fibre en sens inverses. Si ces deux signaux utilisent la même longueur d'onde, nous obtenons donc un bruit de battement à la réception de chacun des deux signaux. Il comprend le bruit de battement du signal rétrodiffusé lui-même et le bruit de battement entre le signal rétrodiffusé issu d'une direction avec le signal de l'autre direction. Comme cela a déjà été mentionné dans la section précédente, ce bruit à la réception (fluctuations du

photo-courant) est expliqué par la translation du bruit de phase de la source laser en bruit d'intensité à cause du processus interférométrique [11]. Le principe est similaire au bruit généré par les réflexions multiples liées aux connecteurs, aux soudures, ... dans des systèmes de transmission bidirectionnelle [11]. Nous l'appelons le bruit cohérent de la rétrodiffusion de Rayleigh [14, 15]. Il a été démontré que la distribution de ce bruit suit la loi de Gamma [15]. Pour un signal optique modulé sans dégradation par le bruit de rétrodiffusion de Rayleigh, le bruit à la détection est généralement composé du bruit d'intensité du laser RIN, du bruit de grenaille de la photodiode et du bruit thermique qui est indépendant du signal optique (se reporter au 2.2.3). Donc, selon 2.2.5.1, la probabilité d'erreur  $P_e$  ou le TEB obtenu dû au bruit à la réception est :

$$\begin{aligned} TEB = P_e &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{i_1 - i_S}{\sigma_1 \sqrt{2}} \right) + \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{i_S - i_0}{\sigma_0 \sqrt{2}} \right) \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{i_1 - i_S}{\sqrt{2} \sqrt{\sigma_{RIN}^2 + \sigma_{Grenaille}^2 + \sigma_{Thermique}^2}} \right) + \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{i_S - i_{Thermique}}{\sqrt{2} \sigma_{Thermique}} \right) \end{aligned} \quad (4-5)$$

Afin d'éviter la confusion avec l'intensité lumineuse décrite dans le paragraphe 4.1, les différents courants en sortie de la photodiode lors de la détection sont représentés par  $i$ , dont  $i_S$  le courant de seuil de décision,  $i_1$  le courant détecté pour le symbole "1",  $i_0$  le courant détecté pour le symbole "0",  $i_{RIN}$ ,  $i_{Grenaille}$ ,  $i_{Thermique}$  les courants des différents types de bruit du laser, de la photodiode et thermique. Dans un système de transmission bidirectionnelle sur une seule fibre où la modulation utilisant un composant réflectif est déportée par rapport à la source comme pour le cas d'un système WDM-PON réflectif décrit dans 1.2.2.2, le signal optique modulé est donc dégradé par le bruit causé par la rétrodiffusion de Rayleigh. Comme nous venons de le montrer, ce bruit est composé de deux types : le bruit de battement du signal rétrodiffusé avec lui-même et celui entre le signal "utile" et le signal rétrodiffusé. Ici, le signal "utile" est celui que nous voulons détecter (et qui est dégradé par le signal rétrodiffusé issu de l'autre direction). Pour le symbole binaire "1", le signal est dégradé par ces deux types de bruit dûs au Rayleigh alors que le signal correspondant au symbole binaire "0" n'est dégradé que par le bruit de battement du signal rétrodiffusé avec lui-même. Donc, la probabilité d'erreur  $P_e$  peut être exprimée par :

$$\begin{aligned} TEB = P_e &= \frac{1}{2} \int_0^{\infty} \operatorname{erfc} \left( \frac{(i_1 + i) - i_S}{\sqrt{2} \sqrt{\sigma_{RIN}^2 + \sigma_{Grenaille}^2 + \sigma_{Thermique}^2 + \sigma_{RB-RB}^2 + \sigma_{RB-Signal}^2}} \right) p_{TotalRB}(i) di \\ &+ \frac{1}{2} \int_0^{\infty} \operatorname{erfc} \left( \frac{i_S - (i_{Thermique} + i)}{\sqrt{2} \sqrt{\sigma_{RIN}^2 + \sigma_{Grenaille}^2 + \sigma_{Thermique}^2 + \sigma_{RB-RB}^2}} \right) p_{RB-RB}(i) di \end{aligned} \quad (4-6)$$

Avec  $p_{TotalRB}$  la densité de probabilité du courant correspondant aux deux composantes de bruit Rayleigh (battement Rayleigh-Signal et Rayleigh-Rayleigh)  $p_{RB-RB}$  la densité de probabilité du courant correspondant au bruit de battement Rayleigh-Rayleigh. Les expressions détaillées de ces densités de probabilité sont données dans [15]. Mais nous venons de préciser que ses distributions suivent la loi de Gamma [15]. Donc, à partir de l'équation 4.6, nous trouvons évidemment que le bruit causé par la rétrodiffusion de Rayleigh fait augmen-



ter le taux d'erreur binaire du signal détecté, donc dégrade la qualité de transmission. Nous ne développons pas plus en détail cette analyse parce qu'elle doit prendre en compte de nombreux éléments tels que le bruit du laser, de la photodiode,... Aussi, la contribution du bruit de Rayleigh par rapport à celle d'autres sources de bruit à la détection dépend beaucoup de la configuration du système en pratique. Quelques analyses théoriques et expérimentales sur l'estimation de la dégradation introduite par le bruit de rétrodiffusion de Rayleigh dans les systèmes de transmission bidirectionnelle ont été reportées dans [15, 16, 17, 18].

Il n'est pas possible d'éliminer ce bruit par le filtrage spectral parce que la longueur d'onde du signal rétrodiffusé issu d'une direction est la même que celle du signal d'autre direction. Le niveau de dégradation par ce bruit à la détection dépend du rapport entre la puissance du signal "util" sur celle du signal rétrodiffusé. La dégradation est plus importante pour un rapport du signal sur Rayleigh plus faible. Par conséquent, elle dépend de la puissance du signal rétrodiffusé, donc de la longueur de la fibre, et de la puissance du signal utile, donc de la puissance optique à l'émission ainsi que des éléments atténuants sur la ligne de transmission.

#### 4.2.2 Bruit à la détection du signal en voie montante dans un système WDM-PON bidirectionnel à mono-fibre

Dans un système WDM-PON à mono-fibre utilisant le modulateur réflectif à l'ONU, les performances de transmission en voie montante sont dégradées par le bruit lié à la rétrodiffusion de Rayleigh. Dans cette configuration, la transmission est considérée comme bidirectionnelle parce que le signal continu de distribution ("seeding signal") provenant de l'OLT et le signal modulé provenant de l'ONU se propagent sur la même fibre dans deux directions opposées et à la même longueur d'onde. Le schéma de la transmission bidirectionnelle en voie montante dans une architecture WDM-PON à mono-fibre est montré figure 4.5 ci-dessous. A cause de l'effet Rayleigh, une portion du signal continu de distribution est rétrodiffusée vers l'OLT que nous appelons le signal RB1. Aussi, à cause de l'effet Rayleigh, une portion du signal modulé en voie montante est rétrodiffusée vers l'ONU que nous appelons le signal RB2. Ce signal RB2 rentre dans l'ONU ; il est ensuite re-modulé par le modulateur réflectif puis il se propage vers l'OLT. Donc, à la détection du signal en voie montante à l'OLT, nous recevons trois signaux : le signal utile en voie montante et les deux autres signaux RB1, RB2 à cause de la rétrodiffusion de Rayleigh. Ces deux derniers signaux sont considérés comme des sources de dégradation des performances via le battement à la détection qui génère le bruit interférométrique comme nous avons expliqué précédemment [19].

La contribution au bruit à la détection des deux composantes RB1 et RB2 dépend du gain du modulateur réflectif à l'ONU et des longueurs des tronçons de transport et de distribution. Dans le cas général pour lequel le tronçon de transport est beaucoup plus long que celui de distribution et la valeur de gain du modulateur réflectif à l'ONU est modérée (une dizaine de dB), la contribution au bruit à la détection est notamment due au signal

rétrodiffusé RB1. Dans ce cas, la puissance du signal rétrodiffusé RB2 n'est pas significative (faible distance du tronçon de distribution, forte atténuation par l'AWG au RN et faible puissance d'émission de l'ONU car le gain est faible). Mais dans le cas contraire pour lequel la longueur du tronçon de distribution est beaucoup plus importante que celle du tronçon de transport et si dans le même temps, le gain du modulateur réfléchif à l'ONU est très important ( $> 20$  dB comme le proposent quelques RSOA par exemple), la puissance du signal rétrodiffusé RB2 n'est pas négligeable et donc la contribution au bruit à la détection du RB2 devient importante. Donc, la configuration du réseau WDM-PON (longueurs de tronçons de transport-distribution, position de l'AWG dans le réseau) et le gain du modulateur réfléchif à l'ONU ont un très fort impact sur les performances de la transmission en voie montante du point de vue du bruit de rétrodiffusion de Rayleigh. Une analyse sur l'impact du bruit de rétrodiffusion de Rayleigh en fonction de la configuration du réseau WDM-PON a été reportée dans [20, 21, 22]. Dans toutes nos configurations WDM-PON étudiées, le bruit dû à la rétrodiffusion RB1 est dominant alors que celui dû au RB2 est négligeable parce que les modulateurs réfléchifs ont un gain relativement faible (autour de 10 dB) et le tronçon de transport est beaucoup plus long comparé au tronçon de distribution.

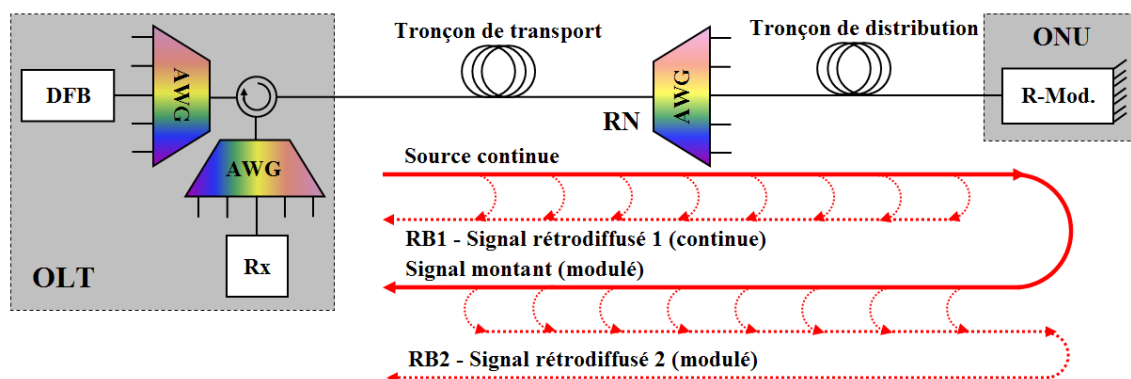


FIGURE 4.5 – Schématisation de la rétrodiffusion de Rayleigh dans la transmission en voie montante d'un système WDM-PON bidirectionnel

La figure 4.6 illustre la dégradation des diagrammes de l'oeil reçus à cause du bruit de rétrodiffusion de Rayleigh pour un signal à 2,5 Gb/s émis par l'IL-FP et un signal à 10 Gb/s émis par le R-EAM-SOA Run2. La longueur totale de fibre utilisée est de 25 km. Les diagrammes de l'oeil sont bien propres à l'émission (configuration Back-to-Back). Pour la transmission unidirectionnelle (le cas de la voie descendante dans WDM-PON), il n'y a pas significativement de bruit ajouté dans les signaux à la réception parce qu'il n'est pas impacté par la rétrodiffusion de Rayleigh.

Pour la transmission bidirectionnelle (le cas de la voie montante dans le WDM-PON), nous observons que les signaux reçus sont fortement dégradés par le bruit de rétrodiffusion. En plus, nous constatons que ce bruit devient plus important quand un élément atténuant (l'AWG dans ce cas) se présente dans le réseau, notamment sur la côté du modulateur

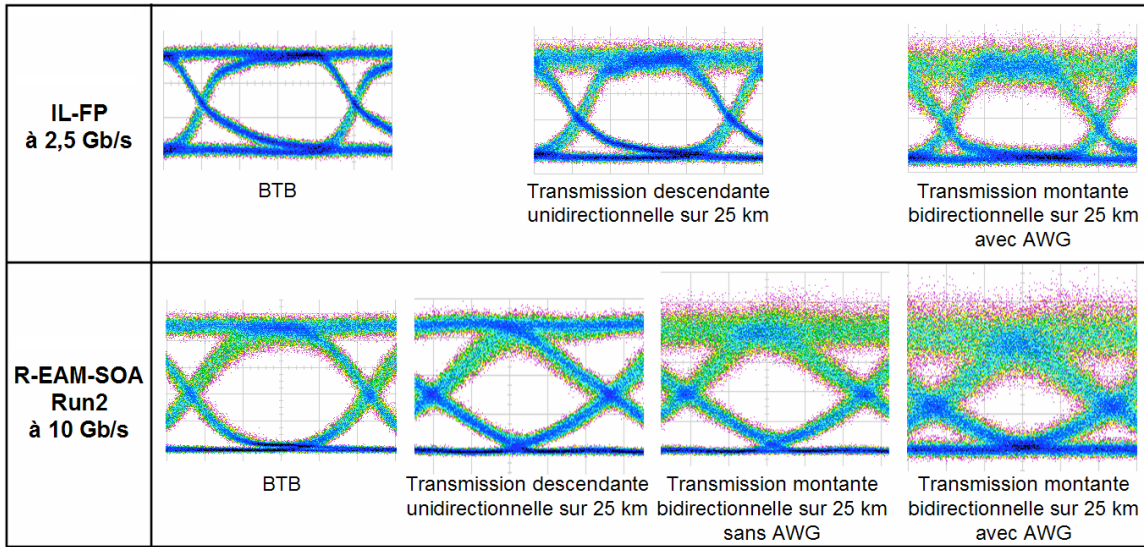


FIGURE 4.6 – Illustration de la dégradation des diagrammes de l’oeil par le bruit lié à la rétrodiffusion de Rayleigh

réflectif. Dans la configuration WDM-PON de cette étude, la longueur du tronçon de transport est 20 km et la longueur du tronçon de distribution est de 5 km. En effet, l’élément atténuant fait diminuer la puissance du signal utile en voie montante, reçue à l’OLT, alors que la puissance du signal rétrodiffusé reste inchangée, parce qu’elle provient notamment du tronçon de transport. Donc, le rapport de la puissance du signal utile sur celle rétrodiffusée est réduit. Par conséquent, le signal reçu est dégradé plus fortement par le bruit de rétrodiffusion. Nous pouvons donc déduire que la meilleure façon d’améliorer le rapport de la puissance du signal utile sur celle rétrodiffusée dans ce cas est d’augmenter le gain du modulateur réflectif.

L’impact du bruit de rétrodiffusion de Rayleigh sur les performances de la transmission bidirectionnelle en voie montante d’un WDM-PON est représenté dans la figure 4.7 via la mesure du TEB pour deux types de modulateurs réflectifs à l’ONU : l’IL-FP à 2,5 Gb/s et le R-EAM-SOA Run2 à 10 Gb/s. Nous voyons que les courbes TEB pour la transmission bidirectionnelle présentent des planchers d’erreurs à cause du bruit de Rayleigh contrairement au cas de la transmission unidirectionnelle. Un plancher d’erreur inférieur au TEB de  $10_{-9}$  est obtenu pour le cas de l’IL-FP dans une architecture avec l’AWG et pour le cas de R-EAM-SOA Run2 dans une architecture sans AWG. Mais un plancher d’erreur pour le cas de R-EAM-SOA Run2 dans une architecture avec l’AWG monte jusqu’au TEB de  $10_{-5}$ . La forte variation du plancher d’erreur observé dans les courbes de TEB est expliquée par la dépendance de l’effet de rétrodiffusion de Rayleigh à la polarisation [10]. Le gain en réflexion de l’IL-FP dans ce cas est de 12 dB alors que celui du R-EAM-SOA Run2 est de 9 dB. Donc, conformément à l’explication précédente, la présence de l’élément atténuant dans le réseau fait augmenter la dégradation des performances en transmission bidirectionnelle

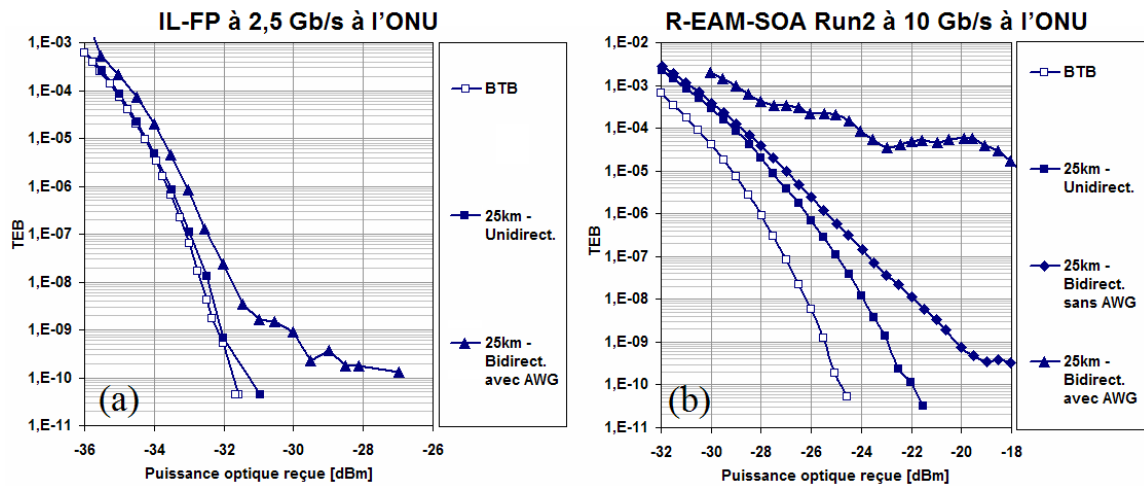


FIGURE 4.7 – Evaluation de l'impact du bruit lié à la rétrodiffusion de Rayleigh sur les performances de la transmission en voie montante dans une architecture WDM-PON bidirectionnelle pour deux types modulateurs réflectifs à l'ONU : l'IL-FP à 2,5 Gb/s (a) et le R-EAM-SOA Run2 à 10 Gb/s (b)

due au bruit de rétrodiffusion de Rayleigh. Comme pour le cas d'un bruit ASE, nous trouvons que la tolérance au bruit de rétrodiffusion de Rayleigh est plus faible pour un débit de transmission plus élevé.

### 4.3 Importance du gain en réflexion du modulateur réflectif à l'ONU

Nous venons de montrer que le niveau de dégradation par le bruit de rétrodiffusion de Rayleigh dépend de la configuration du système WDM-PON. Dans un système de transmission bidirectionnelle, l'augmentation de la longueur de la fibre ou l'introduction d'éléments atténuants dans le lien fait augmenter la dégradation par le bruit de rétrodiffusion de Rayleigh parce qu'elle fait diminuer le rapport signal sur bruit de Rayleigh à la réception. De la même manière, l'augmentation du gain du modulateur réflectif à l'ONU peut améliorer ce rapport, donc réduire la dégradation par le bruit de Rayleigh. La figure 4.8 montre un schéma simplifié d'une transmission bidirectionnelle en voie montante dans une architecture WDM-PON. Les MUX/DEMUX à l'OLT ne sont pas considérés parce qu'ils n'ont pas d'impact sur le bruit de Rayleigh. Le tronçon de transport entre l'AWG au point de répartition RN et l'ONU est aussi négligeable parce que la contribution au bruit de Rayleigh à la réception à l'OLT est très faible (courte longueur, fortement atténué par l'AWG au RN).

Suivant le même raisonnement que dans le paragraphe précédent, le bruit de rétrodiffusion de Rayleigh du type RB1 est dominant. Donc, le rapport signal sur bruit de Rayleigh SRBR (Signal to Rayleigh Backscattering) est calculé par :

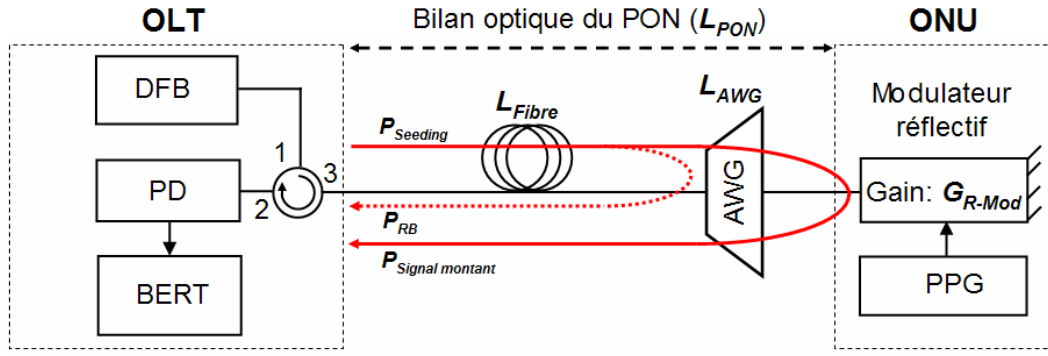


FIGURE 4.8 – Schéma simplifié d'une transmission en voie montante dans une architecture WDM-PON bidirectionnelle

$$SRBR = \frac{P_{SignalMontant}}{P_{RB}} = \frac{P_{Seeding} - 2L_{PON} + G_{R-Mod.}}{P_{RB}} = \frac{P_{Seeding} - 2(L_{Fibre} + L_{AWG}) + G_{R-Mod.}}{P_{RB}} \quad (4-7)$$

Avec  $P_{Seeding}$  la puissance livrée par la source de longueurs d'onde de l'OLT,  $P_{RB}$  la puissance du signal diffusé,  $L_{PON}$  le bilan optique du réseau PON comprenant l'atténuation de la fibre  $L_{Fibre}$  et la perte de l'AWG,  $G_{R-Mod.}$  le gain en réflexion du modulateur réflectif à l'ONU. Nous trouvons donc que la diminution de  $L_{PON}$  ou l'augmentation de  $G_{R-Mod.}$  peut augmenter le SRBR, donc améliorer la qualité de la transmission bidirectionnelle. Ici, nous voyons bien qu'un grand gain du modulateur réflectif  $G_{R-Mod.}$  à l'ONU est une demande essentielle pour pouvoir assurer une bonne qualité de transmission bidirectionnelle en voie montante pour une configuration WDM-PON ciblée.

Afin de montrer expérimentalement l'importance du gain en réflexion du modulateur réflectif à l'ONU, nous avons réalisé une expérience en transmission bidirectionnelle à 10 Gb/s basée sur la configuration présentée dans la figure 4.8. Le modulateur réflectif utilisé à l'ONU est le R-EAM-SOA Run1 modulé à 10 Gb/s par les séquences PRBS de longueur 215-1 et d'amplitude 2Vpp. Le laser DFB émet à la longueur d'onde de 1570 nm. Le récepteur utilisé est une photodiode APD à 10 Gb/s. La longueur de la fibre est de 10 km ou 25 km suivant le SRBR souhaité. Mais comme le R-EAM-SOA Run1 a un gain en réflexion très limité (autour de 0 dB en fonctionnement dynamique), nous enlevons donc l'AWG (donc réduisons le bilan optique  $L_{PON}$ ) afin d'obtenir une variation des courbes TEB plus visible. Pour voir l'impact du gain du modulateur réflectif sur les performances obtenues de la transmission bidirectionnelle, nous disposons d'un atténuateur variable juste devant le modulateur afin de faire varier le gain en réflexion. La dépendance des performances de la transmission en fonction du SRBR est évaluée via les courbes TEB données figure 4.9. Nous voyons clairement que les planchers d'erreur causés par le bruit de rétrodiffusion de Rayleigh augmentent progressivement quand nous diminuons le SRBR ou le gain en réflexion du R-EAM-SOA. Cela confirme le fait que la qualité de la transmission est plus fortement

dégradée quand le gain en réflexion du modulateur réflectif est plus faible.

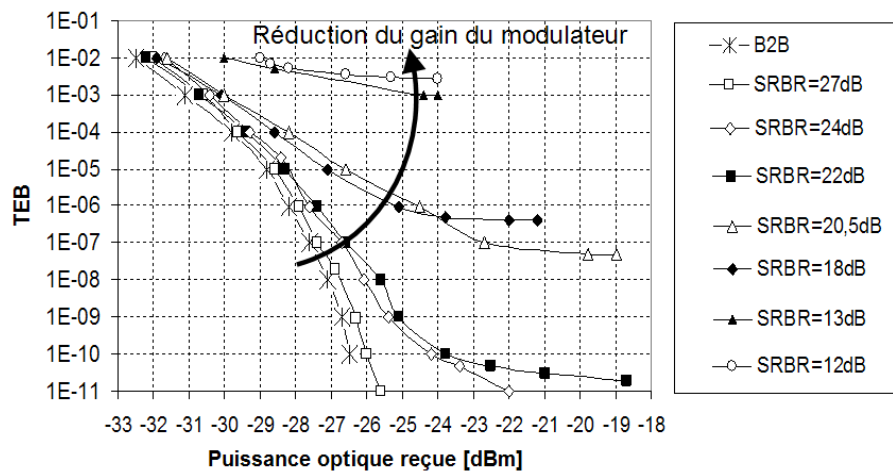


FIGURE 4.9 – Performances en transmission bidirectionnelle en voie montante en fonction du SRBR du signal reçu à l'OLT [23]

Nous avons également montré expérimentalement la dépendance du bruit de rétrodiffusion de Rayleigh en fonction du SRBR (donc du gain en réflexion du modulateur réflectif) via la mesure de RIN. Les résultats obtenus sont montrés dans la figure 4.10.

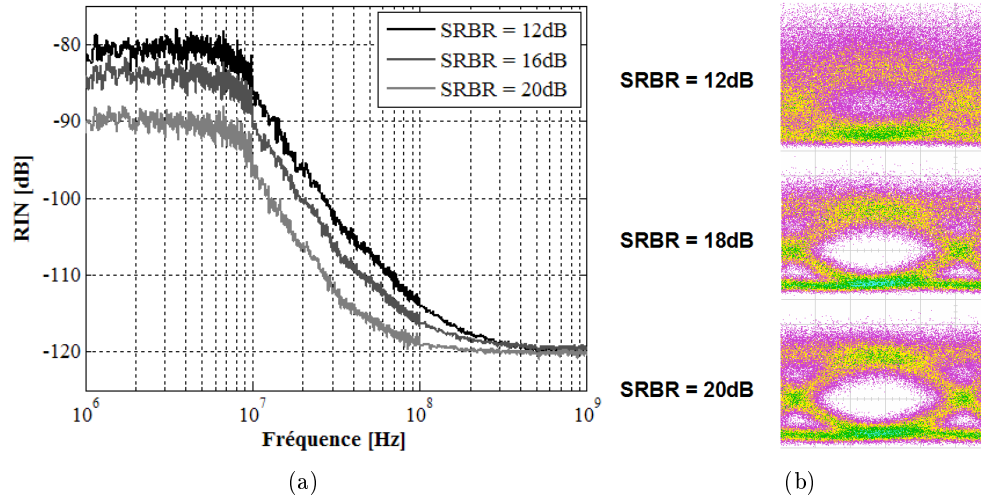


FIGURE 4.10 – Spectres de RIN d'un signal en continu dégradé par le bruit de rétrodiffusion de Rayleigh aux différents SRBR (a) et quelques exemples de diagrammes de l'oeil à 10 Gb/s aux SRBR correspondants (b)

Similaires aux spectres de bruit de la rétrodiffusion de Rayleigh montrés dans le paragraphe 5.1.2, les courbes de RIN ont la forme d'une moitié de raie laser en basse fréquence. Ici, nous trouvons bien que les hauteurs des courbes de RIN dépendent du rapport de signal sur Rayleigh SRBR. La hauteur de RIN en basse fréquence est plus élevée si le SRBR est

plus faible. Par exemple, le niveau du RIN à basse fréquence, dû au bruit de rétrodiffusion Rayleigh, augmente de -90 dBc/Hz à -80 dBc/Hz quand le SRBR diminue de 20 dB au 12 dB. Donc, cela signifie que le signal reçu est plus bruité à cause de la rétrodiffusion de Rayleigh quand le SRBR est plus faible, c'est-à-dire lorsque le gain du modulateur réfléchif est plus faible. Nous pouvons vérifier ce fait via quelques exemples de diagrammes de l'oeil à 10 Gb/s dégradés par le bruit de rétrodiffusion de Rayleigh pour différents niveaux de SRBR.

#### 4.4 Potentiel du R-EAM-SOA pour la réduction du bruit de rétrodiffusion de Rayleigh

Dans le paragraphe précédent, nous avons montré que le bruit dû à la rétrodiffusion de Rayleigh est un problème majeur dans un système WDM-PON bidirectionnel à base de modulateurs réfléchifs. Ce bruit dégrade très fortement les performances de la transmission en voie montante dans une architecture bidirectionnelle à mono-fibre. Aussi, nous avons montré que le niveau de dégradation dépend beaucoup de la configuration du réseau WDM-PON (portée, bilan optique, position de l'AWG) ainsi que le gain en réflexion du modulateur réfléchif à l'ONU. Généralement, pour une configuration du réseau WDM-PON donnée, le gain en réflexion du modulateur est une caractéristique très critique : les performances de la transmission en voie montante sont plus fortement dégradées si le gain est plus faible. Par conséquent, un gain plus élevé est toujours souhaité pour les modulateurs réfléchifs utilisés à l'ONU afin de compenser le problème de bruit de rétrodiffusion de Rayleigh. Mais il n'est pas facile de répondre à cette exigence pour certains modulateurs réfléchifs, notamment les composants fonctionnant à haut-débit possédant un élément absorbant comme le R-EAM-SOA dans notre cas.

Pour cette raison, de nombreux travaux de recherche durant les années récentes ont proposé des solutions afin de compenser la dégradation causée par le bruit de rétrodiffusion de Rayleigh dans les systèmes WDM-PON bidirectionnels utilisant des modulateurs réfléchifs. Le principe de la plupart de ces techniques est de désaligner la longueur d'onde du signal en voie montante par rapport à celle du signal de distribution en voie descendante afin d'éviter le battement que génère le bruit interférométrique à la réception. Cela peut être obtenu par :

- Le décalage en longueur d'onde du signal montant via la modulation à bande latérale unique SSB (Single Side Band) [24, 25, 26] ou via la conversion de longueur d'onde grâce au mélange à quatre ondes [27, 28]
- La modulation en phase du signal en voie montante [29, 30, 31]
- La technique de suppression de la porteuse optique OCS (Optical Carrier Suppression) [32]

Une autre technique qui peut être utilisée est la surmodulation de la porteuse optique distribuée de l'OLT (Frequency Dithering), afin d'élargir légèrement la largeur de la raie optique [33, 34]. Il a été démontré que le bruit de rétrodiffusion de Rayleigh est moins important si la porteuse optique est moins cohérente. C'est pour cette raison que les systèmes WDM-PON réfléchitifs utilisent des porteuses optiques incohérentes à base du découpage spectral d'une source à large bande car ils sont alors beaucoup moins impactés par le bruit de rétrodiffusion de Rayleigh. Toutes ces techniques proposées ont montré une bonne efficacité de réduction de bruit de rétrodiffusion de Rayleigh. Néanmoins, la réduction de la complexité et du coût d'implémentation serait nécessaire. Rappelons tout de même que la montée en débit (10 Gbits/s) est incompatible avec des sources incohérentes.

Dans le cadre de nos études sur les composants, nous avons pu montrer dans 3.4.2 la capacité en régénération du composant R-EAM-SOA. Ce composant peut être utilisé pour améliorer la qualité du signal optique modulé via la régénération grâce à sa fonction de transmission non-linéaire obtenue par l'effet d'automodulation dans le EAM [35] et grâce à la réduction de bruit en basse fréquence obtenue par la saturation du SOA [36]. Nous proposons donc d'étudier la capacité de réduction du bruit de rétrodiffusion de Rayleigh du signal reçu à l'OLT en utilisant ce composant R-EAM-SOA. Des premières démonstrations de réduction de bruit de Rayleigh par l'EAM-SOA séparé et le R-EAM-SOA intégré ont été reportées [37, 38]. Mais ces démonstrations ont considéré uniquement la réduction de bruit par la saturation du SOA, alors qu'en pratique, la compression de bruit grâce à la fonction de transmission non-linéaire de la section EAM contribue très significativement à l'amélioration de la qualité du signal dégradé par le bruit de Rayleigh.

Afin d'évaluer l'efficacité de réduction de bruit de Rayleigh du R-EAM-SOA, nous avons réalisé une expérience, qui consiste en la génération d'un signal optique à 10 Gb/s dégradé par le bruit de rétrodiffusion de Rayleigh. Ce signal est ensuite amélioré en traversant le R-EAM-SOA. La qualité du signal amélioré par le R-EAM-SOA est évaluée par la mesure de TEB. L'efficacité de la compensation du bruit de Rayleigh est donc montrée en comparant la qualité du signal amélioré par le R-EAM-SOA avec celle du signal initial. La figure 4.11 montre notre configuration expérimentale pour cette étude.

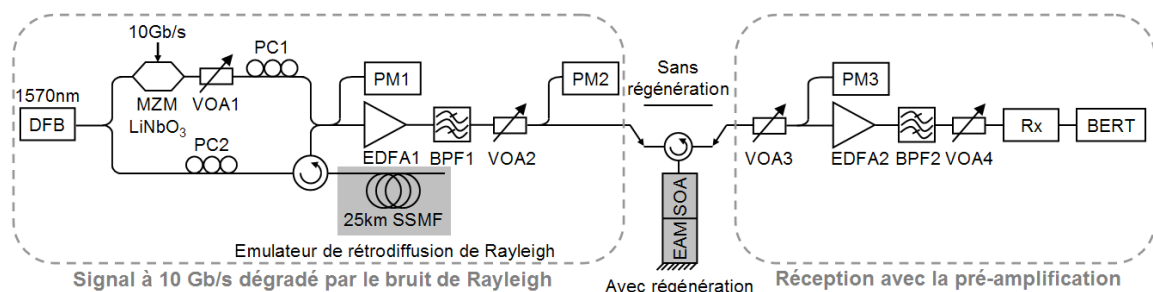


FIGURE 4.11 – Montage expérimentale pour évaluer l'efficacité de réduction du bruit de rétrodiffusion de Rayleigh du R-EAM-SOA Run1



Le signal optique continu issu du laser DFB à 1570 nm est divisé en deux grâce à un coupleur optique : une partie est injectée dans un modulateur LiNbO<sub>3</sub> afin de créer le signal à 10 Gb/s alors l'autre partie est injecté dans un émulateur de rétrodiffusion de Rayleigh à base d'une bobine de 25 km de fibre SMF afin de générer le signal rétrodiffusé. Les contrôleurs de polarisation PC1 et PC2 sont utilisés pour maximiser l'efficacité de battement entre les deux signaux (signal 10 Gb/s et signal rétrodiffusé). L'atténuateur optique variable VOA1 est employé afin d'ajuster le rapport signal sur Rayleigh SRBR. Comme la perte d'insertion du modulateur LiNbO<sub>3</sub> est importante, un amplificateur optique EDFA1 est utilisé pour obtenir une puissance optique suffisante à injecter dans le R-EAM-SOA parce que l'efficacité de réduction de bruit du R-EAM-SOA est bonne seulement si la puissance en entrée est significative. Un atténuateur optique variable VOA2 sert à optimiser la puissance injectée dans le R-EAM-SOA. Le signal à 10 Gb/s dégradé par le bruit de rétrodiffusion de Rayleigh est envoyé directement à la réception dans le cas sans régénération ou traverse le R-EAM-SOA avant d'être envoyé à la réception. La réception utilise une préamplification à base de l'EDFA2. L'atténuateur variable VOA3 sert à maintenir la puissance injectée dans l'EDFA2 à une valeur constante pour tous les cas pour que la comparaison des performances ne soit pas impactée par le bruit ASE de l'amplificateur. Le signal reçu par la photodiode APD à 10 Gb/s est envoyé à un BERT (BER Tester) pour la mesure de TEB.

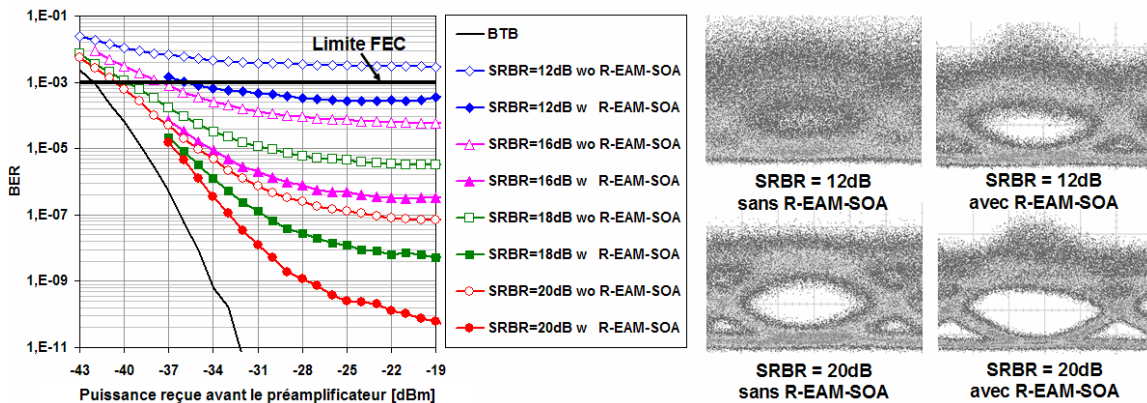


FIGURE 4.12 – L'amélioration des performances du signal à 10 Gb/s dégradé par le bruit de rétrodiffusion de Rayleigh par le R-EAM-SOA [39]

La figure 4.12 montre les résultats d'amélioration des performances du signal à 10 Gb/s impacté par le bruit de Rayleigh par le R-EAM-SOA. Via les courbes de TEB obtenues, nous voyons une nette amélioration par le fait que le plancher d'erreur causé par le bruit de rétrodiffusion de Rayleigh est successivement baissé pour différents SRBR. Par exemple, pour un SRBR de 20 dB, une transmission sans erreur ( $TEB < 10^{-9}$ ) est obtenue grâce à la réduction de bruit par le R-EAM-SOA alors que ce n'est pas le cas pour le signal initial (en entrée du R-EAM-SOA). Pour un SRBR de 12 dB, un plancher d'erreur inférieur à la limite du FEC à  $10^{-3}$  actuellement proposé pour les nouvelles générations PON à 10 Gb/s

(RS(248,216) pour le XG-PON et RS(255,239) pour le 10G-EPON) est obtenu grâce au R-EAM-SOA alors que celui sans amélioration par le R-EAM-SOA est supérieur à cette limite.

La réduction du bruit de rétrodiffusion de Rayleigh par le R-EAM-SOA est aussi illustrée par les diagrammes de l'oeil du signal à 10 Gb/s montrés dans la figure 4.12. L'amélioration des diagrammes de l'oeil est visible par l'ouverture après traversée du R-EAM-SOA. Finalement, nous justifions la capacité de réduction du bruit de rétrodiffusion de Rayleigh du R-EAM-SOA via les mesures de RIN montrées dans la figure 4.13. Nous mesurons pour deux valeurs de SRBR différentes : 12 dB et 20 dB. Et nous trouvons bien dans la figure 4.13 que le niveau de RIN du signal impacté par le bruit de rétrodiffusion de Rayleigh est successivement baissé grâce au passage dans le R-EAM-SOA. Comme nous pouvons voir figure 4.13, une réduction de bruit en basse fréquence par le R-EAM-SOA jusqu'à 10 dB a été obtenue pour le signal possédant un SRBR de 20 dB en entrée. Donc, tous ces résultats obtenus montrent que le R-EAM-SOA a un très fort potentiel dans le but de réduire le bruit de rétrodiffusion de Rayleigh, donc de compenser la dégradation sur les performances de la transmission en voie montante dans un système WDM-PON bidirectionnel.

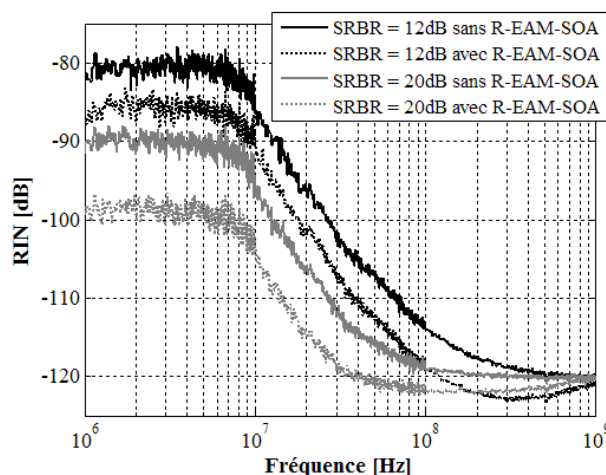


FIGURE 4.13 – Efficacité de réduction de bruit de Rayleigh par le R-EAM-SOA

## 4.5 Synthèse

Nous avons présenté dans ce chapitre notre étude sur le bruit de rétrodiffusion de Rayleigh qui est un effet physique très limitant dans les systèmes de transmission WDM-PON bidirectionnels.

Nous avons rappelé brièvement le principe de la rétrodiffusion de Rayleigh et la propriété spectrale de bruit causé par cet effet. Par la mesure de RIN, nous obtenons un bruit en basse fréquence avec la forme et la largeur spectrale proportionnelle à la raie du laser, ce

qui est conforme à la théorie. En profitant de cette caractéristique, nous avons proposé une technique simple de mesure de largeur de raie d'un laser, basée sur le spectre de bruit de rétrodiffusion de Rayleigh. Elle nous permet de mesurer une largeur de raie variant d'une centaine de kHz jusqu'à des GHz sans modifier le banc de mesure, ce qui représente un grand avantage par rapport aux autres techniques conventionnelles.

Nous avons montré l'impact de la rétrodiffusion de Rayleigh dans le système WDM-PON bidirectionnel à base de modulateurs réfléchifs. En effet, le bruit interférométrique de battement à la détection à l'OLT dégrade la qualité de la transmission en voie montante. Le niveau de dégradation est déterminé par le rapport du signal sur Rayleigh SRBR, ce qui dépend de la configuration du système WDM-PON et du gain du modulateur réfléchif à l'ONU. Nous avons également souligné le rôle important du gain du modulateur réfléchif utilisé : la dégradation de la qualité de transmission en voie montante est plus importante si le gain du modulateur réfléchif est plus faible.

Finalement, nous avons proposé d'utiliser le R-EAM-SOA pour compenser la dégradation liée au bruit de rétrodiffusion de Rayleigh grâce à sa capacité de régénération, montrée dans le chapitre 3. Nous avons évalué l'efficacité de la réduction du bruit de rétrodiffusion de Rayleigh par le R-EAM-SOA. Les résultats obtenus ont montré une amélioration très significative grâce à ce type de composant pour un signal dégradé par le bruit de Rayleigh. Cela promet un très fort potentiel pour les multiples fonctionnalités dans le réseau d'accès WDM, y compris l'émission, la détection et la compression du bruit de rétrodiffusion de Rayleigh.

## Bibliographie

- [1] E. Brinkmeyer, "Backscattering in single-mode fibres," *Electronics Letters*, vol. 16, no. 9, pp. 329–330, apr. 1980.
- [2] E. Brinkmeyer, "Analysis of the backscattering method for single-mode optical fibers," *Journal of Optical Society of America*, vol. 70, no. 8, pp. 1010–1012, 1980.
- [3] J. Conradi and I. Few, "Measurement of frequency dependence of Rayleigh backscattering in bidirectional optical systems at 0.83 and 1.3  $\mu\text{m}$ ," *Electronics Letters*, vol. 16, no. 11, pp. 414–415, May 22 1980.
- [4] M. Gold and A. Hartog, "Measurement of backscatter factor in single-mode fibres," *Electronics Letters*, vol. 17, no. 25, pp. 965–966, dec. 1981.
- [5] P. Healey, "Statistics of Rayleigh Backscatter From a Single-Mode Fiber," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 35, no. 2, pp. 210–214, feb. 1987.
- [6] A. Hartog and M. Gold, "On the theory of backscattering in single-mode optical fibers," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 2, no. 2, pp. 76–82, apr. 1984.

- 
- [7] P. Gysel and R. Staubli, "Statistical properties of Rayleigh backscattering in single-mode fibers," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 8, no. 4, pp. 561–567, apr. 1990.
- [8] M. Seimetz, "Bidirectional Transmission for Optical Access Networks - Conventional Techniques and Novel Alternatives," in *9th European Conference on Networks and Optical Communications, NOC 2004*, 2004.
- [9] F. Payoux, "Etude des réseaux d'accès optiques exploitant le multiplexage en longueur d'onde," Ph.D. dissertation, Thèse de l'école nationale supérieure des télécommunications de Bretagne, 2006.
- [10] M. Van Deventer, "Polarization properties of Rayleigh backscattering in single-mode fibers," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 11, no. 12, pp. 1895–1899, dec. 1993.
- [11] J. Gimlett and N. Cheung, "Effects of phase-to-intensity noise conversion by multiple reflections on gigabit-per-second DFB laser transmission systems," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 7, no. 6, pp. 888–895, jun. 1989.
- [12] T. Okoshi, K. Kikuchi, and A. Nakayama, "Novel method for high resolution measurement of laser output spectrum," *Electronics Letters*, vol. 16, no. 16, pp. 630–631, jul. 1980.
- [13] Q. Nguyen, P. Besnard, L. Bramerie, O. Vaudel, G. Girault, and Y. Leguillon, "Simple method to measure laser linewidth using intensity noise spectrum based on Rayleigh Backscattering effect," in *European Conference on Lasers and Electro-Optics and the European Quantum Electronics Conference, CLEO Europe - EQEC 2009*, jun. 2009, pp. 1–1.
- [14] T. Wood, R. Linke, B. Kasper, and E. Carr, "Observation of coherent Rayleigh noise in single-source bidirectional optical fiber systems," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 6, no. 2, pp. 346–352, feb. 1988.
- [15] R. Staubli and P. Gysel, "Crosstalk penalties due to coherent Rayleigh noise in bidirectional optical communication systems," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 9, no. 3, pp. 375–380, mar. 1991.
- [16] J. Ko, S. Kim, J. Lee, S. Won, Y. Kim, and J. Jeong, "Estimation of performance degradation of bidirectional WDM transmission systems due to Rayleigh backscattering and ASE noises using numerical and analytical models," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 21, no. 4, pp. 938–946, apr. 2003.
- [17] M. Oskar van Deventer, "Power penalties due to reflection and Rayleigh backscattering in a single frequency bidirectional coherent transmission system," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 5, no. 7, pp. 851–854, Jul. 1993.

- 
- [18] S. Das and E. Harstead, “Beat interference penalty in optical duplex transmission,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 20, no. 2, pp. 213 –217, Feb. 2002.
- [19] M. Fujiwara, J. ichi Kani, H. Suzuki, and K. Iwatsuki, “Impact of backreflection on upstream transmission in WDM single-fiber loopback access networks,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, no. 2, pp. 740 – 746, feb. 2006.
- [20] C. Arellano, K.-D. Langer, and J. Prat, “Reflections and Multiple Rayleigh Backscattering in WDM Single-Fiber Loopback Access Networks,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 1, pp. 12 –18, 2009.
- [21] E. Lopez, J. Lazaro, C. Arellano, V. Polo, and J. Prat, “ONU optimal gain and position of the distribution element in rayleigh-limited WDM and TDM PONs with reflective ONU,” in *35th European Conference on Optical Communication, ECOC '09*, 2009, pp. 1 –2.
- [22] E. Lopez, J. Lazaro, C. Arellano, V. Polo, and J. Prat, “Optimization of Rayleigh-Limited WDM-PONs With Reflective ONU by MUX Positioning and Optimal ONU Gain,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 22, no. 2, pp. 97 –99, 2010.
- [23] G. Girault, L. Bramerie, O. Vaudel, S. Lobo, P. Besnard, M. Joindot, J.-C. Simon, C. Kazmierski, N. Dupuis, A. Garreau, Z. Belfqih, and P. Chanclou, “10 Gbit/s PON demonstration using a REAM-SOA in a bidirectional fiber configuration up to 25 km SMF,” in *34th European Conference on Optical Communication, ECOC 2008*, 2008, pp. 1 –2.
- [24] J. Prat, M. Omella, and V. Polo, “Wavelength shifting for colorless ONUs in single-fiber WDM-PONs,” in *Optical Fiber Communication Conference and the National Fiber Optic Engineers Conference, OFC/NFOEC 2007*, 2007, pp. 1 –3.
- [25] M. Omella, J. Lazaro, V. Polo, and J. Prat, “Driving Requirements for Wavelength Shifting in Colorless ONU With Dual-Arm Modulator,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 17, pp. 3912 –3918, 2009.
- [26] C. Wang, C. Chow, C. Yeh, C. Wu, S. Chi, and C. Lin, “Rayleigh Noise Mitigation Using Single-Sideband Modulation Generated by a Dual-Parallel MZM for Carrier Distributed PON,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 22, no. 11, pp. 820 –822, 2010.
- [27] B. Schrenk, J. Lazaro, and J. Prat, “Wavelength conversion towards Rayleigh backscattering tolerant PONs via four-wave mixing in SOA-based ONUs,” in *Optical Fiber Communication Conference and the National Fiber Optic Engineers Conference, OFC/NFOEC 2010*, 2010, pp. 1 –3.
- [28] B. Schrenk, G. de Valicourt, J. A. Lazaro, R. Brenot, and J. Prat, “Rayleigh Scattering Tolerant PON Assisted by Four-Wave Mixing in SOA-based ONUs,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 28, no. 23, pp. 3364 –3371, 2010.

- [29] G. Talli, C. Chow, and P. Townsend, "Filter Impact in Spectrally-Broadened Rayleigh Noise Reduction Schemes for DWDM-PONs," in *Optical Fiber Communication Conference and the National Fiber Optic Engineers Conference, OFC/NFOEC 2007*, 2007, pp. 1–3.
- [30] C. Chow, G. Talli, and P. Townsend, "Rayleigh Noise Reduction in 10-Gb/s DWDM-PONs by Wavelength Detuning and Phase-Modulation-Induced Spectral Broadening," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 19, no. 6, pp. 423–425, 2007.
- [31] P. Urban, A. Koonen, G. Khoe, and H. de Waardt, "Interferometric Crosstalk Reduction in an RSOA-Based WDM Passive Optical Network," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 22, pp. 4943–4953, 2009.
- [32] A. Chowdhury, H.-C. Chien, M.-F. Huang, J. Yu, and G.-K. Chang, "Rayleigh Backscattering Noise-Eliminated 115-km Long-Reach Bidirectional Centralized WDM-PON With 10-Gb/s DPSK Downstream and Remodulated 2.5-Gb/s OCS-SCM Upstream Signal," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 20, no. 24, pp. 2081–2083, 2008.
- [33] J. A. Lazaro, C. Arellano, V. Polo, and J. Prat, "Rayleigh Scattering Reduction by Means of Optical Frequency Dithering in Passive Optical Networks With Remotely Seeded ONUs," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 19, no. 2, pp. 64–66, 2007.
- [34] V. Polo, B. Schrenk, F. Bonada, J. Lazaro, and J. Prat, "Reduction of Rayleigh backscattering and reflection effects in WDM-PONs by optical frequency dithering," in *34th European Conference on Optical Communication, ECOC 2008*, 2008, pp. 1–2.
- [35] P. Cho, P. Sinha, D. Mahgerefteh, and G. Carter, "All-optical regeneration at the receiver of 10-Gb/s RZ data transmitted over 30 000 km using an electroabsorption modulator," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 12, no. 2, pp. 205–207, feb. 2000.
- [36] A. McCoy, P. Horak, B. Thomsen, M. Ibsen, and D. Richardson, "Noise suppression of incoherent light using a gain-saturated SOA : implications for spectrum-sliced WDM systems," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 23, no. 8, pp. 2399–2409, aug. 2005.
- [37] E. MacHale, "Reduction of Signal-Induced Rayleigh Noise in a 10Gb/s WDM-PON using a Gain- Saturated SOA," in *33th European Conference on Optical Communication, ECOC 2007*, Sept. 2007.
- [38] E. MacHale, G. Talli, P. Townsend, A. Borghesani, I. Lealman, D. Moodie, and D. Smith, "Signal-induced rayleigh noise reduction using gain saturation in an integrated R-EAM-SOA," in *Optical Fiber Communication Conference and the National Fiber Optic Engineers Conference, OFC/NFOEC 2009*, 2009, pp. 1–3.

- [39] Q. T. Nguyen, G. Vaudel, O. Vaudel, L. Bramerie, P. Besnard, A. Garreau, C. Kazmierski, A. Shen, G. H. Duan, P. Chanclou, and J. C. Simon, “Multi-Functional R-EAM-SOA for 10-Gb/s WDM Access,” in *accepted for the Optical Fiber Communication Conference and the National Fiber Optic Engineers Conference, OFC/NFOEC 2011*, Mar. 2011.

## Chapitre 5

# Systemes WDM-PON à base des émetteurs achromatiques

Dans les deux chapitres précédents, nous avons présenté deux composants achromatiques du type modulateur réflectif étudiés dans le cadre de la thèse : le laser Fabry-Perot verrouillé par injection optique et le modulateur électro-absorbant amplifié en réflexion R-EAM-SOA. Dans ce chapitre, la réalisation expérimentale des systèmes WDM-PON à base de ces composants sera présentée. Dans un premier temps, l'architecture générale des systèmes WDM-PON est décrite. Dans ces systèmes, le laser Fabry-Perot verrouillé par injection optique et le R-EAM-SOA sont utilisés comme des modulateurs en réflexion. Les lasers Fabry-Perot à bâtonnets quantiques à blocage de modes sont proposés, pour la première fois dans les systèmes d'accès WDM, comme des sources multi-longueurs d'onde cohérentes. Ensuite, différentes configurations WDM-PON à base de deux composants achromatiques sont expérimentalement implémentées. Nous détaillons leurs architectures ainsi que leurs performances en transmission.

### 5.1 Architecture générale des systèmes WDM-PON étudiés

Nous décrivons dans cette section l'architecture générale des systèmes WDM-PON sur laquelle nous nous sommes basés pour l'implémentation expérimentale utilisant les composants achromatiques étudiés. Comme cela a déjà été expliqué dans le chapitre 1, il y a généralement deux méthodes pour réaliser un système WDM-PON avec des émetteurs achromatiques : la première méthode est basée sur l'utilisation de sources accordables ou de sources à large bande spectrale alors que la deuxième méthode est basée sur l'utilisation de modulateurs en réflexion qui nécessitent une distribution de longueurs d'onde (wavelengths supply). Les composants achromatiques de type modulateurs en réflexion peuvent être des amplificateurs optiques à semi-conducteurs en réflexion (R-SOA), des lasers Fabry-Perot verrouillés par injection optique (IL-FP), des modulateurs électro-absorbants en réflexion (R-EAM ou R-EAM-SOA) ou des modulateurs externes mis dans une boucle de circulation. Dans cette



thèse, les deux composants achromatiques étudiés sont de type modulateur en réflexion, la deuxième configuration WDM-PON utilisant la distribution de longueurs d'onde est donc réalisée.

### 5.1.1 Architecture WDM-PON bidirectionnelle

Pour une implémentation pratique du système WDM-PON dans le réseau d'accès, une architecture bidirectionnelle mono-fibre est toujours souhaitée pour une raison économique. C'est-à-dire que la liaison entre l'OLT (Optical Line Termination), localisé au central, et le point d'éclatement RN (Remode Node) utilise une fibre de transport ainsi que la liaison entre le RN et chaque ONU (Optical Network Unit), situé chez l'abonné, utilise une fibre de distribution. Le signal modulé en voie descendante (portant les données en descendant), le signal de distribution en continu et le signal modulé en voie montante (portant les données en montant) sont donc transmis sur la même fibre.

L'architecture WDM-PON bidirectionnelle ciblée est donnée par la figure 5.1 (a). C'est une architecture typiquement utilisée pour des systèmes WDM-PON pures, c'est-à-dire que le réseau PON emploie seulement le multiplexage en longueurs d'onde, mais aucun multiplexage temporel. Donc, chaque longueur d'onde spécifique est dédiée à un seul client final. Cette architecture est très largement étudiée en combinant des modulateurs en réflexion de type RSOA, FP-LD, [1, 2, 3, 4, 5]] ... Cette architecture point-à-multipoints relie  $N$  abonnés (donc  $N$  ONU) à l'OLT via le RN. À l'OLT, nous avons  $N$  couples d'émetteur (Tx) - récepteur (Rx), qui correspondent aux  $N$  canaux WDM.  $N$  émetteurs achromatiques à base des modulateurs en réflexion fonctionnent dans la bande spectrale B alors que  $N$  récepteurs détectent les signaux en voie montante en bande spectrale A. La séparation des deux signaux Tx et Rx en deux bandes spectrales différentes est effectuée à l'aide d'un séparateur de bande A/B, qui est illustré par le BS (Band Splitter) dans la figure 5.1 (a).

Le fonctionnement est similaire aux ONU chez les abonnés. Nous avons aussi un couple émetteur-récepteur pour chaque ONU. Mais inversement en termes de bande spectrale, les émetteurs achromatiques à base de modulateurs en réflexion fonctionnent dans la bande spectrale A alors que les récepteurs détectent les signaux en voie descendante dans la bande spectrale B. Un séparateur de bande est utilisé pour chaque ONU.

La distribution de longueurs d'onde est réalisée à l'aide de sources multi-longueurs d'onde (multi- $\lambda$ ) dans les bandes spectrales A et B situées à l'OLT, comme cela est montré dans cette architecture. Ces peignes de longueurs d'onde doivent correspondre avec les canaux du MUX/DEMUX (multiplexeur/démultiplexeur) à base d'AWG (Array Waveguide Grating) utilisés dans le système WDM-PON. La source dans la bande spectrale A sert à distribuer les  $N$  longueurs d'onde  $\lambda_1^{US}$  à  $\lambda_N^{US}$  vers les  $N$  émetteurs achromatiques, à base de modulateurs en réflexion, situés aux ONU. "US" (pour Upstream) désigne la voie montante,  $\lambda_i^{US}$  désigne donc la longueur d'onde du canal  $i$  en voie montante. De manière similaire, la source multi- $\lambda$  dans la bande spectrale B sert à distribuer  $N$  longueurs d'onde  $\lambda_1^{DS}$  à  $\lambda_N^{DS}$  vers  $N$

émetteurs achromatiques, à base de modulateurs en réflexion, situés à l'OLT. "DS" (pour Downstream) désigne la voie descendante,  $\lambda_i^{DS}$  désigne donc la longueur d'onde du canal  $i$  en voie descendante. Dans la figure 5.1 (a), la couleur rouge désigne la bande spectrale A alors que la couleur bleue désigne la bande spectrale B.

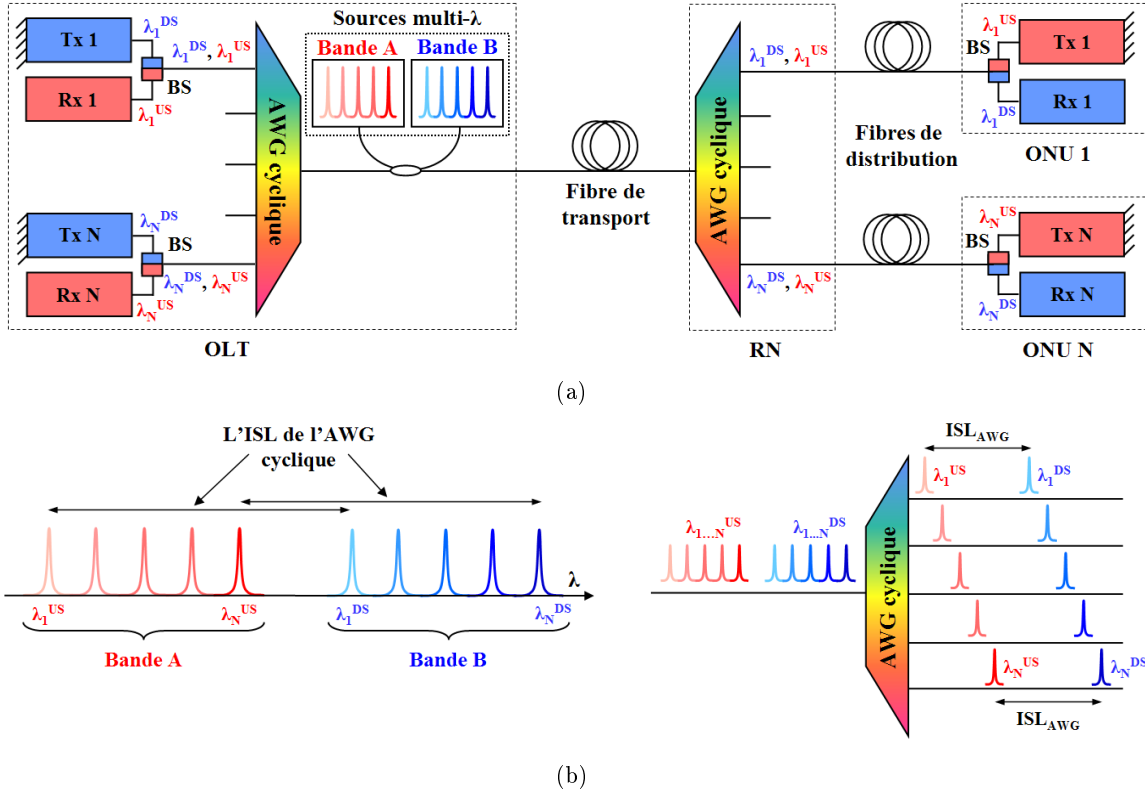


FIGURE 5.1 – Architecture ciblée du système WDM-PON bidirectionnel à mono-fibre utilisant les émetteurs achromatiques à base des modulateurs en réflexion avec la distribution de longueurs d'onde (a) et illustration de l'acheminement de longueurs d'onde par l'AWG cyclique utilisé dans le système (b)

Pour cette architecture bidirectionnelle, l'utilisation d'AWG cycliques est requise. Le caractère cyclique signifie que l'AWG transmet des canaux de longueurs d'onde séparés d'un intervalle spectral  $\Delta\lambda$  avec une périodicité  $\Lambda$  étant un multiple de  $\lambda$  ( $\Lambda = N\lambda$ , le multiple  $N$  étant le nombre de canaux). Autrement dit, le canal 1 va transmettre  $\lambda_1 + k\Lambda$  ( $k$  entier), le canal 2  $\lambda_2 + k\Lambda \dots$ . Grâce à cette périodicité de l'AWG cyclique, chaque paire de longueurs d'onde des canaux en voie descendante et en voie montante de même ordre (c'est-à-dire paire de  $\lambda_i^{DS}$  et  $\lambda_i^{US}$ ) est acheminé sur un même port de l'AWG, comme cela est illustré par la figure 5.1 (b). Dans ce cas, la périodicité  $\Lambda$  de l'AWG cyclique doit correspondre à l'espacement entre la longueur d'onde du canal en voie descendante et celle en voie montante du même ordre (c'est-à-dire l'espacement entre  $\lambda_i^{DS}$  et  $\lambda_i^{US}$ ).

Cependant, dans les études expérimentales menées au laboratoire, nous ne disposons pas d'AWG cyclique. Nous utilisons donc une architecture WDM-PON avec des AWG non-

cycliques dans deux bandes spectrales A et B différentes. Cette architecture est montrée dans la figure 5.2. Les émetteurs et récepteurs dans la bande A sont reliés directement avec les AWG dans la bande A alors que ceux dans la bande B sont reliés directement avec les AWG dans la bande B. Les signaux dans les deux bandes spectrales A/B sont combinés sur la même fibre optique à l'aide de deux combineurs (BS) à l'OLT et au RN. Le médium de transmission dans le réseau d'accès est réduit à une seule fibre optique, c'est-à-dire que la distance entre le RN et les ONU est de 0 km, comme l'illustre la figure 5.2. Néanmoins, cette simplification n'a pas d'impact sur les performances en transmission du système, à condition que la longueur de la fibre utilisée soit égale à la somme de celle de la "fibre de transport" et de la "fibre de distribution" dans l'architecture originale donnée figure 5.1 (a).

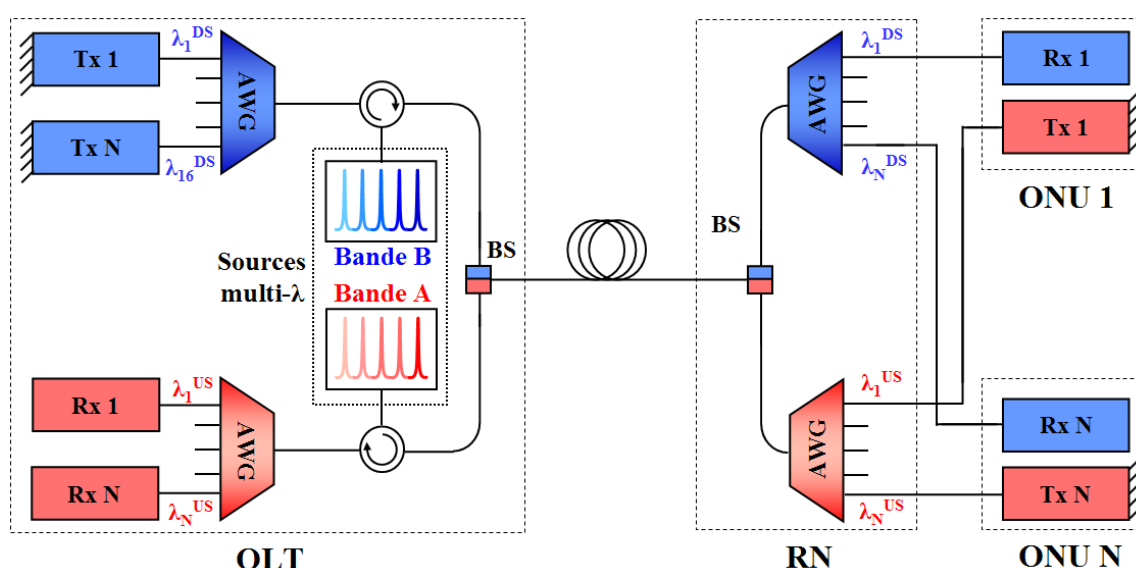


FIGURE 5.2 – Architecture expérimentale du système WDM-PON bidirectionnel

### 5.1.2 Transmission en voie descendante

Comme les deux bandes spectrales utilisées pour deux directions de transmission sont bien séparées (bande A et B), il n'y a pas vraiment d'interaction entre le signal en voie descendante et celui en voie montante. Donc, dans nos études expérimentales, nous réalisons la transmission séparément pour la voie descendante et la voie montante.

La figure 5.3 explique le principe de fonctionnement pour la transmission en voie descendante. La source multi- $\lambda$  dans la bande B est située à l'OLT. Elle sert à distribuer les longueurs d'onde  $\lambda_1^{DS}$  à  $\lambda_N^{DS}$  dans les émetteurs achromatiques à base des modulateurs en réflexion via le circulateur et l'AWG. Les signaux injectés dans les émetteurs achromatiques sont continus. Dans le même temps, ces émetteurs sont modulés par les données portant les informations à destination des abonnés. Ensuite, les signaux modulés à différentes longueurs d'onde en sortie de ces émetteurs sont re-multiplexés par le même AWG à l'OLT.

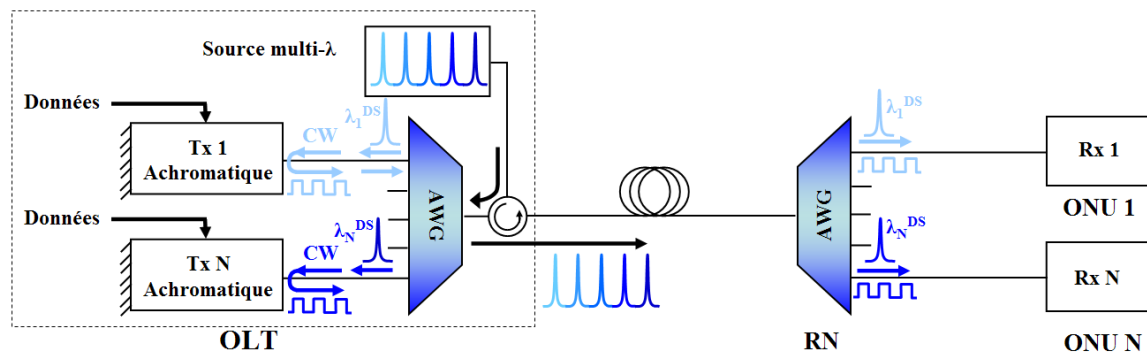


FIGURE 5.3 – Explication du fonctionnement de l'architecture pour la voie descendante

Les canaux en voie descendante sont multiplexés par l'AWG à l'OLT et sont transmis sur la fibre du réseau d'accès. Ils sont ensuite démultiplexés, grâce à un deuxième AWG au RN, en différents canaux séparés. Chaque canal est envoyé sur le récepteur situé dans le module ONU chez l'abonné.

### 5.1.3 Transmission en voie montante

Inversement, pour la transmission en voie descendante, les émetteurs achromatiques à base de modulateurs en réflexion sont situés aux ONU chez les abonnés et les récepteurs sont situés à l'OLT. Le signal de la source multi- $\lambda$  à l'OLT se propage dans la fibre du réseau d'accès dans la direction descendante, et est démultiplexé par l'AWG au RN en différents signaux mono-fréquentiels continus avant être injectés dans les émetteurs achromatiques aux ONU. Les émetteurs sont modulés par des données portant les informations émises par les abonnés. Les signaux optiques modulés à différentes longueurs d'onde en sortie des émetteurs sont re-multiplexés par l'AWG au RN. Ils sont ensuite retransmis sur la même fibre du réseau d'accès dans la direction montante. À l'arrivée de l'OLT, ils sont démultiplexés par le deuxième AWG en différents canaux séparés. Finalement, les canaux sont reçus par les photorécepteurs à l'OLT.

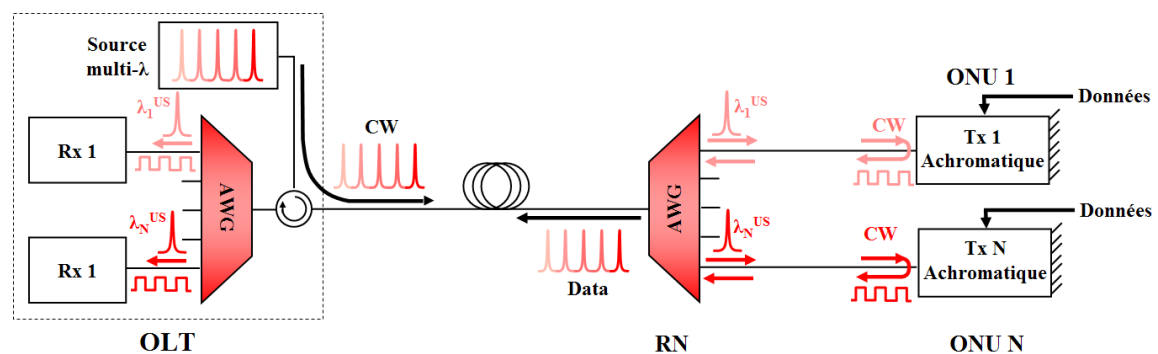


FIGURE 5.4 – Explication du fonctionnement de l'architecture en voie montante

Dans ce système, nous voyons que le signal de distribution est continu dans la direction descendante et modulé dans la direction montante, portant ainsi les données émises par les abonnés, qui sont transmises sur la même fibre et à la même longueur d'onde. Nous avons montré dans le chapitre précédent la limitation due à la rétrodiffusion de Rayleigh pour cette transmission bidirectionnelle [6]. En plus de cette rétro diffusion, des réflexions parasites liées aux connecteurs, soudures, ... tout au long du réseau d'accès optique peuvent aussi renvoyer une fraction du signal de distribution dans la direction montante. Au final, le signal modulé en voie montante se mélange au signal rétrodiffusé et au signal réfléchi. Il en résulte un bruit interférométrique en basse fréquence lors de la détection du signal modulé en voie montante [7]. Les effets de rétrodiffusion de Rayleigh et de réflexion sont des contraintes majeures, qui dégradent la qualité en transmission du système WDM-PON à base de modulateurs en réflexion [8, 9].

## 5.2 Source multi-longueurs d'onde

### 5.2.1 Les solutions antérieures et leurs limitations

Comme cela a déjà été introduit dans le chapitre 1 pour différentes technologies de composants pour l'accès optique WDM, il y a plusieurs méthodes pour obtenir un peigne de longueurs d'onde pour les systèmes WDM-PON utilisant des modulateurs en réflexion. Pour rappel, la méthode la plus usuelle est le découpage spectral (spectral slicing), grâce à la fonction de filtrage de l'AWG dans l'architecture WDM-PON, d'une source à large bande spectrale (BLS pour Broadband Light Source) telle que la source supercontinuum [5, 10], la source d'émission spontanée amplifiée (ASE) d'un amplificateur à fibre optique dopée Erbium, EDFA [11, 12] ou d'une diode super électroluminescente SLED [13],... Cette méthode est généralement simple et bas-coût. Le peigne de longueurs d'onde obtenu par cette méthode est souvent combiné avec des modulateurs en réflexion de type RSOA ou laser Fabry-Perot pour des systèmes WDM-PON à bas débit ( $\leq 1,25$  Gb/s).

Mais pour des débits plus élevés, cette méthode est limitée par le bruit d'intensité très important [14, 15] de la BLS (de l'ordre de -105 dBc/Hz à -110 dBc/Hz). Nous avons montré dans le chapitre 2 le transfert de bruit d'intensité à l'émetteur achromatique du type laser Fabry-Perot quand il est injecté par une source à fort bruit d'intensité. Aussi, la transmission à haut débit réalisée en utilisant ce type de source WDM est limitée par la dispersion chromatique parce que la largeur spectrale de la porteuse optique obtenue par la méthode de découpage spectral d'une BLS est très grande. Cette largeur spectrale est déterminée par celle de la fonction de filtrage de l'AWG utilisé (de l'ordre de 0,2 nm à 0,6 nm) [16].

De plus, pour pouvoir distribuer un grand nombre de canaux WDM avec un niveau de puissance injectée suffisant, la BLS doit avoir une puissance optique très importante. Afin d'obtenir un tel niveau de puissance, l'architecture de la BLS est souvent assez complexe.

Par conséquent, le coût de cette source est donc élevé et sa consommation d'énergie est importante. La figure 5.5 (a) représente un exemple de BLS de type supercontinuum. Son architecture est composée de deux amplificateurs de haute puissance et d'un tronçon de fibre optique hautement non-linéaire pour la génération de supercontinuum [10]. Comme la figure 5.5 (b) le montre, son bruit d'intensité est très élevé, de l'ordre de  $-110$  dBc/Hz [17]. La limitation en terme de bruit d'intensité des sources WDM par le découpage spectral d'une BLS est illustrée par la forte fluctuation observable sur les diagrammes de l'oeil de différents types d'émetteur achromatique utilisant ces sources, ce qui est montré figure 5.6.

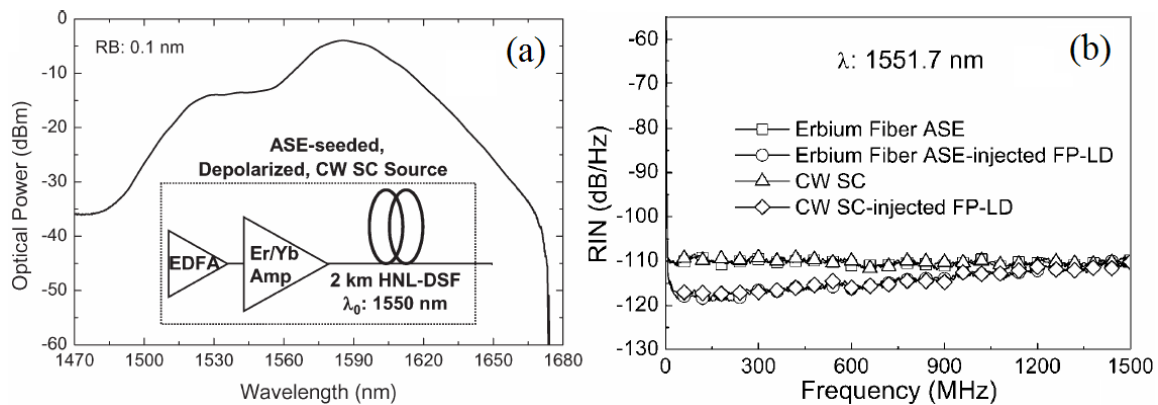


FIGURE 5.5 – Un exemple de la source à large bande à base de la génération de supercontinuum : l'architecture de la source, son spectre d'émission (a) et son bruit d'intensité (b) [10, 17]

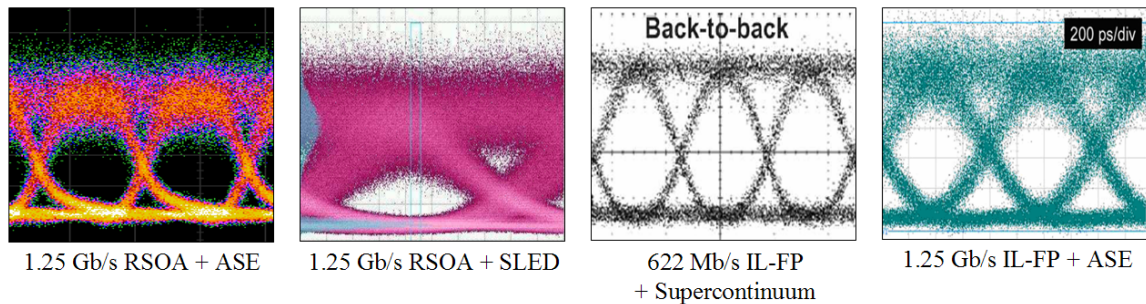


FIGURE 5.6 – Quelques exemples de diagrammes de l'oeil émis par les émetteurs achromatiques injectés par une source à large bande découpée spectralement [5, 13, 18, 19]

Si on considère l'évolution à plus long terme des systèmes d'accès optique WDM, le débit à 1,25 Gb/s semble insuffisant pour répondre à la croissance rapide de la demande en bande-passante. Malheureusement, pour des systèmes WDM-PON ayant un débit plus élevé ( $> 1,25$  Gb/s), les sources optiques WDM proposées sont typiquement un ensemble de lasers monomodes comme ceux classiquement utilisés dans des systèmes de transmission WDM à longue distance.

Pour des débits supérieurs à 1,25 Gb/s, il y a eu peu de démonstrations de transmission WDM-PON : quelques unes à 2,5 Gb/s [20, 21, 22], quelques rares à 10 Gb/s [23, 24] qui utilisent un peigne de longueurs d'onde obtenu par le découpage spectral d'une source à large bande. Cependant leurs performances sont très limitées : soit la distance de transmission atteinte est courte à cause de la dispersion chromatique [20, 21], soit la transmission à 2,5 Gb/s ou 10 Gb/s doit être assistée par des techniques supplémentaires [21, 22, 23], ou soit la configuration du système est trop complexe et nécessite alors plusieurs étages d'amplification, ce qui n'est pas économiquement réaliste pour une application dans le réseau d'accès optique [24]. Parmi ces démonstrations, nous pouvons en lister quelques typiques :

- Transmission à 2,5 Gb/s utilisant des RSOA injectés par un peigne de longueurs d'onde incohérentes obtenu par le découpage spectral d'une source ASE provenant d'un EDFA [20]. La distance de transmission est limitée dans ce cas à 10 km, le plancher d'erreur apparaît autour de  $10^{-9}$  à cause du bruit d'intensité important. Cet exemple nécessite une puissance optique injectée très importante qui implique plusieurs étages d'amplification.
- Transmission à 2,5 Gb/s utilisant des lasers Fabry-Perot injectés par un peigne de longueurs d'onde incohérentes obtenu par le découpage spectral d'une source super-continuum pulsée [21]. Encore une fois la distance de transmission est aussi limitée à 10 km et l'architecture de la source super-continuum pulsée est très complexe.
- Transmission à 2,5 Gb/s et à 10 Gb/s en utilisant un peigne de longueurs d'onde incohérentes obtenu par le découpage spectral d'une source ASE mais avec l'assistance d'un filtre électronique adaptif [22] ou d'un code correcteur d'erreurs [23].
- Transmission à 2,5 Gb/s en utilisant un peigne de longueurs d'onde obtenu par le découpage spectral d'un [25, 26] ou plusieurs [27] lasers Fabry-Perot massifs. Mais cette technique nous permet de n'utiliser qu'un faible nombre de canaux, à cause du spectre étroit du laser Fabry-Perot massif ; cela est donc insuffisant pour des systèmes WDM-PON à grand nombre de canaux.

En prenant en compte ces limitations des sources multi-longueurs d'onde obtenues par le découpage spectral d'une source à large bande, nous proposons dans cette thèse une nouvelle source multi-longueurs d'onde à base de laser Fabry-Perot à blocage de modes à bâtonnets quantiques (QD-MLL pour Quantum-Dash Mode-Locked-Laser), ce qui est présenté dans le paragraphe suivant.

### 5.2.2 Laser Fabry-Perot à blocage de modes à bâtonnets quantiques

Durant les années récentes, le laser à blocage de modes (MLL pour Mode-Locked Laser) est resté un sujet d'étude très attractif grâce à ses nombreuses applications. Parmi celles-ci, nous pouvons citer :

- La génération d'impulsions optiques ultra-courtes, jusqu'à quelques centaines de femtosecondes [28], pour des applications de transmission optique à très haut-débit utilisant le multiplexage temporel dans le domaine optique (OTDM pour Optical Time Division Multiplexing) [29].
- Les MLL à faible taux de répétition peuvent être utilisés pour l'application à l'échantillonnage optique pour la conversion analogie-numérique [30, 31].
- La récupération d'horloge toute-optique grâce au verrouillage du signal d'horloge généré par le MLL avec une série de données en entrée [32].
- La génération d'ondes millimétriques dans le domaine microonde, par battement de modes sur une photodiode rapide, pour les applications de communication radar et de radio sur fibre [33].
- La génération de peigne de longueurs d'onde pour la transmission WDM [34, 35, 36].

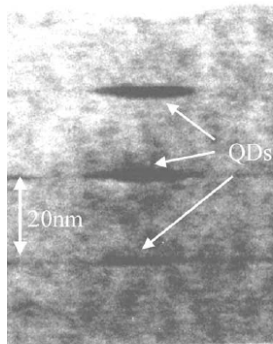
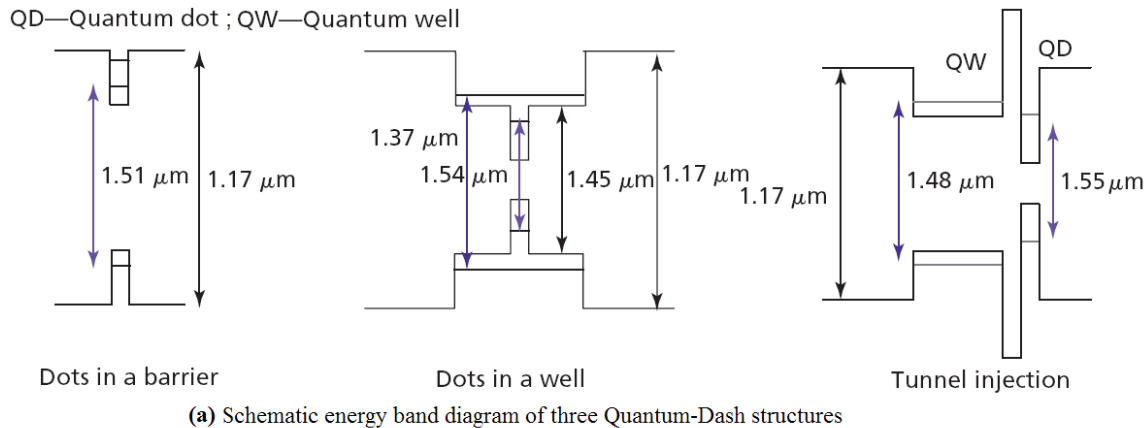
Dans le contexte du réseau d'accès WDM, c'est la dernière application qui nous intéresse. L'utilisation de MLL comme source optique pour la transmission WDM a été proposée pour la première fois par Gubenko en utilisant le MLL à boîtes quantiques à  $1,3 \mu\text{m}$  [34], puis par Akrouf en utilisant un MLL à bâtonnets quantiques à  $1,55 \mu\text{m}$  [35]. Ces démonstrations ont utilisé des modulateurs externes à 10 Gb/s de type  $\text{LiNbO}_3$ . Donc, le bruit de partition de modes du QD-MLL, qui sera discutée dans le prochain paragraphe, n'est pas réduit. Dans cette thèse, nous proposons pour la première fois l'utilisation de ce composant dans le réseau d'accès WDM [36], en combinaison avec les composants achromatiques présentés dans les deux chapitres précédents afin de résoudre le problème de bruit d'intensité de cette source WDM.

Il y a eu nombreuses études sur les MLL à semi-conducteur à base de matériau massif ou à multi-puits quantiques. Pour ceux à base de matériau à bâtonnets quantiques, une caractéristique très attractive est que le blocage de modes peut être obtenu sans section absorbant saturable. En plus, la largeur spectrale de la porteuse RF générée par le battement entre les modes du MLL à bâtonnets quantiques est beaucoup plus fine quand elle est comparée à celle de MLL massif ou à puits quantiques (typiquement de l'ordre de quelques dizaines de kHz [37], une valeur inférieure à 1 kHz reste possible [38]). Par suite, l'impulsion optique générée par le MLL à bâtonnets quantiques possède une gigue temporelle très réduite, ainsi qu'une onde millimétrique générée par ce composant va posséder un très faible bruit de phase.

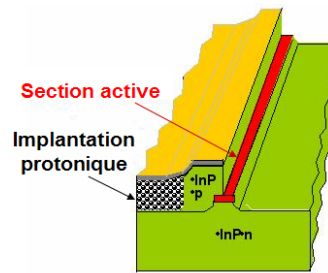
Dans les MLL à deux sections (section à gain et section d'absorbant saturable), le processus de blocage de modes est déclenché grâce à la modulation des pertes dans la cavité du laser. Pour le MLL à bâtonnets quantiques avec une seule section à gain, on impute le blocage de modes à l'effet non-linéaire de mélange à quatre ondes (FWM pour Four Wave Mixing) [39, 40]. Une fréquence de blocage de mode variant de 10 GHz [38] à 346 GHz [41] a



été démontrée pour le MLL à bâtonnets quantiques à une seule section. L'origine du blocage de modes est expliquée par le fait qu'il existe une corrélation de phases ou une synchronisation des phases entre les différents modes du laser grâce au FWM, qui est suffisamment important dans ce type de milieu à gain du laser [39, 40].



(b) Cross-sectional TEM image of a stack of three QD layers



(c) Quantum-Dash-based MLL structure

FIGURE 5.7 – Diagrammes des bandes d'énergie de trois types de structure à bâtonnets quantiques (a), un exemple d'image TEM des bâtonnets quantiques dans la couche active de MLL (b) et structure du MLL à bâtonnets quantiques à une seule section (c). Ces figures sont extraites de [37, 42]

Concernant la technologie du matériau, les bâtonnets quantiques sont obtenus à partir de boîtes quantiques allongées ("elongated dot") par épitaxie de matériau InAs/InP. Plus précisément, la croissance de l'hétérostructure à bâtonnets quantiques est réalisée par épitaxie par jets moléculaires par sources gazeuses (GSMBE pour Gas Source Molecular Beam Epitaxy) sur substrats d'InP dopé S. La couche active est composée d'un empilement de 3, 6 ou 9 couches de bâtonnets quantiques InAs séparés par des barrières ( $\lambda_g = 1,17 \mu\text{m}$ ) non dopées. L'ensemble est entouré par deux couches de confinement optique (SCH pour Separated Confinement Heterostructure) non dopées d'épaisseur variable. Comme cela est présenté dans [37, 42], il y a généralement 3 types de structure à bâtonnets quantiques pour

les applications à blocage de modes : les boîtes quantiques implémentées dans une barrière, les boîtes quantiques implémentées dans des puits quantiques et des structures possédant un puits quantique et des boîtes quantiques séparés par une barrière de faible largeur et permettant un effet tunnel. Les diagrammes des bandes d'énergie de ces structures sont détaillés figure 5.7 (a). La structure du laser étudié est constituée d'une seule section. La diode laser est à ruban enterré de type BRS (Buried Ridge Structure) ; elle est réalisée par gravure sèche et par reprise de croissance par épitaxie. Une implantation protonique de part et d'autre du ruban enterré est réalisée pour assurer le confinement électrique. Un exemple d'image de bâtonnets quantiques, prise par un microscope à transmission électronique (TEM pour Transmission Electron Microscopy), est donné figure 5.7 (b). La figure 5.7 (c) donne un schéma de la structure de la diode laser QD-MLL à une seule section active.

### 5.2.2.1 Propriétés spectrales

La caractéristique la plus attractive du QD-MLL utilisé en tant que source multi-longueurs d'onde pour le réseau d'accès WDM est celle de son spectre optique. Comme le QD-MLL est capable de générer des impulsions optiques très courtes, sa largeur du gain spectral est très grande, (la largeur de la courbe de gain spectral est inversement proportionnelle à la durée de l'impulsion générée [43]). Grâce à sa grande largeur de gain spectral, le QD-MLL peut avoir un grand nombre de modes optiques. Cette source peut fournir un grand nombre de canaux WDM. De plus, le spectre optique du QD-MLL a une très bonne platitude ; la puissance optique de chaque longueur d'onde distribuée par cette source dans le réseau d'accès est donc homogène, ce qui est une demande primordiale pour le réseau d'accès WDM.

La figure 5.8 montre un exemple de spectre optique émis dans la bande C d'un QD-MLL polarisé à 300 mA. Il est très large et très plat : une largeur spectrale d'une quinzaine de nm à -3 dB est observée. Il possède un très grand nombre de modes optiques (environ 40 modes pour une platitude de 4 dB). La fréquence de blocage de modes est de 42,7 GHz, ce qui correspond à l'ISL du laser. Ce QD-MLL est fabriqué en utilisant un matériau à base de 6 plans de bâtonnets quantiques InAs/InP [44]. La structure à bâtonnets quantiques utilisée est celle à base de l'injection par effet tunnel présentée dans la figure 5.7 (a). La longueur de la zone active est de 1 mm.

Pour l'utilisation comme source pour la transmission WDM, il est nécessaire d'évaluer la largeur de raie de la porteuse optique. Nous avons donc mesuré la largeur spectrale d'un mode optique du QD-MLL. Pour le faire, nous filtrons un mode individuel du laser et utilisons un équipement de mesure de largeur de raie à base de la technique auto-hétérodyne [45]. La courbe obtenue est montrée dans la figure 5.9. Nous trouvons que la largeur à mi-hauteur (FWHM pour Full-Width at Half-Maximum) de chaque mode optique est environ d'une vingtaine de MHz. Cette largeur spectrale est très comparable à celle d'un laser DFB qui possède souvent une FWHM variant de quelques MHz à quelques dizaines de MHz. Donc, la source WDM à base de QD-MLL peut supporter un débit de transmission à 10

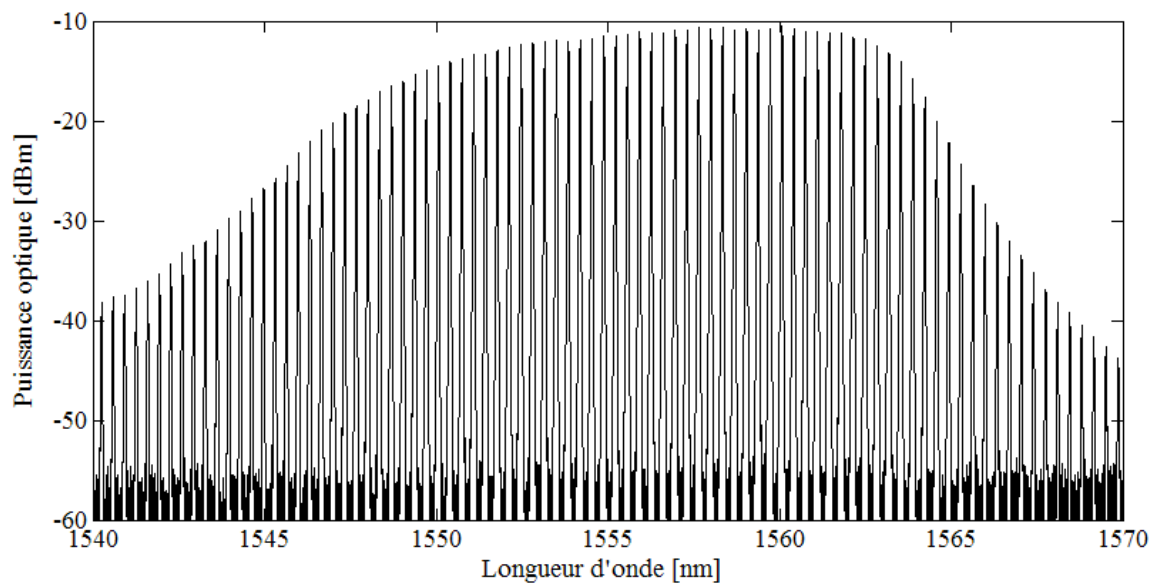


FIGURE 5.8 – Spectre optique d'un laser à blocage de modes à 42,7 GHz et à 6 plans de bâtonnets quantiques InAs/InP. Le laser est polarisé à 300 mA

Gb/s et plus. D'autres études sur la largeur de raie du QD-MLL ont donné les mêmes ordres de grandeur (quelques dizaines de MHz). Notons que cette largeur de raie peut varier d'un mode du QD-MLL à l'autre et décrire une fonction parabolique en fonction de la longueur d'onde [46]. Par contre, pour ces structures d'Alcatel-Thales III-V Lab, il a été démontré au sein de notre laboratoire dans le cadre de l'ANR TELDOT, que la largeur de raie reste constante quelque soit le mode, ce qui démontre une moindre dispersion. Récemment, nous avons démontré la possibilité d'utiliser le QD-MLL comme source multi-longueurs d'onde pour le système de transmission basé sur la technique de modulation de phase du type DQPSK (pour Differential Quadrature Phase Shift Keying) à 56 Gb/s [47]. Cela prouve une bonne robustesse de cette source en termes de bruit de phase, ce qui est lié à la largeur spectrale du mode optique utilisé.

Dans le contexte du réseau WDM-PON, la bonne cohérence de la source multi-longueurs d'onde à base de QD-MLL présente un fort avantage comparé à la solution classique basée sur le découpage spectral d'une source à large bande. En effet, la largeur spectrale dépend dans ce cas de la largeur spectrale de l'AWG utilisé dans le système WDM-PON, qui a souvent une valeur de l'ordre de quelques dizaines de GHz (0,2 nm à 0,6 nm). Il s'agit là d'un facteur très limitant en termes de dispersion chromatique pour la transmission à haut débit. Comme cela a déjà été souligné, c'est pour cette raison qu'un système WDM-PON utilisant ces sources à large bande est toujours limité en termes de portée ou de débit (ne pouvant être supérieur à 1,25 Gb/s). Au contraire, une source WDM à base de QD-MLL pourra être utilisée pour des systèmes PON étendus (Long-Reach PON).

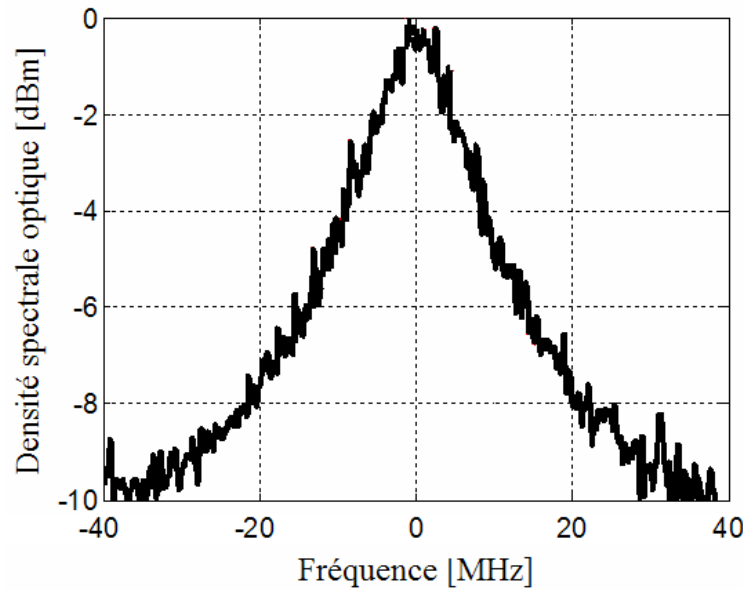


FIGURE 5.9 – Largeur de raie d'un mode optique filtré du QD-MLL en utilisant la technique auto-hétérodyne

### 5.2.2.2 Bruit d'intensité

Une autre caractéristique attractive du laser à bâtonnets quantiques est le faible bruit d'intensité comparé à celui des structures massives ou à puits quantiques, grâce à son taux d'émission spontanée réduit. Il est visible dans le spectre optique donné dans la figure 5.8 que le plancher d'émission spontanée est très bas par rapport aux modes optiques excités. Le faible taux d'émission spontanée est expliqué par le faible confinement dans la structure à bâtonnets quantiques [42]. J.-F. Hayau a montré dans ses travaux de thèse que le bruit d'intensité du QD-MLL dépend du nombre de plans de bâtonnets quantiques du matériau utilisé [48]. Ainsi, il a été montré dans [42] que le bruit d'intensité du QD-MLL dépend aussi du type de structure à bâtonnets quantiques.

La figure 5.10 montre les spectres de bruit d'intensité mesurés pour un QD-MLL à 6 plans de bâtonnets quantiques. À un faible courant de polarisation (50 mA, soit 2 fois son courant de seuil), nous observons une forte oscillation de relaxation à 4 GHz avec un niveau à -140 dBc/Hz. Quand le laser est polarisé à plus fort courant (300 mA), l'oscillation de relaxation est fortement atténuée et est repoussé à une fréquence supérieure à 10 GHz, hors de notre fenêtre d'observation. Nous observons que le plancher de bruit est lui aussi abaissé à des valeurs inférieures à -150 dBc pour la plage de fréquence supérieure à 100 MHz. En basse fréquence ( $< 100$  MHz), il y a toujours une augmentation du bruit d'intensité à cause de bruit de partition de mode (MPN pour Mode Partition Noise) de la structure multimodale [49, 50].

Pour utiliser le laser QD-MLL comme source WDM, il faut filtrer chaque mode, qui est

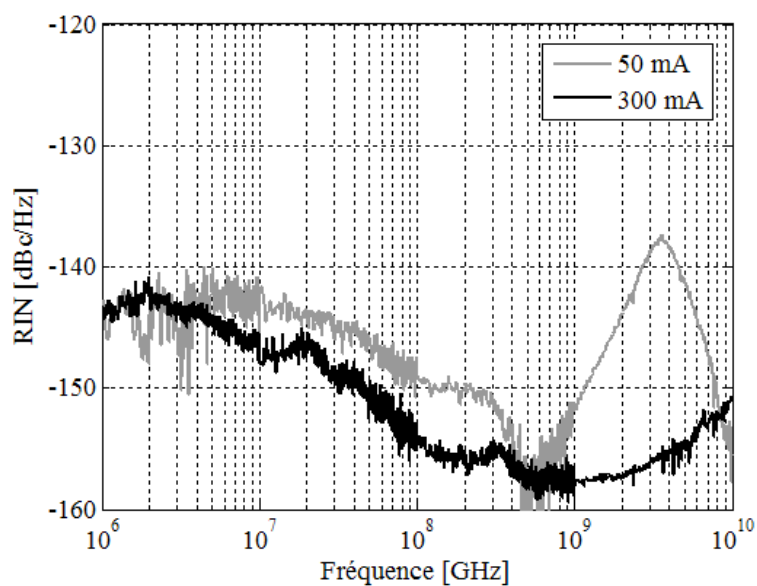


FIGURE 5.10 – Bruit d'intensité d'un QD-MLL à 6 plans du type "tunnel injection"

la porteuse optique d'un canal. Il est donc nécessaire d'évaluer le bruit d'intensité de chacun d'entre eux. Après filtrage d'un mode en utilisant un filtre optique de largeur d'environ 0,2 nm, on peut observer son spectre optique. La figure 5.11 (a) en donne un exemple pour un QD-MLL (blocage à 42,7 GHz) qui émet dans la bande L et est polarisé à 360 mA. Un fort taux de suppression des modes latéraux (SMSR pour Side Mode Suppression Ratio) est observé (jusqu'à 40 dB), ce qui est quasiment comparable à celui d'un laser DFB monomode.

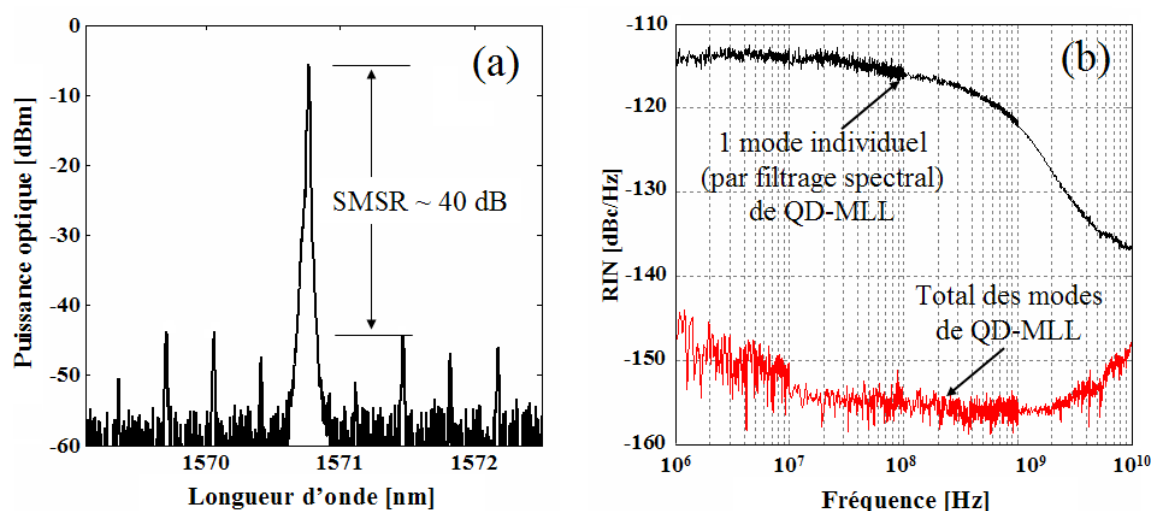


FIGURE 5.11 – Spectre optique d'un mode filtré du QD-MLL émis dans la bande L (a) et les spectres de bruit d'intensité correspondants (b)

Les spectres de bruit d'intensité correspondant à un mode individuel et à l'intensité

totale sont représentés dans la figure 5.11 (b). Le plancher du bruit de l'intensité totale est très faible ( $< -150$  dBc/Hz) alors que le bruit d'intensité d'un mode filtré et amplifié par un EDFA est beaucoup plus important. Cette augmentation de bruit, surtout en basse fréquence, est due principalement au bruit de partition ou MPN et à l'amplification [49, 50], portant le niveau à environ  $-115$  dBc/Hz pour des fréquences inférieures à 100 MHz. Ce niveau de bruit diminue graduellement avec la fréquence et atteint  $-136$  dBc/Hz à 10 GHz. Cette augmentation du bruit d'intensité lors du filtrage d'un mode est bien un inconvénient majeur lors de l'utilisation du QD-MLL comparativement au laser DFB. Pourtant dans les prochains paragraphes, nous allons montrer la réduction de ce bruit d'intensité élevé en combinant cette source QD-MLL multi-longueurs d'onde aux composants achromatiques étudiés.

### 5.2.2.3 Intérêts pour la source multi-longueurs d'onde

Comparée aux sources classiques à base de découpage spectral d'une BLS, la source QD-MLL présente plusieurs avantages :

- *Bruit d'intensité* : Comme nous venons de le voir dans le paragraphe précédent, la source à base de QD-MLL possède un bruit d'intensité beaucoup plus faible par rapport celui d'une BLS ( $-105$  à  $-110$  dBc/Hz).
- *Cohérence* : Grâce à la faible largeur spectrale de chaque mode Fabry-Perot du QD-MLL (une vingtaine de MHz), cette source multi-longueurs d'onde est considérée comme fortement cohérente comparativement à une BLS (plus de 20 GHz). Une transmission à très haut débit peut même être envisagée sans être fortement limitée par la dispersion chromatique.
- *Complexité* : Pour fournir un grand nombre de canaux WDM avec une puissance suffisante sur chaque canal, la puissance totale de la BLS doit être très élevée. L'architecture de cette source est alors souvent assez complexe et coûteuse, ce qui entraîne également une consommation électrique importante. La source QD-MLL ne nécessite qu'une diode laser et une amplification optique.

Si l'on compare à un ensemble de plusieurs lasers monomodes accordables ou non, la source QD-MLL est beaucoup plus simple, car une seule diode laser peut fournir plusieurs canaux WDM (jusqu'à 40 canaux dans la bande C pour une platitude moins de 4 dB avec notre QD-MLL) De plus, pour le QD-MLL, il reste possible d'accorder la longueur d'onde de tous les modes à la fois en jouant sur son courant ou sa température. Dans ce cas, il n'y a pas besoin de contrôler la longueur d'onde de chaque canal individuel.

### 5.3 Implémentations expérimentales des systèmes WDM-PON et leurs performances

Nous avons présenté dans les chapitres 2 et 3 les deux composants clés, qui vont nous permettre de réaliser des émetteurs achromatiques de type modulateur en réflexion. Nous avons également décrit dans la section précédente la source multi-longueurs d'onde à base de QD-MLL. Dans cette section, nous allons présenter la mise en oeuvre de systèmes WDM-PON à base de ces composants. Différentes configurations WDM-PON en termes de débit de transmission, de type d'architecture, de capacité sont proposées et évaluées.

#### 5.3.1 WDM-PON symétrique à 2,5 Gb/s à base de lasers Fabry-Perot

##### 5.3.1.1 Caractérisation de l'émetteur achromatique à base de laser Fabry-Perot

Dans toutes les expériences de transmission WDM-PON à base de laser Fabry-Perot, nous avons utilisé le composant Run2, qui est conçu pour être insensible à la polarisation en régime de verrouillage par injection [51], comme cela a déjà été expliqué dans le chapitre 2. Ce composant possède une bande passante électrique d'environ 5 GHz en fonctionnement libre mais cette bande passante est réduite à  $\sim 2,5$  GHz en régime de verrouillage, ce qui nous permet de réaliser des expériences de transmission WDM-PON à 2,5 Gb/s. Dans le chapitre 2, nous avons présenté en détail la caractérisation du laser Fabry-Perot verrouillé par injection, pour laquelle le signal injecté est une source de référence provenant d'un laser accordable à cavité externe (ECL pour External Cavity Laser) fortement cohérent (largeur de raie d'environ d'une centaine de kHz) et à faible bruit d'intensité ( $RIN < -150$  dBc/Hz). Mais l'utilisation des ECL comme les sources WDM dans le réseau d'accès n'est pas économiquement réaliste. Dans nos expériences WDM-PON, nous proposons d'utiliser une source multi-longueurs QD-MLL. Il est donc de nécessaire de caractériser l'émetteur achromatique laser Fabry-Perot quand il est injecté par un mode du QD-MLL. Le schéma expérimental est donné figure 5.12. Pour mémoire, on retrouvera le spectre optique du QD-MLL figure 5.8. Le filtrage optique de chaque mode du QD-MLL est réalisé à l'aide d'un AWG pour lequel on peut régler les fréquences des canaux et leur espacement. Expérimentalement, nous avons la possibilité de' utiliser aussi un filtre optique accordable, avec une bande passante équivalente à celle d'un AWG (0,2 nm à 0,6 nm). Rappelons que l'ISL du QD-MLL vaut 42,7 GHz et n'est pas conventionnel par rapport à une grille ITU-T. L'utilisation de dispositifs accordables nous permet d'adapter les fonctions de filtrage avec le peigne de longueurs d'onde généré par le QD-MLL.

Le QD-MLL a une puissance de sortie de +6 dBm et un courant de polarisation de 300 mA. Sans amplification de cette source, la puissance optique de chaque mode sélectionné par l'AWG est d'environ -15 dBm. L'AWG a une perte optique importante (de 5 dB à 7 dB dans notre cas). Cette puissance est en fait insuffisante pour verrouiller via l'injection optique le laser Fabry-Perot en régime de modulation directe. Nous utilisons donc un EDFA

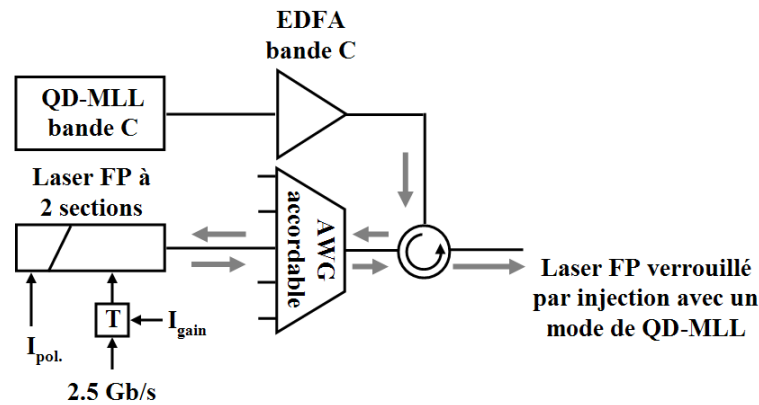


FIGURE 5.12 – Schéma expérimental du laser Fabry-Perot injecté par un mode du QD-MLL

afin d'amplifier la source QD-MLL avant que son signal soit envoyé dans l'AWG. Dans cette expérience de caractérisation, nous utilisons un EDFA avec une puissance de sortie contrôlable (via le courant de la diode de pompe) afin de pouvoir varier la puissance optique injectée dans le laser Fabry-Perot.

Dans nos expériences WDM-PON, la section à gain est polarisée par un courant  $I_{gain}$  autour de 60 mA - 70 mA (son courant de seuil est de 40 mA) et est directement modulée par une série de données électriques via le T $\acute{e}$  de polarisation. La section passive est polarisée à un courant  $I_{pol.}$  supérieur à 20 mA afin que les peignes TE et TM soient bien superposés dans la plage spectrale de fonctionnement (1545 nm - 1565 nm). De plus, le courant de polarisation de la section passive  $I_{pol.}$  est contrôlé afin d'aligner le mode Fabry-Perot avec la longueur d'onde injectée pour que le verrouillage soit optimal.

Quand le laser Fabry-Perot est verrouillé à la longueur d'onde injectée, son fonctionnement devient quasi-monomode à cette même longueur d'onde. Le signal en sortie du laser Fabry-Perot verrouillé repasse ensuite par le même port de l'AWG mais dans le sens inverse par rapport au signal injecté, comme c'est indiqué par les flèches dans la figure 5.12. Différents spectres optiques sont donnés figure 5.13. Le spectre en couleur bleue est celui d'un mode du QD-MLL amplifié et filtré par l'AWG. Le spectre du laser Fabry-Perot en fonctionnement libre et multimode est représenté par la couleur noire. Le spectre en couleur rouge est celui du laser Fabry-Perot verrouillé par injection. Le laser est bien monomode avec un SMSR supérieur à 30 dB.

Dans la section précédente, il a été souligné l'inconvénient majeur d'un peigne généré par un QD-MLL, qui est le bruit de partition de modes. Le plancher de bruit d'intensité augmente effectivement fortement, surtout en basse fréquence, comme le montre la figure 5.14. Nous retrouvons le spectre de bruit d'intensité d'un mode du QD-MLL en couleur noire. Le spectre de bruit d'intensité du laser Fabry-Perot en fonctionnement libre est représenté par la couleur bleue. Comme le composant est polarisé à un faible courant (1,5 fois de son courant de seuil), le bruit d'intensité est significatif ( $> -130$  dBc/Hz sur la plupart de la



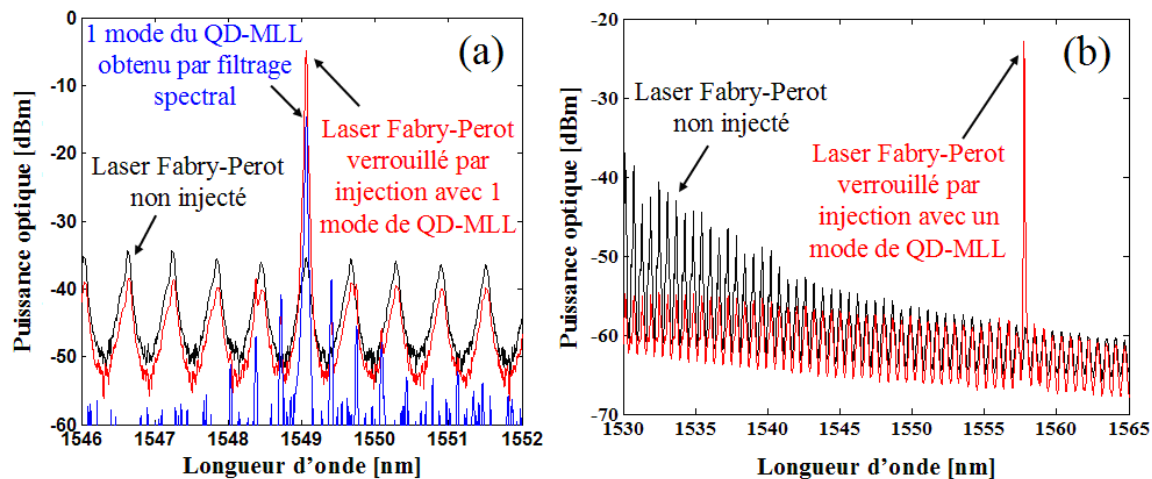
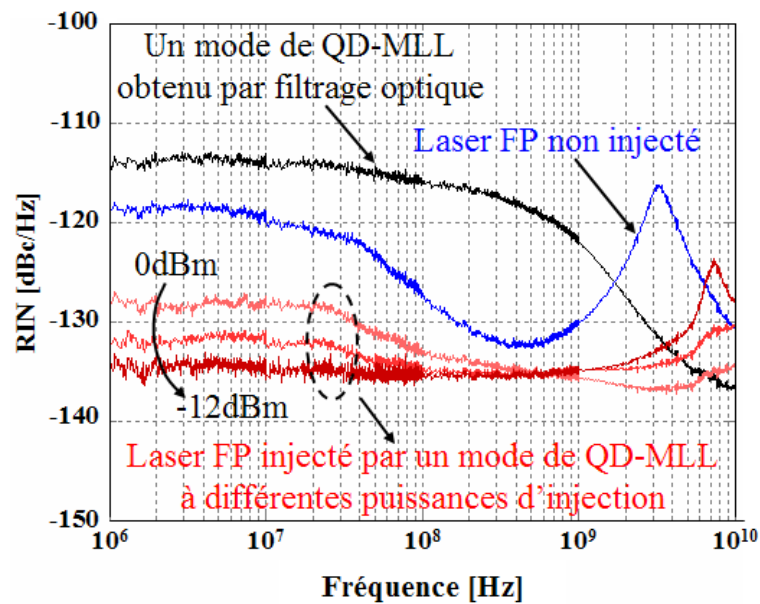


FIGURE 5.13 – Spectres optiques du laser Fabry-Perot verrouillé par injection optique avec un mode de QD-MLL sur une plage de 6 nm (a) et de 35 nm (bande C) (b)

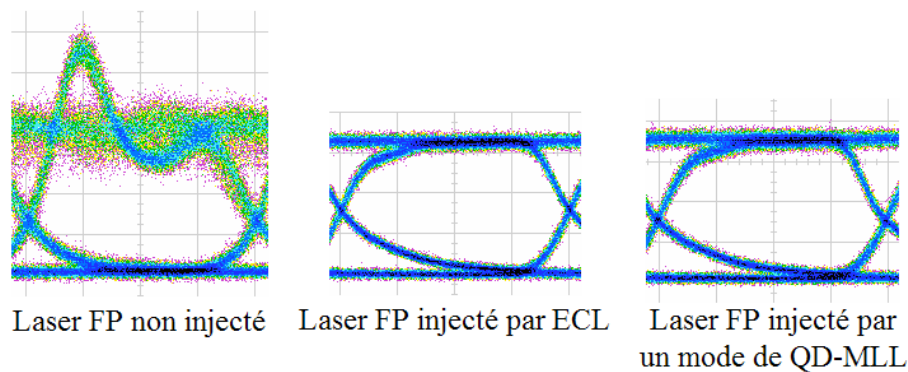
plage spectrale inférieure à 10 GHz). Une forte augmentation du plancher de bruit en basse fréquence est observable à cause de MPN et de l'amplification (jusqu'à -120 dBc/Hz). On notera l'habitude remontée à la fréquence de l'oscillation de relaxation autour de 3 GHz - 4 GHz (à -115 dBc/Hz).

Cependant la figure 5.14 (a) montre que grâce au mécanisme de verrouillage du laser Fabry-Perot injecté, son bruit d'intensité est réduit de manière très significative. Il devient même inférieur à celui du laser en fonctionnement libre et à celui du signal injecté. Ce phénomène de réduction de bruit est expliqué par le fait que le laser Fabry-Perot en verrouillage fonctionne sur un nouveau régime qui est monomode. Quand nous augmentons la puissance injectée, le pic de l'oscillation de relaxation est repoussé vers les hautes fréquences et atténué (se reporter au chapitre 2). Par contre, aux basses fréquences, le plancher de bruit d'intensité augmente légèrement. Cette augmentation est due au phénomène de transfert de bruit de l'injection car le signal à injecter possède un plancher de bruit très important en basse fréquence.

La figure 5.14 (b) illustre quelques diagrammes de l'oeil du laser Fabry-Perot directement modulé à 2,5 Gb/s : en fonctionnement libre et en verrouillage par injection de -6 dBm avec deux types de source. La forte réduction du bruit en régime de verrouillage par injection est visible par la suppression des fluctuations d'intensité. Ainsi, l'oscillation de relaxation présente en fonctionnement libre disparaît en régime d'injection, ce qui confirme les résultats de mesure de bruit. De plus, nous trouvons aussi que les diagrammes de l'oeil du laser Fabry-Perot injecté par deux types de sources sont très comparables. Mais pour une comparaison quantitative, nous passons à la mesure de taux d'erreur binaire (TEB) en configuration back-to-back (BTB) du composant directement modulé à 2,5 Gb/s pour lequel les résultats sont présentés figure 5.15.



(a)



(b)

FIGURE 5.14 – Spectres de bruit d'intensité du laser Fabry-Perot injecté par un mode de QD-MLL (a) et illustrations de diagrammes de l'oeil à 2,5 Gb/s (b) [36]

Les courbes de TEB en fonction de la puissance optique reçue sont présentées dans la figure 5.15 (a) en utilisant un photorécepteur PIN et dans la figure 5.15 (b) en utilisant le photorécepteur APD. Nous remarquons que les performances du laser Fabry-Perot en régime de verrouillage sont très similaires pour les deux types de sources d'injection (laser ECL à faible bruit et un mode filtré du QD-MLL). Pour un TEB de  $10^{-9}$ , une sensibilité de -21,5 dBm est obtenue en utilisant le photorécepteur PIN et de -31 dBm en utilisant le photorécepteur APD. Des pénalités apparaissent par rapport au cas de référence, qui utilise un modulateur externe LiNbO<sub>3</sub> et l'ECL : de 2 dB en utilisant le PIN et de 3 dB en utilisant l'APD au TEB de  $10^{-9}$ . Cette pénalité est due à la différence des taux d'extinction (ER pour Extinction Ratio) entre le modulateur LiNbO<sub>3</sub> (ER > 10 dB) et le laser Fabry-Perot injecté à -6 dBm (5,5 dB selon 2.2.2.2) à la même amplitude de la tension appliquée (2

Vpp dans ce cas). Quand nous ajustons la tension appliquée sur le modulateur LiNbO<sub>3</sub> telle que son ER soit égal à celui du laser Fabry-Perot injecté de -6 dBm (ER de 5,5 dB), nous retrouvons la même sensibilité [52].

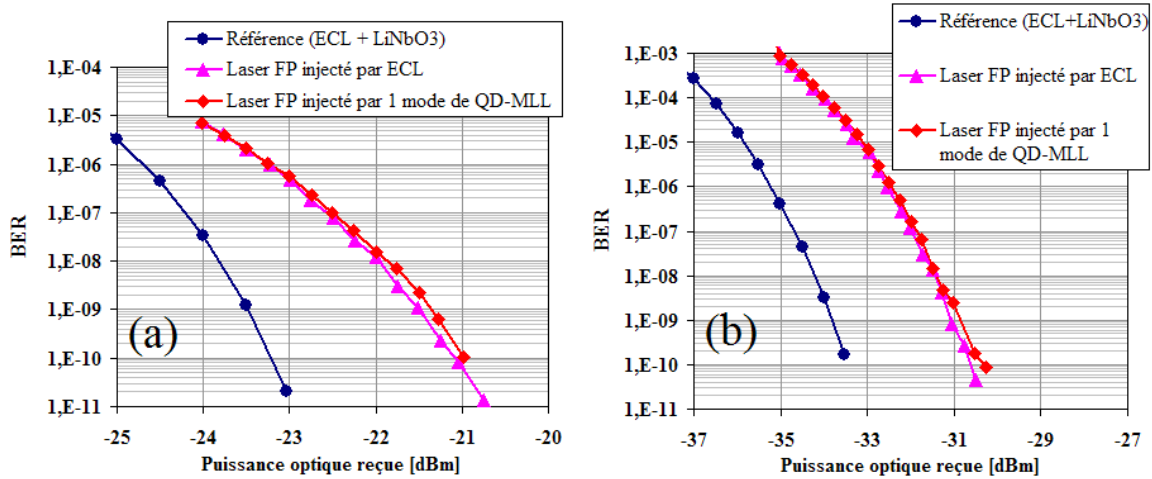


FIGURE 5.15 – Performances en configuration BTB par la mesure de taux d'erreur binaire en utilisant deux types de récepteurs : PIN (a) et APD (b) [36]

### 5.3.1.2 Performances en transmission dans une architecture bidirectionnelle à mono-fibre en utilisant le photorécepteur APD

Un scénario d'architecture de système WDM-PON bidirectionnel mono-fibre à base de lasers Fabry-Perot injectés par une source multi-longueurs d'onde QD-MLL est donné dans la figure 5.16. Nous appelons ici cette architecture mono-fibre car la transmission est bidirectionnelle sur une seule fibre. Elle est similaire à l'architecture générale décrite dans la figure 5.2 : les modulateurs en réflexion dans ce cas sont des lasers Fabry-Perot et la source multi-longueurs d'onde est le QD-MLL amplifié par un EDFA. Au lieu de deux sources multi-longueurs d'onde, nous n'utilisons qu'un seul composant QD-MLL amplifié. Un séparateur de bande est nécessaire afin de diviser la source en deux bandes spectrales pour les deux directions de transmission différentes. Dans cette expérience, à partir du spectre optique du QD-MLL montré dans la figure 5.8, nous choisissons 16 modes optiques de 1548,70 nm à 1553,84 nm comme des porteuses optiques pour 16 canaux en voie descendante (DS pour downstream) alors qu'en voie montante (US pour Upstream) 16 canaux sont répartis de 1556,96 nm à 1562,15 nm. Les 16 longueurs d'onde en voie descendante sont nommées de  $\lambda_1^{DS}$  à  $\lambda_{16}^{DS}$  et les 16 en voie montante sont nommées de  $\lambda_1^{US}$  à  $\lambda_{16}^{US}$  dans la figure 5.16. Les longueurs d'onde sont également espacées de 42,7 GHz, ce qui correspond à l'ISL du QD-MLL. L'espacement entre les deux bandes DS et US est de 3 nm (bande de garde). L'amplificateur EDFA utilisé a une puissance totale de sortie de 20 dBm. Nous avons une puissance autour de -3 dBm par longueur d'onde injectée dans chaque laser Fabry-Perot à

l'OLT et autour de -10 dBm par longueur d'onde injectée dans chaque laser Fabry-Perot à l'ONU. A ces puissances injectées, l'insensibilité à la polarisation est obtenue pour le laser Fabry-Perot à l'OLT quand le désaccord est optimisé, alors qu'à l'ONU celle-ci n'est pas complètement atteinte pour le laser Fabry-Perot car la puissance injectée est faible. Le changement d'état de polarisation du signal injecté engendre une variation du niveau " 1 " du signal modulé à la sortie du laser Fabry-Perot. Le milieu de transmission consiste en un tronçon de 25 km de fibre monomode standard de type SMF (Single Mode Fibre). La détection optique est réalisée à l'aide d'un photorécepteur à base d'APD à 2,5 Gb/s. L'allocation des longueurs d'onde en 16 canaux DS et 16 canaux US est représentée dans la figure 5.16 (b). Le spectre optique de chaque canal est mesuré séparément à la réception. Le taux d'isolation de chaque canal observé est élevé parce que le signal est re-filtré par un deuxième AWG.

La transmission en voie descendante et celle en voie montante fonctionnent dans deux plages spectrales différentes, nous allons tester les performances de chaque direction séparément sans pertes de généralité parce qu'il n'y a pas d'impact d'une direction de transmission à l'autre. Les montages expérimentaux pour la transmission en voie descendante et en voie montante sont montrés figure 5.17. Ces montages sont basés sur les schémas de principe présentés dans 5.1.2 et 5.1.3 : La source d'injection multi-longueurs d'onde consiste en un QD-MLL dans la bande C amplifié optiquement par un EDFA, le modulateur en réflexion est basé sur un laser Fabry-Perot à verrouillage par injection fonctionnant à 2,5 Gb/s et le récepteur utilise une photodiode APD. Comme les composants sont achromatiques dans ce cas, c'est-à-dire qu'ils sont tous identiques pour tous les canaux, nous avons utilisé un seul couple de composants (Laser Fabry-Perot et récepteur APD) afin de tester les 16 canaux. Les conditions de fonctionnement du laser Fabry-Perot restent les mêmes. La section de gain est polarisée à 65 mA. Elle section est directement modulé par une série de données binaires de format NRZ (Non Return to Zero) à 2,5 Gb/s de longueur PRBS  $2^{31}-1$  et d'amplitude de 2 Vpp fournie par le générateur de séquence PPG (pour Pulse Pattern Generator). Le courant de polarisation de la section passive  $I_{pol}$  est optimisé tel qu'une efficacité maximale de verrouillage et une meilleure superposition des modes TE-TM sont obtenues. La qualité de la ligne de transmission est évaluée par la mesure du TEB sur les signaux électriques en sortie du récepteur APD grâce à un testeur de TEB (BERT pour Bit Error Rate Tester).

Les performances en transmission en voie descendante sont données dans la figure 5.18 (a) via les courbes de TEB obtenus en fonction de la puissance optique reçue par le récepteur. Pour une meilleure visibilité, nous représentons ici seulement 5 canaux parmi les 16 canaux testés (Ch01, Ch04, Ch08, Ch12, Ch16). En comparant les performances du canal 1 en configuration BTB avec celles obtenues après transmission, nous ne notons pas de pénalité significative pour la transmission sur 25 km en voie descendante. Les performances des canaux sont légèrement différentes parce qu'elles dépendent fortement des paramètres d'injection optique (puissance injectée, désaccord) qui ne sont pas exactement les mêmes pour tous les canaux. Une sensibilité de -31 dBm est observée au TEB de  $10^{-9}$  dans le pire

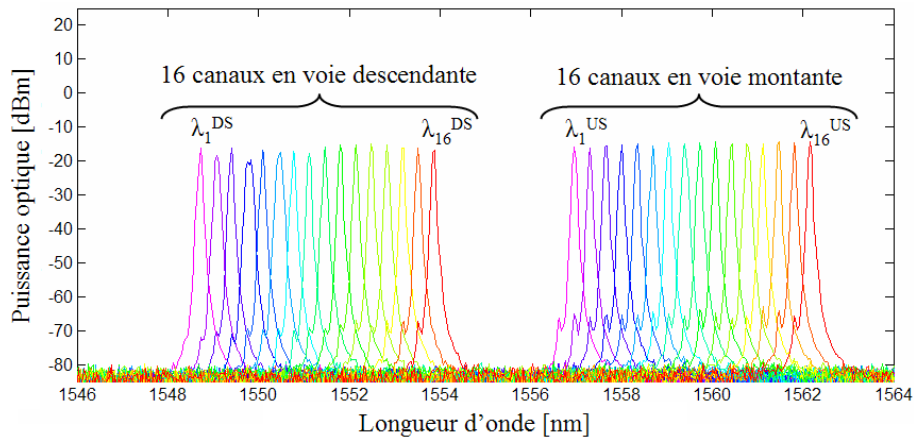
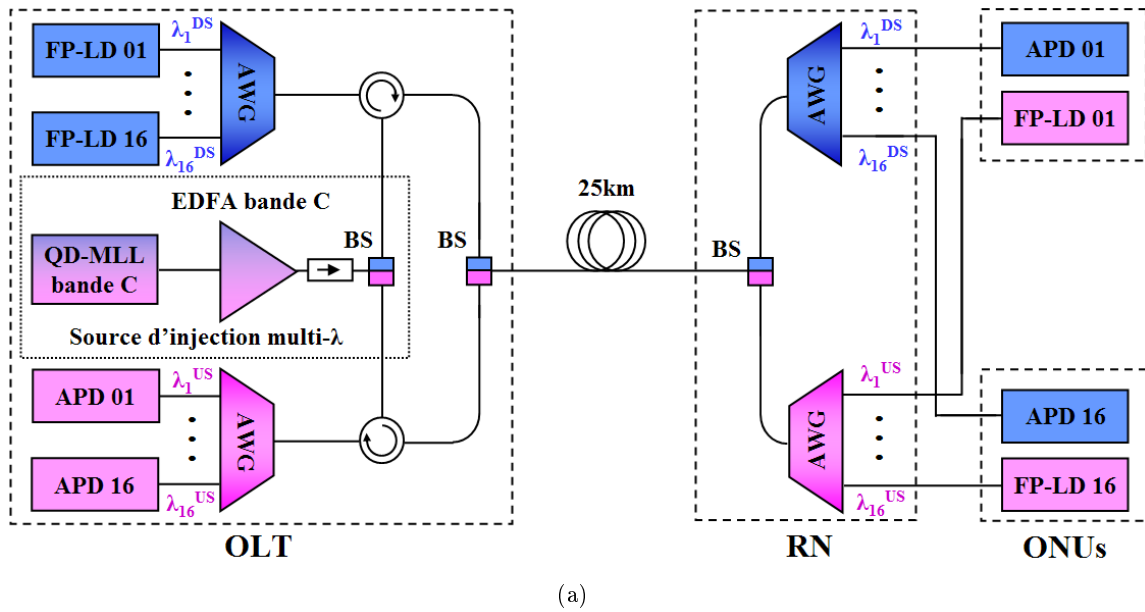


FIGURE 5.16 – Architecture WDM-PON bidirectionnelle à mono-fibre à base de lasers Fabry-Perot et QD-MLL (a), allocation de longueurs d'onde de 16 canaux en voie descendante et montante (b) [53]

cas. Comme le laser Fabry-Perot émet une puissance de sortie de 2 dBm, un budget optique disponible de 33 dB peut être atteint pour la transmission en voie descendante.

En regardant les diagrammes de l'oeil à 2,5 Gb/s données dans la figure 5.18 (b), nous voyons qu'aucune déformation n'est introduite par la dispersion chromatique de la fibre. Le chirp (dérive en fréquence) du laser Fabry-Perot verrouillé n'est pas suffisamment important à une puissance d'injection de -3 dBm dans ce cas, comme cela a déjà été montré dans le chapitre 2. Nous remarquons que le diagramme de l'oeil du signal transmis sur 25 km est un peu plus bruité que celui en BTB, parce que la puissance envoyée sur l'oscilloscope optique est alors plus faible du fait de l'atténuation de la fibre.

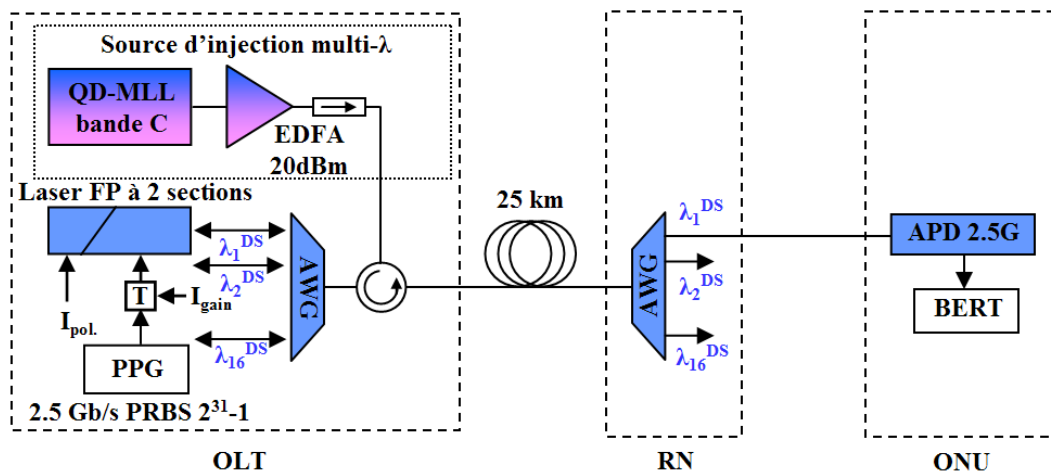


FIGURE 5.17 – Montage expérimental de la transmission en voie descendante

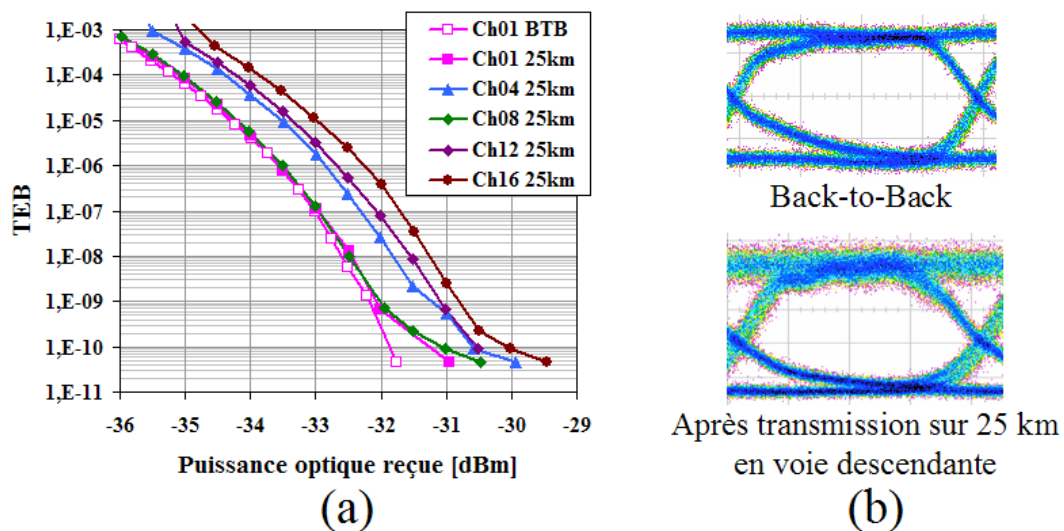


FIGURE 5.18 – Performances en transmission de 5 parmi 16 canaux en voie descendante par la mesure de TEB (a) et un exemple de diagrammes de l’oeil à 2,5 Gb/s correspondants (b)

La figure 5.20 (a) donne les performances en transmission en voie montante. Une pénalité d’environ 2 dB pour un TEB de  $10^{-9}$  ainsi qu’un plancher d’erreur autour du TEB de  $10^{-10}$  apparaît. Cette dégradation est causée par le bruit présent à la réception due à la rétrodiffusion de Rayleigh de la transmission bidirectionnelle [8, 9]. Nous pouvons constater ce bruit via les fluctuations observées sur le diagramme de l’oeil après la transmission sur 25 km en voie montante figure 5.20 (b). Une sensibilité de -28 dBm au TEB de  $10^{-9}$  est trouvé pour le pire cas, ce qui permet un budget optique disponible de 30 dB pour la transmission en voie montante.

Le tableau suivant présente une analyse approximative de budget optique de l’archi-

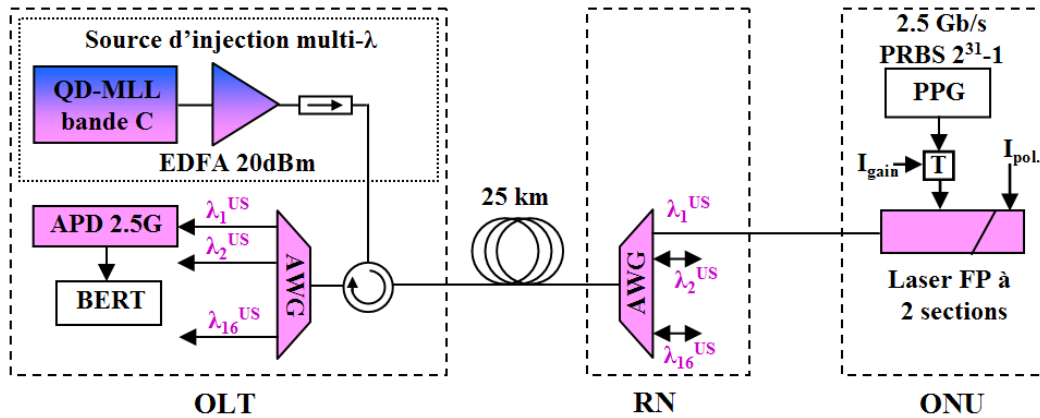


FIGURE 5.19 – Montage expérimental de la transmission en voie montante

ture WDM-PON bidirectionnelle étudiée. Les valeurs de pertes optiques données dans ce tableau sont typiques pour les composants disponibles commercialement. Les pertes optiques bout-en-bout (émetteur-récepteur) du système WDM-PON étudié est d'environ 20 dB. En comparant avec le budget optique disponible permis par la solution d'émetteur à base de laser Fabry-Perot, nous avons donc une marge d'au moins de 10 dB pour les deux directions de transmission.

TABLE 5.1 – Analyse de budget optique de l'architecture WDM-PON bidirectionnelle étudiée

Paramètres	Transmission en voie descendante	Transmission en voie montante
Pertes de l'AWG (2 étages) [dB]	10	10
Atténuation de la fibre (25 km) [dB]	5	5
Pertes du circulateur et des connecteurs [dB]	3	3
Séparateur de bande spectrale (2 étages) [dB]	2	2
Pertes optiques bout-en-bout de la liaison WDM-PON [dB]	20	20
Puissance émise par le laser FP injecté [dBm]	+2	+2
Sensibilité du récepteur au TEB de $10^{-9}$ (pire cas) [dBm]	-31	-28
<b>Budget optique disponible [dB]</b>	<b>33</b>	<b>30</b>
<b>Marge de puissance optique [dB]</b>	<b>13</b>	<b>10</b>

### 5.3.1.3 Performances en transmission dans une architecture à deux fibres de transport en utilisant le photorécepteur PIN

Compte tenu de la sensibilité obtenue par le photorécepteur PIN montrées dans 5.3.1.1 (-21,5 dBm au TEB de  $10^{-9}$  en configuration BTB) ainsi que des pertes optiques bout-en-bout du système WDM-PON données dans le tableau 5.1 ( $\sim 20$  dB), le budget optique disponible est donc insuffisant pour pouvoir obtenir un TEB inférieur à  $10^{-9}$  pour la transmission

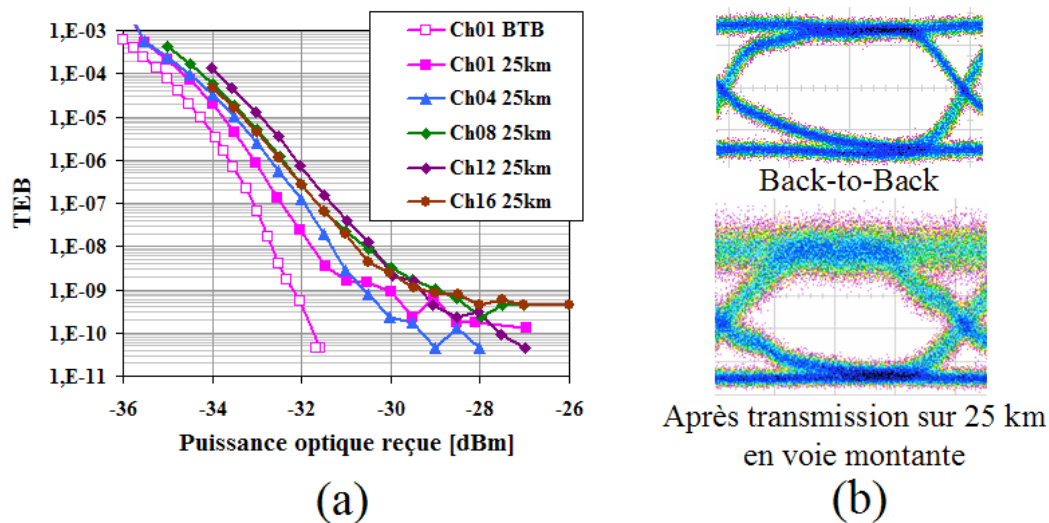


FIGURE 5.20 – Performances en transmission de 5 canaux parmi 16 en voie montante par la mesure de TEB (a) et un exemple de diagrammes de l'oeil à 2,5 Gb/s correspondants (b)

en voie montante dans une configuration bidirectionnelle à mono-fibre à cause du bruit de rétrodiffusion de Rayleigh. Nous proposons d'utiliser une architecture à deux fibres de transport comme cela est montré figure 5.21. L'utilisation de cette architecture a pour but de réduire la dégradation liée à la rétrodiffusion de Rayleigh car la transmission sur le tronçon de transport n'est plus bidirectionnelle. Dans le tronçon de transport de cette architecture, une fibre de transport appelée "descendante" est utilisée pour transmettre les signaux contenant les données en voie descendante et les signaux injectés dans les lasers Fabry-Perot aux ONU alors qu'une autre fibre de transport appelée "montante" est utilisée pour transmettre les signaux contenant les données en voie montante. La transmission est bidirectionnelle seulement sur un tronçon de fibre de distribution, qui est souvent court (5 km dans notre expérience). Donc, la dégradation liée de la rétrodiffusion de Rayleigh est significativement réduite.

Le principe de fonctionnement de cette architecture reste le même que celui de l'architecture bidirectionnelle à mono-fibre présentée dans les paragraphes 5.1.1 et 5.3.1.2, sauf que la transmission sur le tronçon de transport est réalisée à l'aide de deux fibres séparées : une fibre pour la voie descendante et une fibre pour la voie montante. Un coupleur est utilisé à l'OLT pour combiner, sur la fibre de transport "descendante", les signaux contenant les données en voie descendante et le signal continu à injecter dans les lasers Fabry-Perot aux ONU. La source d'injection multi-longueurs d'onde est toujours un QD-MLL d'ISL de 42,7 GHz, émettant dans la bande C et optiquement amplifié par un EDFA. Dans cette expérience, nous testons les performances pour 8 canaux en voie descendante (DS) de 1556,65 nm à 1559,07 nm et 8 canaux en voie montante (US) de 1562,18 nm à 1564,62 nm. Les canaux sont également espacés de 42,7 GHz. Le tronçon de transport consiste en deux bobines de



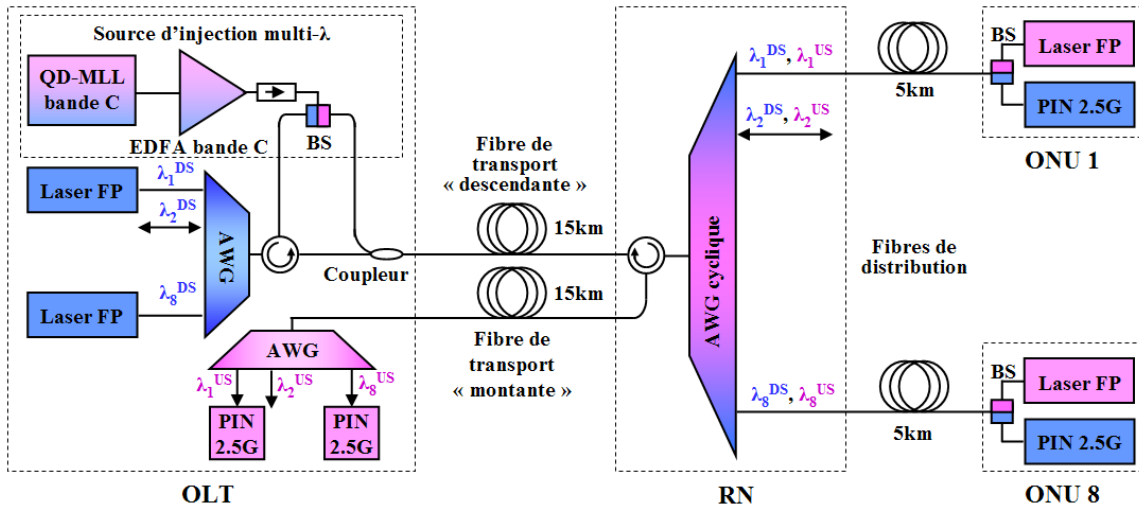


FIGURE 5.21 – Scénario d'architecture du WDM-PON à deux fibres de transport pour réduire la rétrodiffusion de Rayleigh dans la voie montante [54]

fibre de 15 km et le tronçon de distribution consiste en une bobine de fibre de 5 km. Le montage expérimental pour la transmission en voie descendante est le même que celui présenté dans la section précédente avec le photorécepteur APD. Le montage expérimental pour la transmission en voie montante est représenté figure 5.22 (a). Nous voyons donc que deux bobines de fibre de 15 km sont utilisées pour le tronçon de transport. La puissance injectée dans le laser Fabry-Perot à l'ONU est autour de -8 dBm. Le laser Fabry-Perot est polarisé à  $I_{gain} = 75$  mA et directement modulé à 2,5 Gb/s par une série de données du type NRZ de longueur  $2^7-1$  et d'amplitude 2 Vpp. Le courant de polarisation sur la section passive  $I_{pol}$  est contrôlé pour optimiser la condition de verrouillage et l'insensibilité à la polarisation. Comme dans la section précédente, nous n'utilisons qu'un seul laser Fabry-Perot pour tester pour tous les canaux. L'allocation des longueurs d'onde des 8 canaux en voie descendante et en voie montante est représentée dans la figure 5.22 (b). Ces spectres optiques sont mesurés à la réception (après le filtrage d'un deuxième AWG) de manière séparée pour chaque canal.

Les performances en transmission sont évaluées par la mesure du TEB pour laquelle les résultats sont représentés figure 5.23 pour 8 canaux en voie descendante et montante respectivement. Pour la transmission en voie descendante, les performances sont très similaires pour les 8 différents canaux. Une pénalité de l'ordre de 0,2 dB est observée au TEB de  $10^{-9}$  pour 20 km de transmission et une sensibilité de -21 dBm au TEB de  $10^{-9}$  est obtenue. Le budget optique maximal de 23 dB peut être atteint pour la voie descendante.

Pour la transmission en voie montante, nous trouvons une pénalité de l'ordre d'un dB au TEB de  $10^{-9}$  comparativement à la configuration BTB. Comme la dégradation due à la rétrodiffusion n'est pas très significative car la transmission est bidirectionnelle sur seulement 5 km de fibre de distribution, nous pouvons attribuer l'origine de cette pénalité à la réflexion sur les connecteurs et les collimateurs au RN et à l'ONU [9]. De la même façon

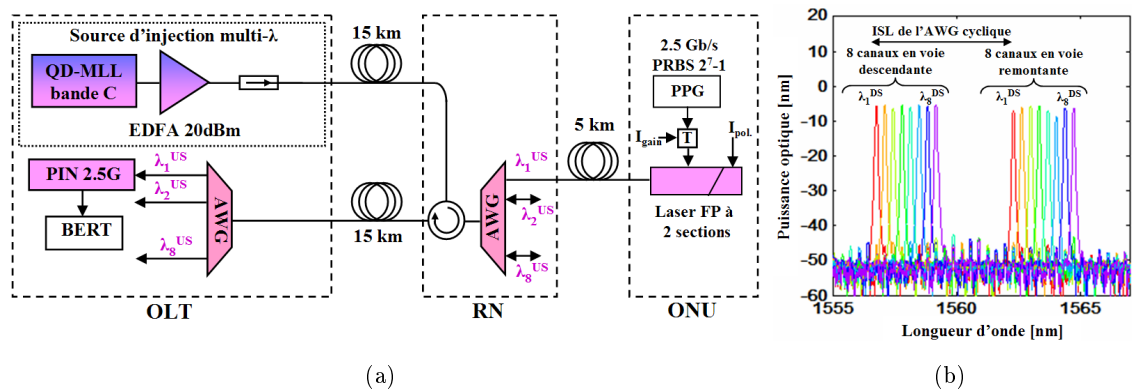


FIGURE 5.22 – Montage expérimental pour la transmission en voie montante dans une architecture WDM-PON à deux fibres de transport (a) et l'allocation de longueurs d'onde de 8 canaux testés en voie descendante et montante (b)

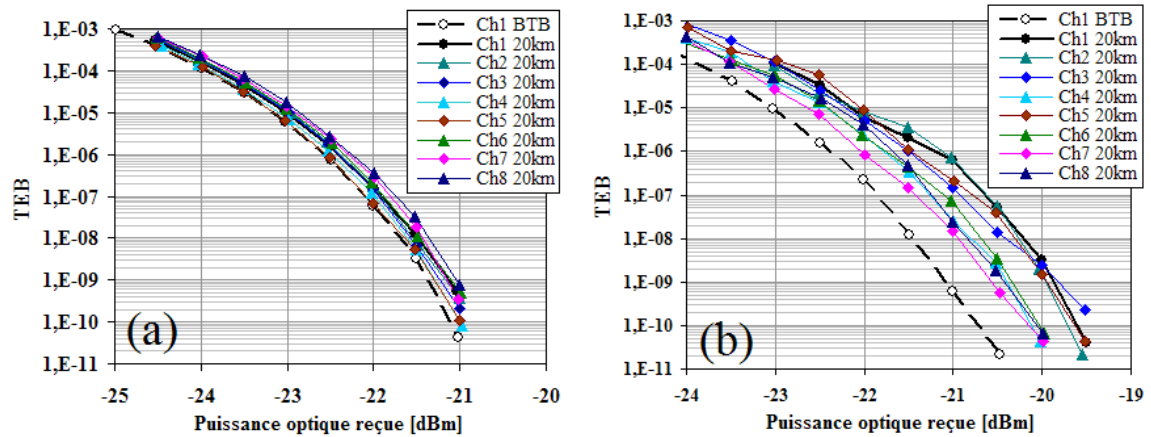


FIGURE 5.23 – Performances en transmission des 8 canaux en voie descendante (a) et celles des 8 canaux en voie montante (b) [54]

que pour la rétrodiffusion de Rayleigh, le signal d'injection réfléchi au RN se propage sur la fibre de transport "montante" et va se mélanger à la détection à l'OLT au signal contenant des données en voie montante. Une sensibilité de -20 dBm au TEB de  $10^{-9}$  est obtenue pour le pire cas. Nous avons donc un budget optique maximal de 22 dB pour la transmission en voie montante.

#### 5.3.1.4 Performances en transmission en utilisant la source multi-longueurs d'onde à base de QD-MLL à 100 GHz et le photorécepteur PIN

Pour une implémentation pratique de la source multi-longueur d'onde à base de QD-MLL dans le réseau d'accès WDM, l'ISL de ce composant doit être compatible à l'espacement entre canaux normalisé par l'ITU. Le premier composant QD-MLL à 1550 nm avec l'ISL

de 100 GHz a été fabriqué par Alcatel-Thales III-V Lab [55, 35]. Il est similaire au QD-MLL ayant un ISL de 42,7 GHz. Notons une différence avec le QD-MLL d'ISL 42,7 GHz : les bâtonnets quantiques sont empilés dans des puits quantiques (structure dite "dash in a well" ou DWELL). Cette diode laser est aussi à une seule section et à ruban enterré du type BRS. Sa cavité est clivée à la longueur de 420  $\mu\text{m}$  afin d'obtenir un ISL de 100 GHz. Son spectre optique est représenté figure 5.24 (a) quand il est polarisé à 300 mA. La largeur spectrale de son gain est un peu plus faible que celle du QD-MLL à 42,7 GHz : environ 10 nm à -3 dB, ce qui recouvre 12 modes Fabry-Perot. Nous utilisons donc ces 12 modes de 1555,41 nm à 1564,38 nm comme les longueurs d'onde WDM à injecter dans le laser Fabry-Perot.

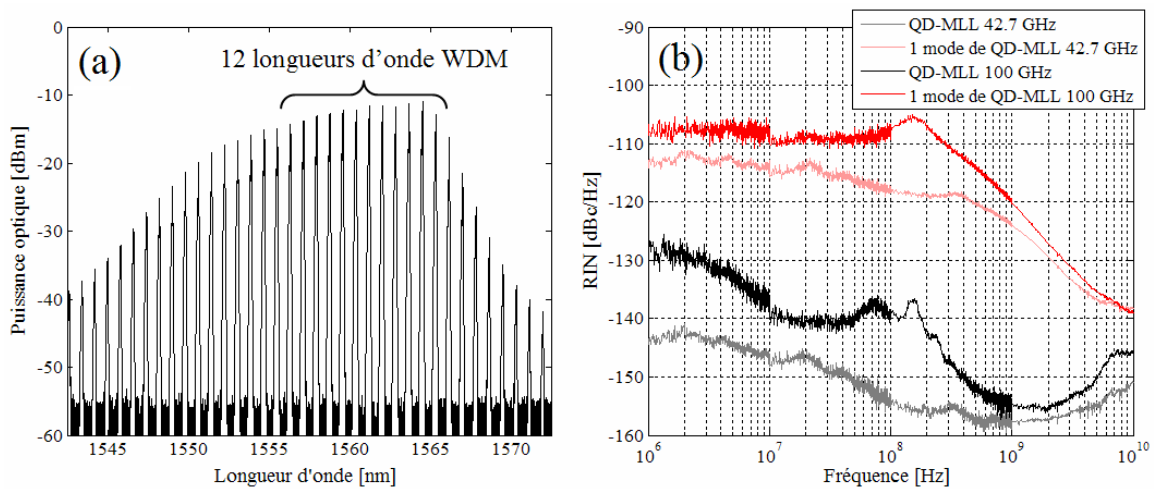


FIGURE 5.24 – Spectre optique du laser QD-MLL avec l'ISL de 100 GHz (a) et ses spectres de bruit d'intensité correspondants (b) [56]

La figure 5.24 (b) montrent les spectres de bruit de l'intensité totale et d'un mode filtré, les spectres du QD-MLL à 42,7 GHz sont présents pour comparaison. Le laser est aussi polarisé à 300 mA. Nous remarquons que le QD-MLL à 100 GHz présente plus de bruit que celui à 42,7 GHz. Cette différence est visible principalement en basses fréquences, pour lesquelles le bruit de partition de modes est un facteur déterminant MPN, mais aussi aux hautes fréquences (vers 7-8 GHz) à l'oscillation de relaxation. Le plancher du spectre de bruit monte jusqu'à -130 dBc/Hz à 1 MHz, puis diminue progressivement à -155 dBc/Hz à 1 GHz. Des études théoriques et expérimentales sont en cours dans le cadre d'un autre projet (ANR TELDOT) afin d'identifier l'origine de la différence de bruit d'intensité, qui pourrait être la longueur de la cavité, le nombre de modes Fabry-Perot excités ou la différence de la structure à bâtonnets quantiques (TI et DWELL dans ce cas).

De même le bruit de l'intensité d'un mode filtré est plus important que pour l'intensité totale comme l'illustre la figure 5.24 (b). Le plancher de bruit en basse fréquence d'un mode du QD-MLL à 100 GHz est supérieur à -110 dBc/Hz alors que nous observons -115

dBc/Hz pour le QD-MLL à 42,7 GHz. Le bruit d'intensité du laser Fabry-Perot injecté par un mode de QD-MLL est donc impacté, c'est ce qui est montré dans la figure 5.25 (a). Le laser Fabry-Perot est injecté à une puissance de 0 dBm dans ce cas. Nous constatons que le niveau de bruit en basse fréquence pour une injection par un QD-MLL à 42,7 GHz reste à -130 dBc/Hz alors que pour une injection par un QD-MLL à 100 GHz, ce niveau monte jusqu'à -115 dBc/Hz. Cette différence en termes de bruit d'intensité est confirmée via la mesure de TEB à 2,5 Gb/s en configuration BTB comme le marque la figure 5.25 (b).

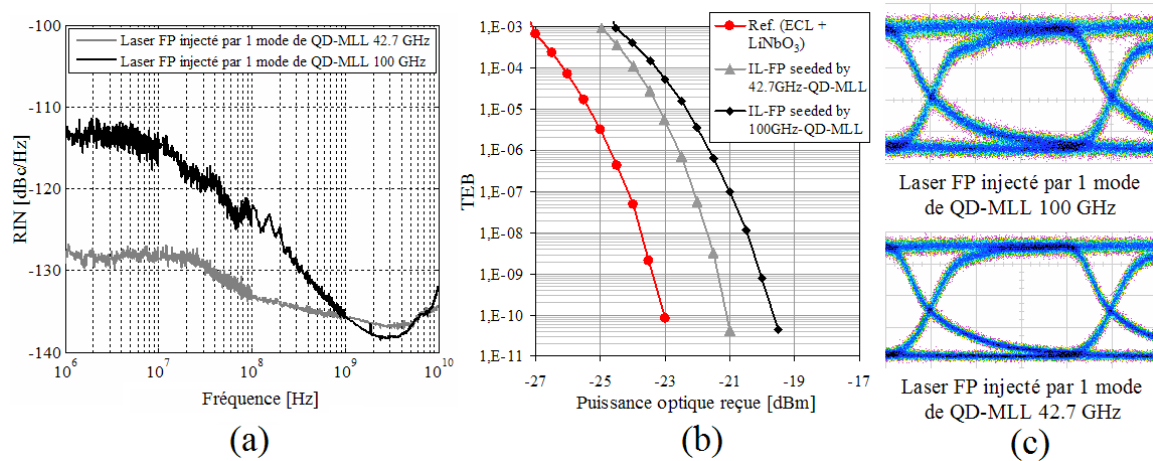


FIGURE 5.25 – Comparaison entre le laser Fabry-Perot injecté par 1 mode de QD-MLL de 42,7 GHz et celui de injecté par un mode de QD-MLL de 100 GHz : spectres de bruit d'intensité (a), performances en configuration BTB (b) et diagrammes de l'oeil à 2,5 Gb/s (c) [56]

Les performances du laser Fabry-Perot injecté sont supérieures pour la source QD-MLL d'ISL à 42,7 GHz. La sensibilité au TEB de  $10^{-9}$  du photorécepteur PIN en configuration BTB n'est que de -20 dBm dans le meilleur cas (et -18 dBm pour le pire cas) pour le laser Fabry-Perot injecté par un mode de QD-MLL à 100 GHz. La différence en termes de la sensibilité au TEB de  $10^{-9}$  varie de 1,5 dB à 2,5 dB comparativement au cas d'une injection par la source à 42,7 GHz. Les diagrammes de l'oeil à 2,5 Gb/s en configuration BTB présenté figure 5.25 (c) confirme cette observation. Nous remarquons bien évidemment que les fluctuations sur le diagramme de l'oeil du laser Fabry-Perot injecté par le QD-MLL à 100 GHz sont plus fortes que dans le cas d'injection avec la source QD-MLL à 42,7 GHz.

Finalement, nous testons les performances du laser Fabry-Perot verrouillé par injection en utilisant la source multi-longueurs d'onde à base de ce QD-MLL à 100 GHz dans une architecture WDM-PON. Compte tenu du faible nombre de modes Fabry-Perot ainsi que des performances limitées par le bruit d'intensité (sensibilité au TEB de  $10^{-9}$  variant de -20 dBm à -18 dBm en configuration BTB), il est donc difficile d'obtenir un TEB inférieur à  $10^{-9}$  pour la transmission en voie montante en utilisant un photorécepteur PIN. Nous n'avons donc réalisé qu'une expérience en voie descendante. Le montage expérimental est similaire

à celui présenté dans la figure 5.17 sauf que le photorécepteur utilisé est de type PIN et le QD-MLL est à blocage de mode à 100 GHz. Chaque mode optique du QD-MLL, qui est à injecter dans le laser Fabry-Perot, est amplifié pour atteindre une puissance autour de -3 dBm. Le laser Fabry-Perot est polarisé à 75 mA sur la section à gain et directement modulé à 2,5 Gb/s par une série de données de type NRZ et de longueur PRBS  $2^{15}-1$  et d'amplitude 2 Vpp. Les performances obtenues par la mesure de TEB sont données 4.25 (a) pour 12 canaux WDM en voie descendante. Pour une meilleure visibilité, nous ne représentons ici que 4 canaux parmi les 12 (Ch1, Ch4, Ch8, Ch12). Ses spectres optiques correspondants sont donnés la figure 5.26 (b). Comme pour le cas de l'injection par la source QD-MLL à 42,7 GHz, la pénalité due à la transmission en voie descendante sur 25 km est très faible ( $\sim 0,2$  dB au TEB de  $10^{-9}$ ). Cela signifie que la dégradation introduite par la propagation sur 25 km (dispersion chromatique notamment) est quasiment négligeable.

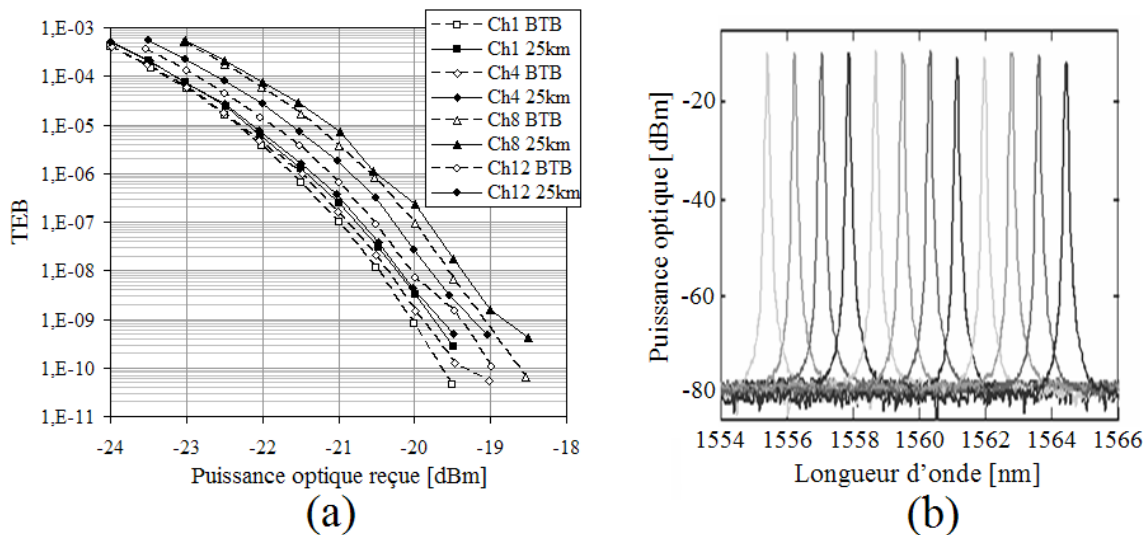


FIGURE 5.26 – Performances en transmission à 2,5 Gb/s en voie descendante pour 12 canaux du laser Fabry-Perot injecté par un mode de QD-MLL à 100 GHz (a) ses spectres optiques correspondants (b)

Une sensibilité au TEB de  $10^{-9}$  variant de -20 dBm à -18 dBm est trouvée pour 12 canaux, ce qui permet d'obtenir un budget optique maximal de 20 dB à 22 dB pour la transmission en voie descendante. En comparant avec les pertes optiques bout-en-bout d'un système WDM-PON typique, ce budget optique reste encore très modeste. Pour une application pratique, une amélioration du budget optique est donc nécessaire.

### 5.3.2 WDM-PON asymétrique à 10/2,5 Gb/s à base de R-EAM-SOA et de lasers Fabry-Perot

Dans le paragraphe précédent, nous avons décrit la réalisation expérimentale d'un système WDM-PON en utilisant un laser Fabry-Perot verrouillé par injection optique et une source

multi-longueurs d'onde QD-MLL dans la bande C. Mais le débit de ce système reste limité à 2,5 Gb/s par canal car la bande passante électrique du laser Fabry-Perot verrouillé est de l'ordre de 2 GHz à 2,5 GHz. Dans ce paragraphe, nous allons monter en débit jusqu'à 10 Gb/s en introduisant le R-EAM-SOA, l'émetteur achromatique. Nous utilisons donc un QD-MLL dans la bande L comme source multi-longueurs d'onde pour injecter dans le R-EAM-SOA fonctionnant dans la bande L. Mais comme le R-EAM-SOA possède un gain relativement faible (maximum d'une dizaine de dB en statique mais autour de 0 dB en fonctionnement dynamique), la transmission en voie montante dans une architecture WDM-PON (R-EAM-SOA à l'ONU) est très fortement dégradée à cause de la rétrodiffusion de Rayleigh. Pour cette raison, nous proposons dans ce paragraphe un système WDM-PON ayant un débit de transmission asymétrique : 10 Gb/s en voie descendante en utilisant le R-EAM-SOA et 2,5 Gb/s en voie montante en utilisant le laser Fabry-Perot verrouillé par injection optique. Les sources d'injection multi-longueurs d'onde utilisées sont toujours des lasers à bâtonnets quantiques à blocage de mode. Le composant R-EAM-SOA utilisé dans cette démonstration est celui du Run1 [57, 58] (chapitre 3), c'est celui qui a les meilleures performances en modulation (taux d'extinction plus important).

### 5.3.2.1 Architecture du système WDM-PON proposé

L'architecture bidirectionnelle est donnée figure 5.27. Elle est toujours basée sur l'architecture générale montrée figure 5.2 pour laquelle le principe de fonctionnement a été décrit dans 5.1. Dans cette architecture, les R-EAM-SOA prennent le rôle d'émetteurs achromatiques fonctionnant à 10 Gb/s dans la bande L pour la transmission descendante (marquée par DS pour "Downstream" dans la figure 5.27). Ils sont optiquement injectés par une source multi-longueurs d'onde à base d'un QD-MLL amplifié par un EDFA dans la bande L. La réception des signaux en voie descendante est réalisée à l'aide des photodiodes APD à 10 Gb/s situés aux ONU. Pour la voie montante (marquée par US pour "Upstream" dans la figure 5.27), la transmission est similaire à celle de l'architecture WDM-PON symétrique à 2,5 Gb/s présentée dans le paragraphe 5.3.1.2 : les lasers Fabry-Perot Run2 à deux sections situés aux ONU jouent le rôle d'émetteurs achromatiques à 2,5 Gb/s dans la bande C. La source d'injection multi-longueurs d'onde à base d'un QD-MLL amplifié dans la bande C est située à l'OLT. La réception des signaux en voie montante est réalisée par des photodiodes APD à 2,5 Gb/s localisées à l'OLT. Donc, dans cette architecture, nous séparons bien les deux directions de transmission en deux bandes spectrales différentes grâce aux caractéristiques spectrales des composants utilisées : la transmission en voie descendante est sur la bande L alors que celle en voie montante est sur la bande C. Cette architecture bidirectionnelle est à mono-fibre car une seule fibre est utilisée pour la transmission des signaux dans deux directions.

Cette architecture offre des avantages non seulement en termes de la simplicité au niveau de la source d'injection multi-longueurs d'onde réalisée grâce à des QD-MLL, mais aussi

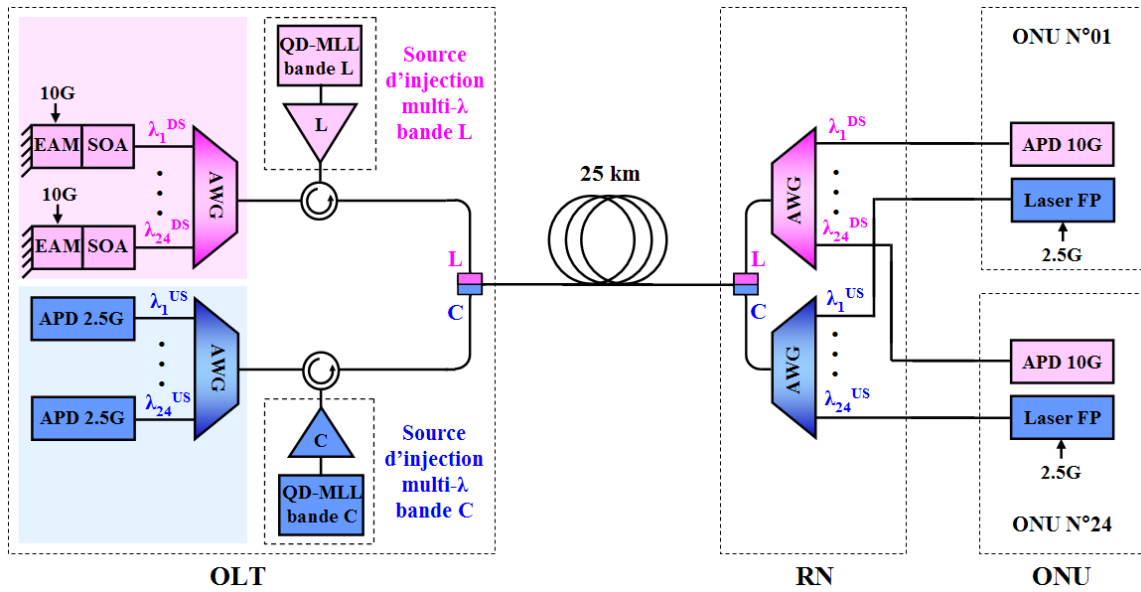


FIGURE 5.27 – Architecture bidirectionnelle du système WDM-PON asymétrique 10/2,5 Gb/s [59]

en termes de potentialité d'intégration hybride pour des modules émetteur et récepteur à l'OLT. Dans cette architecture expérimentale, nous utilisons un composant R-EAM-SOA monté sur une embase individuelle pour tester chaque canal. Mais dans une perspective d'application, plusieurs R-EAM-SOA peuvent être montés sur une seule embase comme une barrette d'émetteurs. En plus, ils peuvent être intégrés de manière hybride avec d'autres composants passifs, comme l'AWG dans ce cas. Par exemple, la première démonstration d'intégration hybride de 4 EAM-SOA avec un interféromètre à base de la technologie PLC (Planar Lightwave Circuit) sur silicium a été donnée dans [60]. Cette potentialité d'intégration hybride promet une réduction significative de la consommation d'énergie et une meilleure compacité des équipements à l'OLT. Les spectres optiques de deux QD-MLL dans la bande C et L utilisés comme sources multi-longueurs d'onde sont montrés figure 5.28. Ces deux QD-MLL ont le même ISL de 42,7 GHz car ses cavités sont clivées à la même longueur de 1 mm. Donc, l'espacement entre canaux WDM est identique pour les deux directions de transmission. Le gain spectral de ces lasers est très large et plat, la largeur à -3 dB de la courbe de gain spectral est  $> 12$  nm pour les deux sources lasers. Un faible niveau de bruit d'émission spontanée est observé.

Les deux diodes lasers QD-MLL ont le même type de structure à ruban enterré et à une seule section, qui a été décrit dans 5.2.2. Le matériau utilisé est toujours basé sur l'empilement de 6 couches de bâtonnets quantiques InAs/InP de type injection par effet tunnel. A partir des spectres optiques montrés dans la figure 5.28, nous sélectionnons 24 modes optiques de 1554,05 nm à 1562,01 nm du QD-MLL dans la bande C comme source WDM pour la transmission en voie montante et 24 modes de 1568,97 nm à 1577,08 nm pour

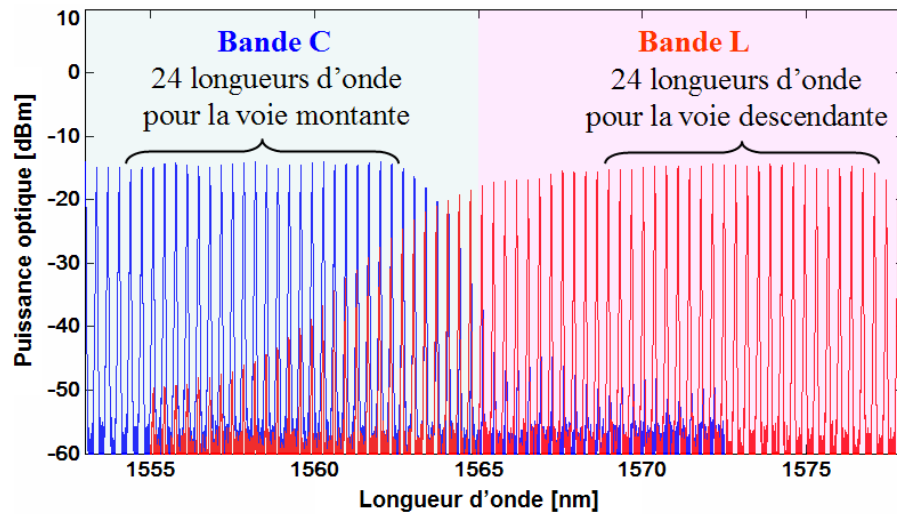


FIGURE 5.28 – Spectres optiques de deux QD-MLL dans la bande C et L

le QD-MLL en bande L comme source pour la transmission en voie descendante. Ces deux bandes spectrales sont séparées d'une bande de garde de 7 nm.

### 5.3.2.2 Caractérisation de l'émetteur achromatique à 10 Gb/s à base de R-EAM-SOA

Pour l'émetteur achromatique à base de laser Fabry-Perot injecté par la source multi-longueurs d'onde QD-MLL utilisé pour la transmission en voie montante, nous avons détaillé ses caractéristiques dans 5.3.1.1. C'est pourquoi, nous présentons uniquement dans ce paragraphe la caractérisation de l'émetteur achromatique à base du R-EAM-SOA. Le montage expérimental pour la caractérisation du R-EAM-SOA injecté par la source multi-longueurs d'onde QD-MLL est donné dans la figure 5.29 (a). Un AWG accordable est employé pour sélectionner un mode optique du QD-MLL en bande L amplifié par un EDFA, afin de l'utiliser comme porteuse optique à injecter dans le R-EAM-SOA. La section SOA est polarisée par un courant continu autour de 160 mA afin de maximiser le gain du composant. En fonctionnement dynamique, la section EAM est polarisée par une tension autour de -1,5 V et modulée par une série de donnée à 10,7 Gb/s d'amplitude 4 V<sub>pp</sub> via le té de polarisation. Le signal modulé en sortie du R-EAM-SOA repasse l'AWG accordable puis le circulateur. Figure 5.29 (b) montre les spectres optiques correspondants : le spectre du signal à la sortie du circulateur est représenté par la couleur noire alors que celui à la réception, en passant un deuxième filtre AWG, est représenté par la couleur rouge. Le signal à l'émission de chaque canal possède un SMSR de l'ordre de 36 dB à cause de l'isolation imparfaite de l'AWG et du circulateur. Mais à la réception, les modes résiduels latéraux sont complètement atténués grâce à la fonction de filtrage du deuxième AWG dans le système WDM-PON.

Comme nous l'avons déjà précisé dans le paragraphe 5.2.2.2 , la source multi-longueurs



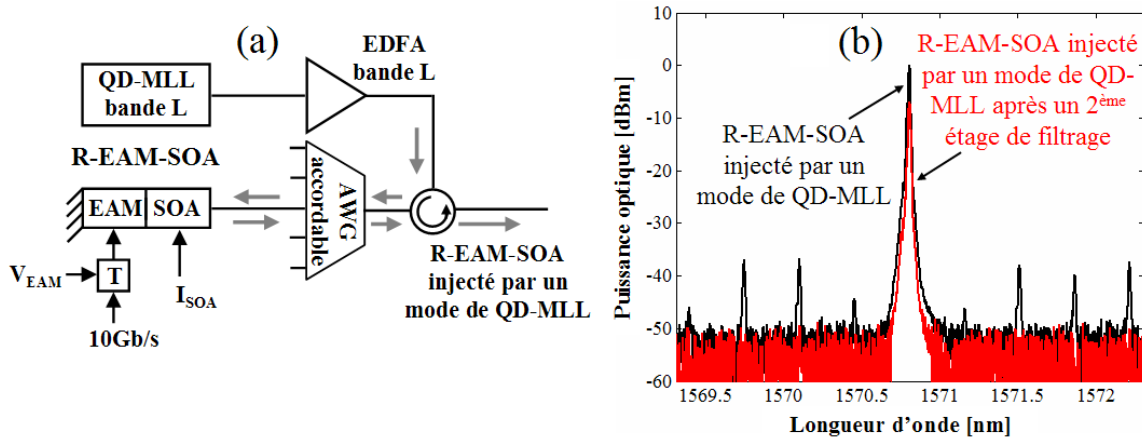


FIGURE 5.29 – Montage expérimental du R-EAM-SOA injecté par la source multi-longueurs d'onde à base de QD-MLL (a) et le spectre optique correspondant (b)

d'onde QD-MLL présente un avantage très important en termes de bruit d'intensité par rapport à celle obtenue par découpage spectral d'une source à large bande. Mais comparée à des sources monomodes conventionnelles de type DFB, l'inconvénient majeur de cette source est le bruit de partition de modes (MPN) présent sur chaque mode individuel utilisé comme porteuse optique pour le système WDM. Si l'injection concerne le laser Fabry-Perot, le bruit MPN est fortement atténué grâce au mécanisme de verrouillage du laser. Dans le cas du R-EAM-SOA, nous pouvons profiter de l'efficacité de réduction du bruit en basse fréquence par la saturation de la section SOA, qui a été présentée dans le chapitre 3. La réduction de bruit d'intensité grâce à la saturation de la section SOA du (R)-EAM-SOA a aussi été démontrée dans [61, 62]. Pour cela, nous fixons le signal en entrée du R-EAM-SOA, qui est un mode optique du QD-MLL, à une puissance relativement importante telle que la section SOA fonctionne en régime de saturation. Dans cette condition de fonctionnement, le bruit MPN en basse fréquence du signal injecté est significativement atténué grâce à la réduction de bruit du SOA, comme nous pouvons constater dans les spectres de bruit d'intensité montrés dans la figure 5.30 (a).

Le plancher de bruit en basse fréquence d'un mode du QD-MLL est de l'ordre de -115 dBc/Hz. Mais après passage dans le R-EAM-SOA, ce plancher baisse à un niveau inférieur à -120 dBc/Hz pour une puissance injectée de -9 dBm et jusqu'à -130 dBc/Hz pour 0 dBm d'injection. L'augmentation progressive de l'efficacité de la réduction de bruit par augmentation de la puissance optique en entrée s'explique par le fait que la section SOA est saturée plus profondément à la forte puissance. Nous pouvons illustrer la saturation du composant R-EAM-SOA par le traçer du gain optique et de la puissance en sortie en fonction de la puissance en entrée, comme le montre la figure 5.30 (b). Dans cette mesure, la section SOA est polarisée à 160 mA et la section EAM n'est pas polarisée. Nous effectuons les mesures aux deux longueurs d'onde de bord de la plage spectrale utilisée pour la transmission

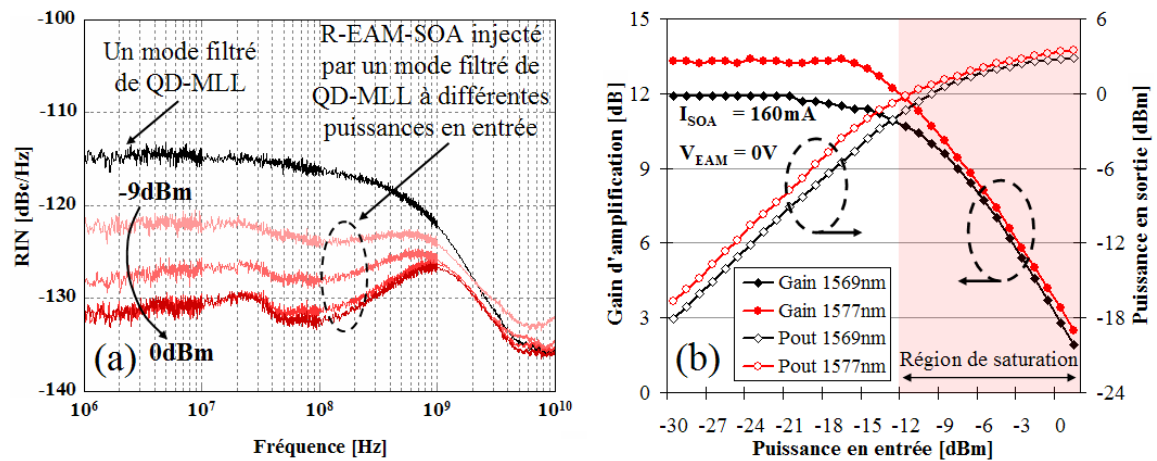


FIGURE 5.30 – Bruit d'intensité du R-EAM-SOA injecté par un mode de QD-MLL (a) et son gain optique en fonction de la puissance optique en entrée (b)

en voie descendante. Les caractéristiques en termes de gain et de puissance optique en sortie sont quasi identiques à ces deux longueurs d'onde. Nous remarquons que le composant a un gain maximal de 12 dB à 13 dB en fonctionnement linéaire et commence à être saturé à partir d'une puissance de -12 dBm en entrée. La puissance de sortie en régime de saturation atteint un maximum de 3 dBm.

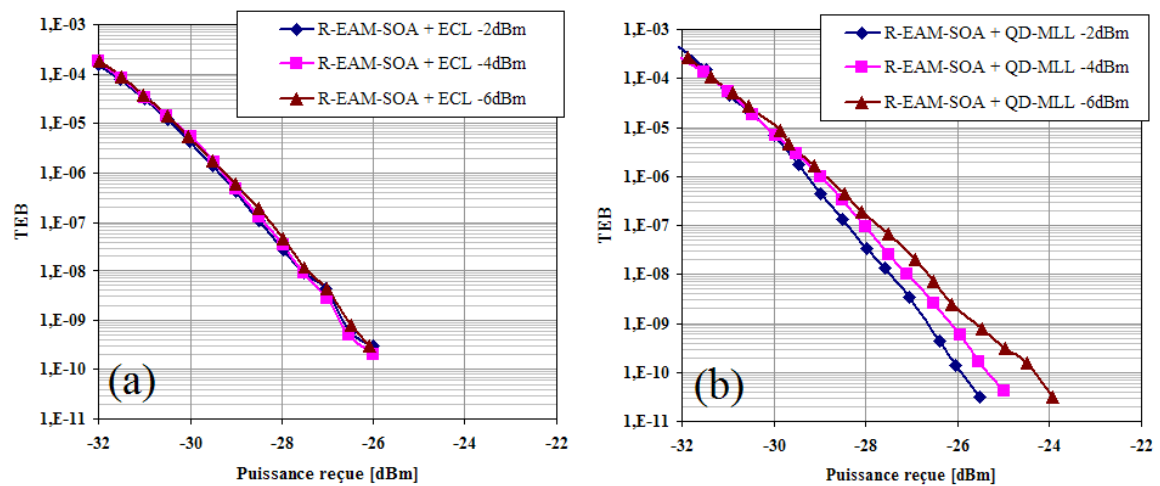


FIGURE 5.31 – Performances en configuration BTB du R-EAM-SOA Run1 en fonction de la puissance optique en entrée pour deux types de source d'injection : l'ECL (a) et un mode de QD-MLL (b)

La diminution de l'efficacité de la réduction du bruit lorsque la puissance optique diminue en entrée, est confirmée via les mesures de taux d'erreur binaire, dont les résultats sont donnés figure 5.31. Nous constatons que la sensibilité en configuration BTB pour un TEB de  $10^{-9}$  diminue légèrement et progressivement de -26,5 dBm à -25,5 dBm quand nous

diminuons la puissance optique en entrée de -2 dBm à -6 dBm pour le cas d'injection avec un mode de QD-MLL. Mais au contraire, cette sensibilité reste inchangée pour le cas d'injection avec un laser accordable à cavité externe ECL. Cela signifie que le bruit d'intensité du R-EAM-SOA augmente progressivement quand la puissance optique d'un mode de QD-MLL en entrée du R-EAM-SOA diminue.

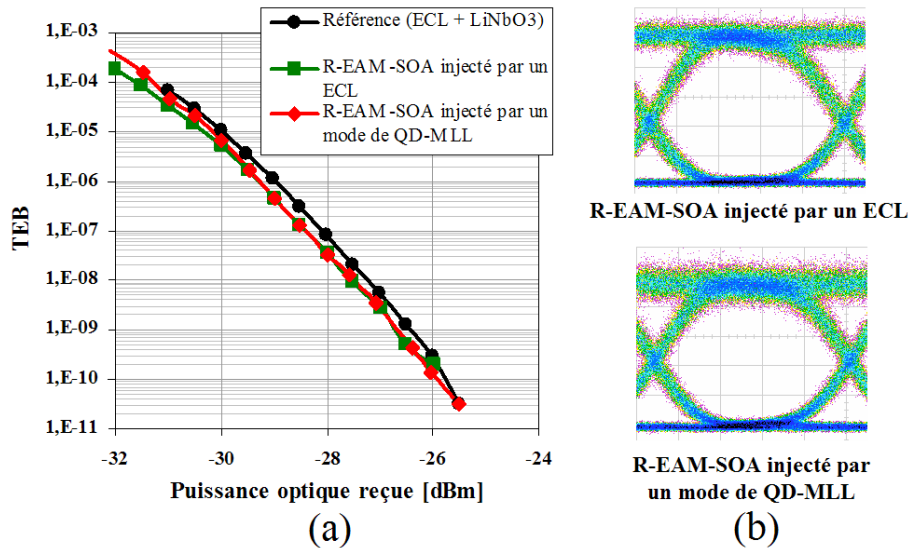


FIGURE 5.32 – Comparaison des performances en configuration BTB du R-EAM-SOA Run1 par les mesures de TEB (a) et illustration des diagrammes de l’oeil à 10 Gb/s (b)

Finalement, nous comparons les performances du R-EAM-SOA injecté par un mode du QD-MLL avec celles du R-EAM-SOA injecté par un ECL ainsi qu’avec la référence utilisant un modulateur LiNbO<sub>3</sub>. Les résultats de la mesure TEB sont montrés figure 5.32. Le signal en entrée du R-EAM-SOA est fixé à -3 dBm, à 1571,44 nm. Nous trouvons que les 3 courbes se superposent et la sensibilité des 3 types d’émetteurs atteint celle du récepteur APD qui est maximale (-26,5 dBm pour un TEB de 10<sup>-9</sup> à 10 Gb/s). Ces résultats justifient les très bonnes performances de notre solution d’émetteur achromatique à 10 Gb/s à base du R-EAM-SOA et de source multi-longueurs d’onde QD-MLL. Aucune pénalité n’est observée par rapport aux émetteurs utilisant une source monomode à faible bruit ECL. Les diagrammes de l’oeil du R-EAM-SOA à 10 Gb/s montrés dans la figure 5.32 (b) sont très similaires pour les deux types de source d’injection : l’ECL et un mode de QD-MLL.

### 5.3.2.3 Performances en transmission bidirectionnelle

La transmission à 2,5 Gb/s en voie montante, qui utilise le laser Fabry-Perot injecté par le QD-MLL, est similaire à celle d’une architecture WDM-PON bidirectionnelle et symétrique à 2,5 Gb/s présentée dans 5.3.1.2. Nous présentons figure 5.33 le montage expérimental de la transmission à 10 Gb/s en voie descendante uniquement. Le principe de fonctionnement

est le même que celui à 2,5 Gb/s présenté dans la figure 5.17 sauf que l'émetteur dans ce cas est le R-EAM-SOA. L'amplificateur EDFA dans la bande L a une puissance sortie de 20 dBm, qui permet d'atteindre une puissance avoisinant les -3 dBm pour chaque mode optique sélectionné par l'AWG accordable. Les conditions de fonctionnement du R-EAM-SOA sont identiques à celles utilisées pour la caractérisation : la section SOA est polarisée à 160 mA alors que la section EAM est polarisée à -1,5 V et est directement modulée par une série de données à 10,7 Gb/s de longueur PRBS  $2^{31}-1$  et d'amplitude 4 Vpp. A ces conditions, un gain de 0 dB du composant R-EAM-SOA est obtenu. Comme le gain TE et TM du composant R-EAM-SOA n'est pas égal, un contrôleur de polarisation (PC pour Polarization Controller) est utilisé afin d'aligner la polarisation du signal en entrée afin d'obtenir un gain maximal. Ce système WDM a le même espacement entre canaux de 42,7 GHz par rapport à la transmission en voie montante parce que les deux QD-MLL dans la bande C et L ont le même ISL de 42,7 GHz. Nous utilisons bien évidemment un seul composant R-EAM-SOA pour tester chaque canal parmi 24. Le signal en voie descendante est reçu à l'ONU par un récepteur de type photodiode APD à 10 Gb/s.

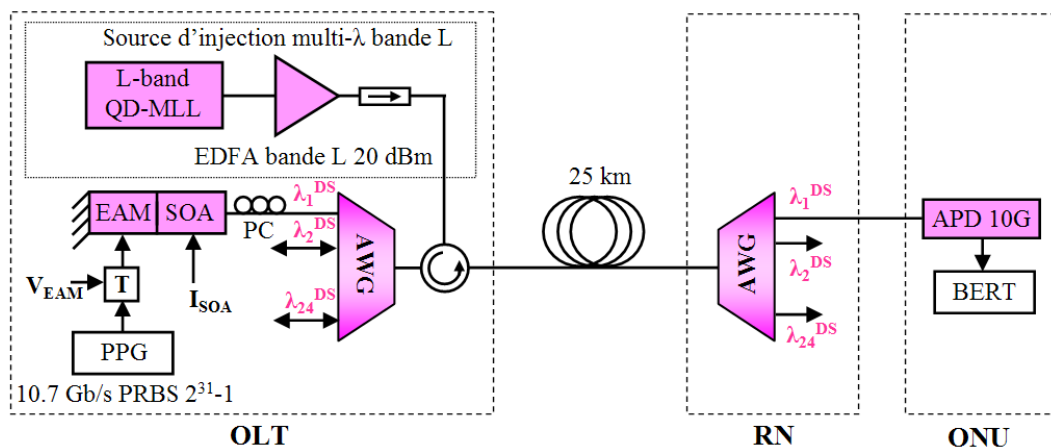


FIGURE 5.33 – Montage expérimental de la transmission en voie descendante à 10 Gb/s utilisant l'émetteur achromatique à base de R-EAM-SOA Run1

L'allocation spectrale de 24 canaux en voie descendante dans la bande L et de 24 autres en voie montante dans la bande C est donnée figure 5.34 (a). Le spectre optique de chaque canal est mesuré individuellement à la réception, c'est-à-dire après un deuxième filtre WDM à base d'AWG. Donc, le taux de réjection des modes résiduels latéraux est très important sur chaque canal. Nous illustrons également les diagrammes de l'oeil des signaux reçus pour deux directions de transmission, qui sont montés dans la figure 5.34 (b). Pour la transmission à 10 Gb/s en voie descendante, il n'y a pas de bruit significatif qui est ajouté, mais le diagramme de l'oeil est compressé à cause de la dispersion chromatique de la fibre. Pour la transmission à 2,5 Gb/s en voie montante, aucune compression de diagramme de l'oeil n'est observée pour ce faible débit, mais des fluctuations importantes en intensité sont observées, ce qui est dues

à la rétrodiffusion de Rayleigh de la transmission bidirectionnelle [8, 9]. Les performances en transmission de 24 canaux sont finalement évaluées pour deux directions de transmission. Les résultats de mesure du TEB sont présentés figure 5.35.

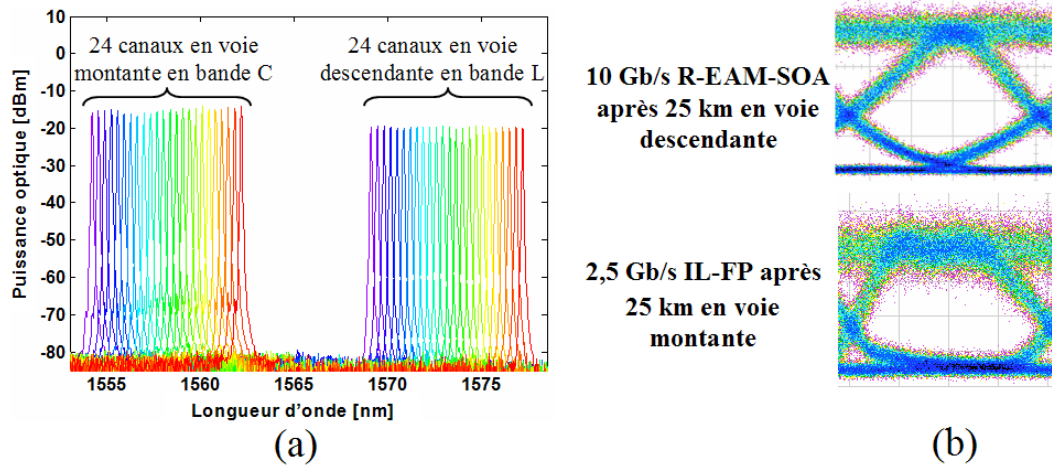


FIGURE 5.34 – Allocation spectrale de 24 canaux en voie descendante et en voie montante (a) et les diagrammes de l’oeil obtenus à la réception pour les deux directions de transmission (b)

Nous présentons ici seulement 4 canaux également espacés parmi 24 (canal 1, 8, 16, 24) de chaque direction de transmission. Pour la transmission à 10 Gb/s en voie descendante, une sensibilité au moins de -24 dBm est obtenue pour un TEB de  $10^{-9}$ . La pénalité de 1,5 dB comparée à la configuration BTB observée sur chaque canal est principalement due à la dispersion chromatique, comme cela est montré via la compression du diagramme de l’oeil dans la figure 5.34 ci-dessus. Parce que la puissance en sortie du R-EAM-SOA à l’OLT est de l’ordre de -3 dBm, le budget optique disponible pour la transmission en voie descendante est de 21 dB pour un TEB de  $10^{-9}$ . Pour la transmission à 2,5 Gb/s en voie montante, le budget optique disponible est identique à celui du système WDM-PON bidirectionnel symétrique présenté dans 5.3.1.2 : une sensibilité de -28 dBm est trouvée dans le pire cas pour un TEB de  $10^{-9}$ , ce qui correspond à un budget de 30 dB pour la voie montante car la puissance d’émission du laser Fabry-Perot est de 2 dBm à l’ONU. Une pénalité de 2 dB comparée à la configuration BTB pour un TEB de  $10^{-9}$  ainsi qu’un plancher d’erreur est observé. La source de dégradation est le bruit interférométrique, visible dans le diagramme de l’oeil figure 5.34 (b) ; il est dû à la rétrodiffusion de Rayleigh de la transmission bidirectionnelle pour les signaux voie montante [8, 9].

Pour des futures générations du réseau PON, des codes correcteur d’erreur (FEC pour Forward Error Correction) sont envisagés afin d’augmenter le budget optique du système d’accès optique. Par exemple, le FEC amélioré (ou EFEC pour Enhanced FEC) à base du code Reed-Solomon RS(255,223) est actuellement proposé pour 10GE-PON [63, 64]. Ce type de code correcteur d’erreur nécessite seulement un TEB de  $1,1 \cdot 10^{-3}$  en entrée afin d’obtenir

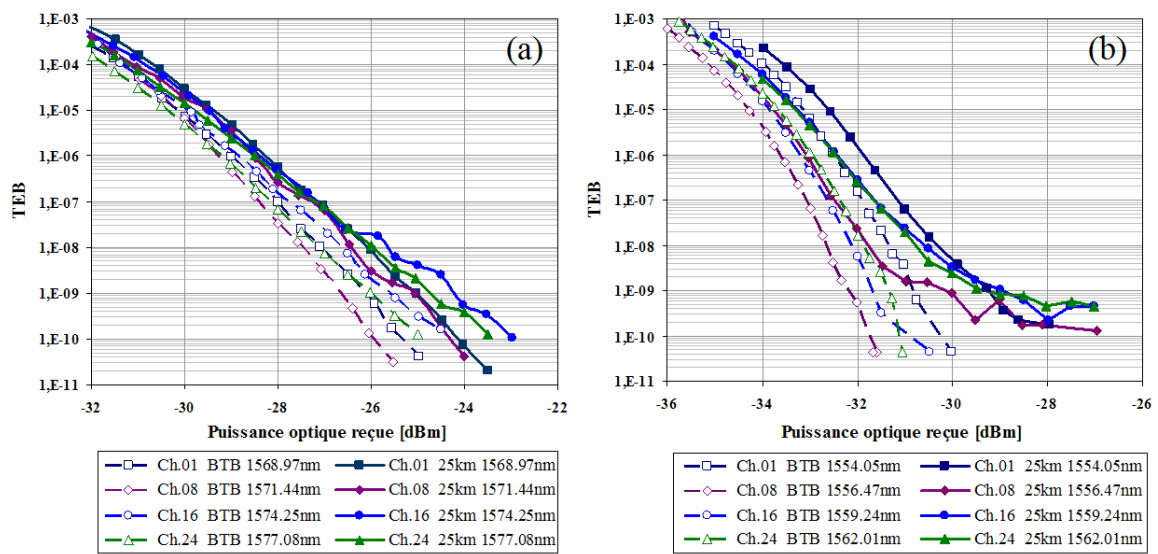


FIGURE 5.35 – Performances en transmission de 4 parmi 24 canaux en voie descendante à 10 Gb/s (a) et en voie montante à 2,5 Gb/s (b) [59]

un TEB de  $10^{-12}$  en sortie. Donc, le budget optique disponible peut être évalué pour un TEB de  $10^{-3}$ . Dans ce cas, nous avons une sensibilité de -32 dBm pour un TEB de  $10^{-3}$  pour la transmission à 10 Gb/s en voie descendante et de -35 dBm pour la transmission à 2,5 Gb/s en voie montante. Ces sensibilités nous permettent d'obtenir un budget optique disponible jusqu'à 29 dB en voie descendante et 37 dB en voie montante, ce qui correspond à la classe B+ du système PON accordée à la standardisation.

### 5.3.3 WDM-PON symétrique à 10 Gb/s à base de lasers Fabry-Perot et d'égalisation électronique

Depuis les années 90, l'utilisation de techniques de traitement dans le domaine d'électronique a été largement étudiée pour compenser la distorsion dans les systèmes de transmission optique à très haut débit [65, 66, 67]. Parmi ces techniques, nous pouvons citer notamment les codes correcteurs d'erreur (FEC pour Forward Error Correction) [68, 69, 70] et l'égalisation électronique [71, 72, 73]. L'égalisation électronique est souvent utilisée pour compenser la distorsion due à la dispersion chromatique [74], la dispersion modale de polarisation [75] et la faible bande passante électrique du composant laser à modulation directe [76].

Dans le cadre de cette thèse, nous voulons monter le débit de transmission du système d'accès optique WDM jusqu'à 10 Gb/s symétrique. Dans des démonstrations WDM-PON précédemment présentées, nous avons pu réaliser la transmission à 10 Gb/s en utilisant le R-EAM-SOA mais uniquement en voie descendante. Pour la voie montante, la performance de la transmission à 10 Gb/s en utilisant le R-EAM-SOA est fortement dégradée par le bruit de rétrodiffusion de Rayleigh parce que le gain du R-EAM-SOA est encore modeste. Le laser

Fabry-Perot verrouillé par injection optique possède un peu plus de gain afin de pouvoir tolérer le bruit de rétrodiffusion de Rayleigh, mais sa faible bande passante électrique ( $\sim 2$  GHz) limite le débit à 2,5 Gb/s. Pour cette raison, nous proposons d'utiliser l'égaliseur électronique afin de compenser la distorsion du laser Fabry-Perot directement modulé à 10 Gb/s due à la faible bande passante électrique pour la transmission en voie montante d'une architecture WDM-PON.

### 5.3.3.1 Egalisation électronique et applications dans le réseau d'accès

L'égalisation électronique a été initialement étudiée comme technique de traitement du signal pour la communication radio mobile [77]. Dans des systèmes de transmission radio, l'objectif de l'égalisation est pour combattre l'interférence inter-symboles ISI (pour Inter-Symbols Interference) due aux effets liés au canal de propagation radio, par exemple comme l'effet de multi-trajets. Dans des systèmes de transmission sur fibre optique, les distorsions dues à la dispersion chromatique, la dispersion modale de polarisation ou à la faible bande-passante du laser directement modulé produisent aussi de l'interférence inter-symboles. Pour cette raison, l'égalisation a été introduite dans les systèmes de transmission optique comme une solution alternative, dans le domaine électronique, pour compenser ces distorsions. Il y a souvent deux approches d'égalisation pour la transmission optique [77, 78]. La première approche est celle de "détection" en utilisant le détecteur par maximum de vraisemblance MLSE (pour Maximum Likelihood Sequence Estimator) à base de l'algorithme de Viterbi [77]. La deuxième approche est celle d'"estimation" en utilisant l'égaliseur transverse FFE (pour Feed-Forward Equalizer), l'égaliseur à retour de décision DFE (pour Decision Feedback Equalizer) ou la combinaison de deux [71, 77, 78, 79]. L'égaliseur MLSE offre la meilleure performance mais il est aussi le plus complexe à réaliser. Ce type d'égaliseur est donc plus adapté pour la transmission à très haut débit et à longue distance [74, 75, 80]. Dans le contexte du réseau d'accès, nous sommes intéressés plutôt aux égaliseurs de type FFE-DFE qui sont moins complexes et moins coûteux.

Les schémas de principe des égaliseurs de type FFE, DFE et combinaison de deux sont représentés dans la figure 5.36. L'égaliseur FFE (figure 5.36 (a)) est encore appelé filtre linéaire transverse, c'est-à-dire que cet égaliseur joue le rôle d'un filtre dont la fonction de transfert est inverse par rapport à celle du canal de propagation. Pour ce faire, les  $N+1$  coefficients d'ajustement  $C_0, C_1, \dots, C_N$  sont multipliés avec  $N$  portions du signal en entrée, retardées différentiellement par  $N$  lignes de retard respectivement. Chaque retard prend une valeur de  $1/k$  du temps de bit ( $k = 1, 2, \dots$ ). Le signal égalisé est la somme de produits. L'égaliseur de type DFE (figure 5.36 (b)) reprend le même principe mais en récursif (feedback) et en utilisant des bits de décision. La combinaison FFE-DFE (figure 5.36 (c)) est réalisée en cascasant les deux types d'égaliseur. En pratique, la distorsion liée aux effets physiques survenus dans la transmission sur fibre varie souvent de manière très dynamique dans le temps (la dispersion modale de polarisation par exemple). Donc, l'égaliseur doit

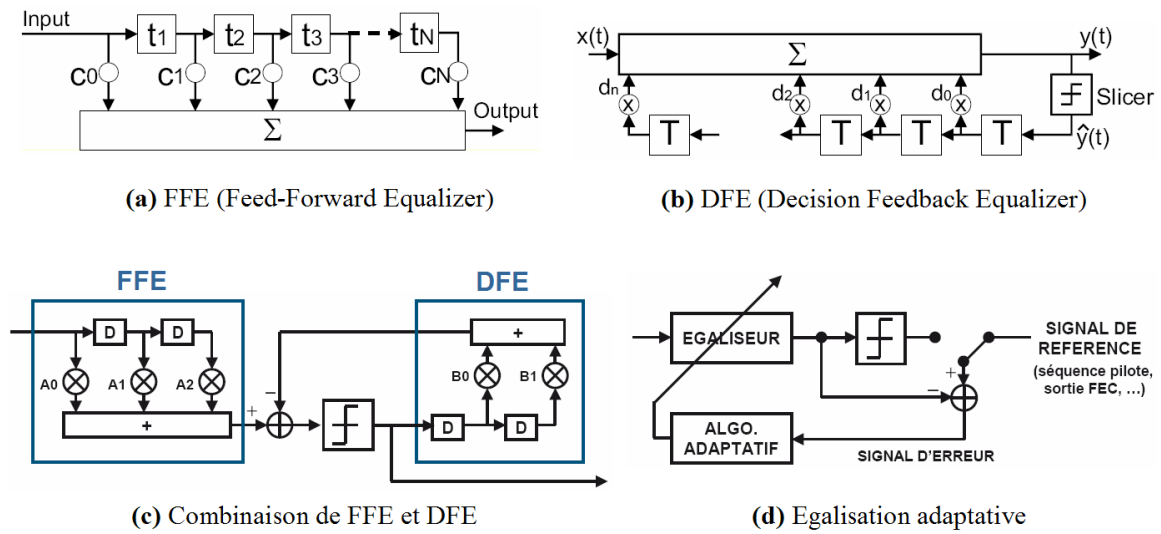


FIGURE 5.36 – Structures de l'égaliseur transverse FFE (a) [73], l'égaliseur à retour de décision DFE (b) [73], la combinaison de deux types (c) [78] et le principe de l'égalisation adaptative [78]

pouvoir s'adapter aussi à cette variation [81]. C'est l'égaliseur adaptatif [82]. Il y a différents algorithmes d'optimisation des coefficients d'ajustement utilisés dans les égaliseurs adaptatifs. Les algorithmes les plus souvent utilisés sont celui du gradient stochastique LMS (least-mean-squares) et celui des moindres carrés RLS (recursive-least-squares) [71, 79]. Le principe de l'égalisation adaptative est schématiquement représenté dans la figure 5.36 (d). Il consiste à générer un signal d'erreur en soustrayant le signal de référence au signal en sortie de l'égaliseur après la décision. Ce signal d'erreur sert d'entrée à l'algorithme adaptatif qui fournit les valeurs optimales pour les coefficients d'ajustement de l'égaliseur. Nous pouvons en retrouver les détails dans la littérature dans le domaine de la communication numérique et du traitement du signal [71, 73, 77, 82].

Dans le contexte du réseau d'accès WDM à base de modulateurs en réflexion, les travaux de recherche durant ces dernières années ont montré le fort potentiel du composant RSOA grâce à son gain optique élevé, son insensibilité à la polarisation, sa fabrication simple et bas coût. Mais les seules caractéristiques limitant ce composant sont sa faible bande-passante électrique ( $\sim 2$  GHz max typiquement) et son chirp important. Pour cette raison, plusieurs études ont été menées sur les techniques de traitement dans le domaine électronique afin de compenser ces limitations du RSOA pour la transmission à 10 Gb/s dans le WDM-PON [83]. Nous pouvons compter les démonstrations récentes de WDM-PON à 10 Gb/s en utilisant le RSOA à faible bande passante électrique grâce à ces techniques de traitement électronique suivant :

- RSOA assisté par l'égaliseur FFE-DFE [84] (première démonstration)
- RSOA assisté par l'égaliseur FFE-DFE et en combinant avec un filtrage décalé [85, 86]



- RSOA directement modulé par les signaux multi-porteurs OFDM [87]
- RSOA directement modulé par les données multi-niveaux Duo-binaire [88]
- RSOA assisté par l'égaliseur FFE-DFE et en combinant avec les codes correcteur d'erreur FEC [89, 90]

Toutes ces démonstrations ont conforté la faisabilité du WDM-PON à 10 Gb/s à base de composant RSOA en utilisant des techniques de traitement électronique, notamment l'égalisation du type FFE-DFE. Les performances reportées ont montré la possibilité pour une transmission sur 30 km, voire 50 km avec un taux d'erreur binaire obtenu inférieur à la limite du FEC [91, 92, 93, 94]. Pour le laser Fabry-Perot verrouillé par injection optique pour lequel le fonctionnement à 10 Gb/s est aussi limité par sa faible bande passante électrique en régime de verrouillage, il n'y a aucune démonstration pour l'instant à 10 Gb/s en utilisant l'égalisation électronique. Donc, nous nous sommes intéressés à l'étude des performances à 10 Gb/s d'une architecture WDM-PON à l'aide d'un égaliseur électronique de type FFE-DFE.

### 5.3.3.2 Laser Fabry-Perot verrouillé par injection et directement modulé à 10 Gb/s

Comme nous l'avons montré dans le chapitre 2, le laser Fabry-Perot utilisé possède une bande-passante électrique autour de 5 GHz en régime fonctionnement libre, mais cette bande-passante est réduite à  $\sim 2,2$  GHz en régime de verrouillage. Donc, les performances en modulation directe à 10 Gbit/s sont très limitées. La figure 5.37 illustre respectivement les diagrammes de l'oeil sans et avec égalisation du laser Fabry-Perot directement modulée à 10,3 Gbit/s par le format NRZ. Sans égalisation, la distorsion est très importante et l'oeil est très fermé à cause de la faible bande-passante électrique de la diode laser. Après 25 km, le signal non égalisé est en plus fortement dégradé à cause de la dispersion chromatique dans la fibre. Mais grâce à la compensation électronique, l'oeil est ré-ouvert comme nous pouvons le constater dans la figure 5.37 (b). Ces diagrammes de l'oeil sont obtenus en utilisant un analyseur numérique permettant de recueillir le signal après égalisation mais avant d'être remis en forme. L'égaliseur utilisé dans cette expérience, fabriqué par Vitesse Semiconductor, est composé d'un filtre FFE à 7 coefficients d'ajustement, d'un filtre DFE à 3 coefficients d'ajustement [94]. Un module de récupération d'horloge et des données CDR (Clock and Data Recovery) est utilisé à la suite de l'égaliseur afin de fournir les données et l'horloge pour la mesure de taux d'erreur binaire (TEB) en temps réel. Le contrôle des coefficients d'ajustement de FFE-DFE est automatique à l'aide d'un algorithme convergent vers un TEB minimal intégré dans l'égaliseur.

L'égaliseur est utilisé dans cette expérience en configuration de post-compensation, c'est-à-dire qu'il est situé à la détection, juste après la photodiode. L'intérêt de la post-compensation dans ce cas est de corriger non seulement la distorsion due à la faible bande

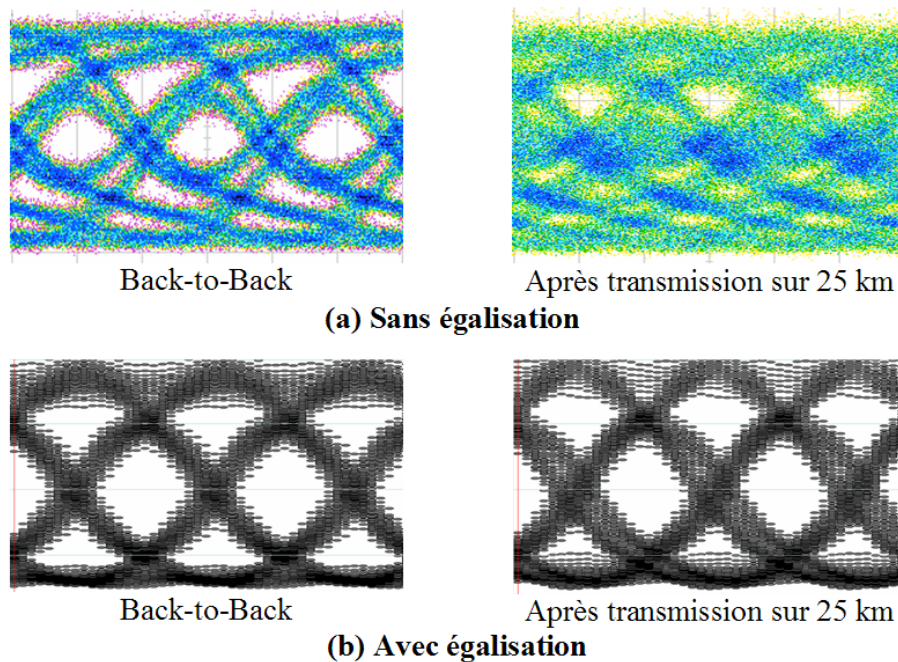


FIGURE 5.37 – Diagrammes de l’oeil du laser Fabry-Perot verrouillé par injection à -6 dBm au tour de 1555 nm et directement modulé à 10,3 Gb/s : sans (a) et avec égalisation (b)

passante électrique du laser Fabry-Perot directement modulé, mais aussi la distorsion due à la dispersion chromatique du signal 10 Gb/s après la propagation dans la fibre optique.

La figure 5.38 montre les performances obtenues par des mesures de TEB pour le laser Fabry-Perot injecté par -6 dBm à 1555 nm et directement modulé 10,3 Gbit/s. Nous constatons que la modulation à 10,3 Gb/s du laser Fabry-Perot injecté demande un régime de verrouillage plus stable que celle à 2,5 Gb/s que nous avons présenté dans les expériences précédentes. Donc, la puissance injectée requise est plus importante. Pour cette raison, nous pouvons descendre la puissance injectée à une valeur minimale de seulement -6 dBm afin d’obtenir un fonctionnement stable à 10,3 Gb/s alors que celle pour un fonctionnement à 2,5 Gb/s est autour de -12 dBm. Sans égalisation, un plancher d’erreur à  $4 \cdot 10^{-2}$  est observé en configuration Back-To-Back (BTB). Cela est bien évidemment dû à la fermeture du diagramme de l’oeil visible sur la figure 5.37 (a). L’utilisation de l’égaliseur permet d’obtenir des performances bien supérieures. Comme le montre la figure 5.38, un TEB inférieur à  $10^{-9}$  est possible et une sensibilité de -19 dBm est atteinte pour un TEB de  $10^{-9}$  en BTB. Des pénalités de 1,7 dB et 2,8 dB sont observées pour un TEB de  $10^{-9}$  après transmission sur 15 km et 25 km respectivement. Cette pénalité est notamment due à la dispersion chromatique.

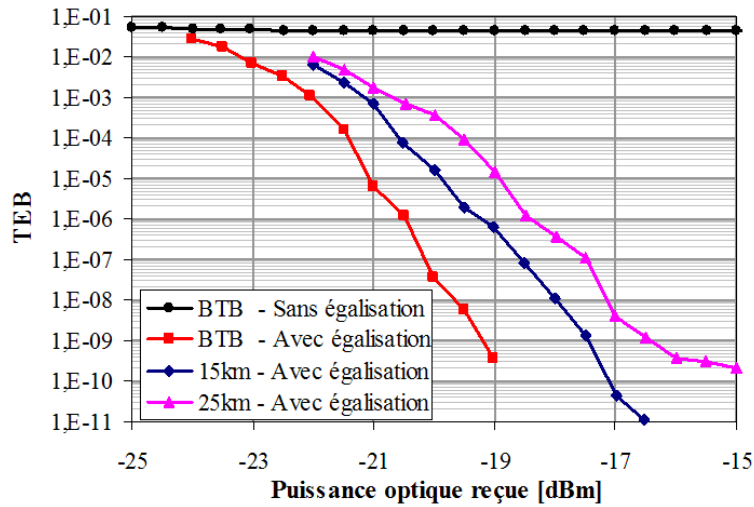


FIGURE 5.38 – Performances du laser Fabry-Perot verrouillé par injection d'un signal de -6 dBm à 1555 nm et directement modulé à 10,3 Gb/s

### 5.3.3.3 Architecture du système WDM-PON à 10 Gb/s et ses performances en transmission

Nous venons de montrer la transmission unidirectionnelle du laser Fabry-Perot verrouillé et directement modulé à 10 Gb/s pour laquelle les performances sont équivalentes à celles de la transmission en voie descendante dans une architecture WDM-PON. Donc, nous présentons dans ce paragraphe les performances de la transmission en voie montante. Le montage expérimental est donné dans la figure 5.39. Le laser Fabry-Perot placé à l'ONU joue le rôle d'émetteur. La portée du système WDM-PON étudié est de 20 km dont 15 km de fibre de transport et 5 km de fibre de distribution. Parce que la puissance optique injectée dans le laser Fabry-Perot est assez élevée (-6 dBm) pour pouvoir fonctionner à 10 Gb/s, le gain optique de l'ONU est faible ( $\sim 8$  dB car la puissance d'émission du laser Fabry-Perot est de +2 dBm). Donc, les performances en voie montante seront fortement dégradées par le bruit de rétrodiffusion de Rayleigh si la transmission est bidirectionnelle en utilisant une seule fibre. Par conséquent, nous employons dans cette expérience une architecture à deux fibres de transport, une fibre "descendante" et une fibre "montante", qui est similaire à celle utilisée dans l'architecture WDM-PON symétrique à 2,5 Gb/s à base de récepteur PIN.

Depuis l'OLT, un laser accordable délivre une puissance de 6 dBm en continu, qui sert de source optique externe pour injecter dans le laser Fabry-Perot. La diode laser est toujours celle de Run2 à deux sections. Elle est polarisée à 70 mA sur la section à gain alors que le courant alimentant la section passive est ajusté afin d'obtenir une meilleure condition de verrouillage. Comme le décrit le chapitre 2, le laser est conçu pour être insensible à la polarisation grâce à une section passive pour compenser la biréfringence. Mais l'insensibilité à la polarisation n'est pas complètement obtenue à cause de la différence en termes de

gain optique entre les modes TE et TM. La faible instabilité causée par la variation de la polarisation est tolérable pour un débit de 2,5 Gb/s. Mais à 10 Gb/s, cette instabilité cause une pénalité significative. Donc, un contrôleur de polarisation (PC pour Polarisation Controller) est placé devant le laser Fabry-Perot pour optimiser l'état de polarisation du signal injecté. La section à gain de la diode laser est directement modulée à 10,3 Gbit/s par une séquence PRBS  $2^{10}-1$  d'amplitude 2 Vpp.

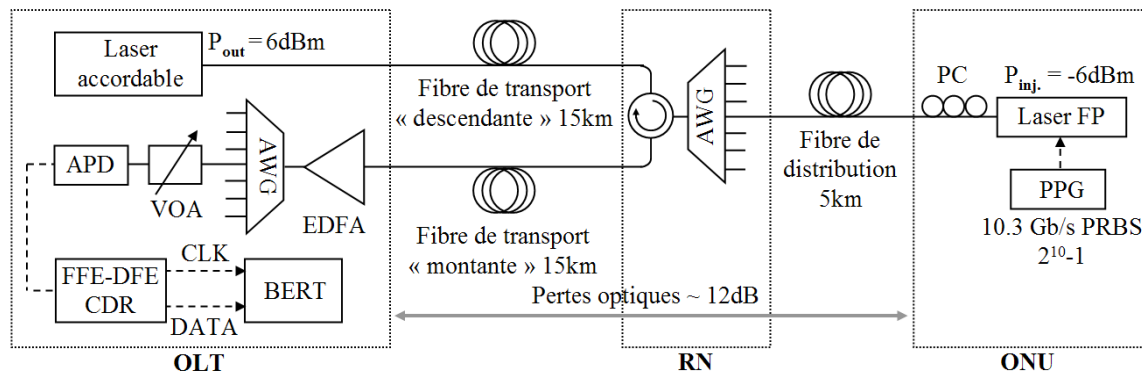


FIGURE 5.39 – Montage expérimental pour la transmission en voie montante à 10,3 Gb/s dans une architecture WDM-PON à base de laser Fabry-Perot verrouillé par injection optique [95]

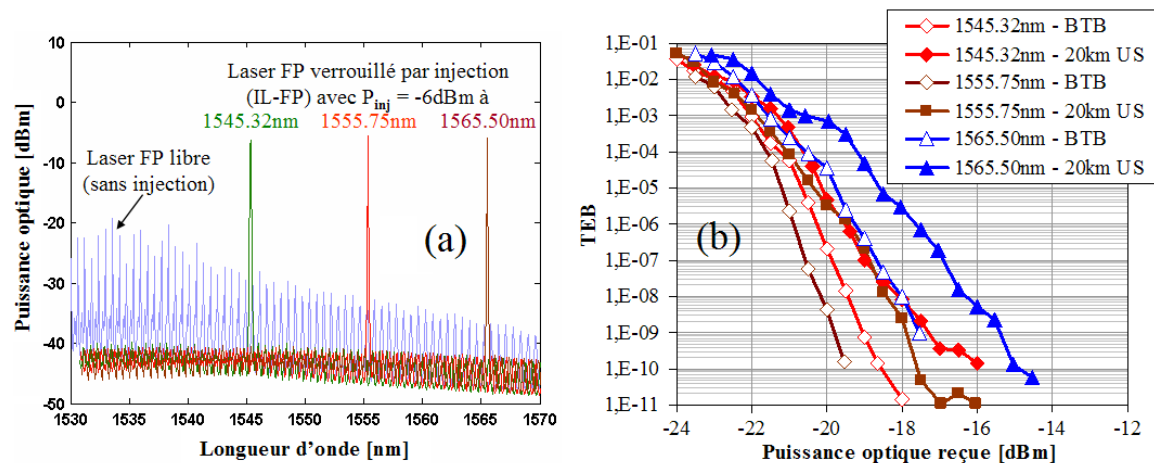


FIGURE 5.40 – Spectres optiques du laser Fabry-Perot verrouillé par injection de -6 dBm à trois longueurs d'onde différentes (a) et les performances en transmission en voie montante à 10,3 Gb/s correspondantes (b) [95]

Le signal montant est transmis sur la fibre de distribution, puis sur la fibre de transport "montante". La puissance du signal reçu à l'OLT est de -12,4 dBm. Si aucun étage de préamplification n'est utilisé, la puissance optique de chaque canal démultiplexé par l'AWG à l'OLT est de -18,3 dBm, ce qui est insuffisant pour atteindre un TEB inférieur à  $10^{-9}$ .

Donc, un amplificateur EDFA (Erbium Doped Fiber Amplifier) est utilisé pour amplifier le signal montant reçu. Néanmoins, pour une application pratique, avec l'utilisation du code correcteur d'erreur, par exemple le RS(255,223) qui est actuellement proposé pour le prochain standard 10G-EPON [63, 64], seulement un TEB de  $1,1 \cdot 10^{-3}$  est demandé en entrée pour obtenir un TEB de  $10^{-12}$  après le décodage. Donc, cet étage de préamplification peut être évité. Le signal amplifié est ensuite filtré par l'AWG avant d'être détecté par une photodiode APD. Celle-ci est suivie du module d'égaliseur FFE-DFE et de la CDR permettant de fournir des données mises en forme et l'horloge pour la mesure du TEB en temps réel.

Les performances de la transmission en voie montante du système WDM-PON décrit ci-dessus sont montrées sur la figure 5.40 pour 3 longueurs d'onde dans la bande C. Une pénalité de 2 dB est observée. Cette pénalité est due à la dispersion chromatique, au bruit ASE introduit par l'EDFA et aussi au bruit engendré par la réflexion ainsi que la rétrodiffusion de Rayleigh de la transmission bidirectionnelle sur la fibre de distribution. La sensibilité du récepteur pour un TEB de  $10^{-9}$  varie de -18 dBm à -15,5 dBm pour les 3 canaux, qui correspond à un budget optique disponible de 16,5 dB dans le pire des cas. La différence de performance entre les trois canaux est due au fait que les performances du laser Fabry-Perot verrouillé dépendent des conditions d'injection (puissance et longueur d'onde injectée). La sensibilité du récepteur pour un TEB de  $10^{-3}$  est d'environ -20 dBm, ce qui correspond à un budget optique disponible de 22 dB si le code correcteur d'erreur est employé.

## 5.4 Synthèse

Nous avons reporté dans ce chapitre la réalisation expérimentale de systèmes WDM-PON à base de deux types de composants achromatiques présentés dans les chapitres 2 et 3, qui sont le laser Fabry-Perot verrouillé par injection optique et le modulateur électro-absorbant amplifié en réflexion R-EAM-SOA. Les expériences réalisées ont été basées notamment sur une architecture générale du système WDM-PON utilisant les modulateurs en réflexion pour laquelle son principe de fonctionnement est décrit dans la première section de ce chapitre. Ici, le modulateur en réflexion peut être un des deux composants que nous étudions.

Dans ce type d'architecture, les modulateurs en réflexion nécessitent des sources externes qui jouent le rôle de porteuses optiques pour les canaux WDM. Donc, nous proposons dans cette thèse, pour la première fois dans le réseau d'accès multiplexé en longueur d'onde, une source multi-longueurs d'onde à base d'un laser à bâtonnets quantiques à blocage de modes. Nous avons appelé cette diode laser Fabry-Perot à une seule section QD-MLL. Nous avons présenté brièvement ses principales caractéristiques comprenant les propriétés spectrales et le bruit d'intensité, qui ont des influences directes pour l'application en tant que source WDM dans le réseau d'accès. Nous avons également montré ses grands avantages par rapport aux sources WDM incohérentes à base de découpage spectrale d'une source à large bande, qui sont usuellement utilisées pour des systèmes WDM-PON à bas-débit (1,25

Gb/s typiquement).

Du fait que le laser Fabry-Perot verrouillé par injection possède une bande-passante électrique autour de 2,5 GHz et un gain d'une dizaine à une quinzaine de dB, nous avons réalisé des expériences WDM-PON symétrique à 2,5 Gb/s en utilisant ce composant optiquement injecté par la source multi-longueur d'onde à base de QD-MLL. Nous avons montré que le bruit de partition de mode est l'inconvénient majeur dans l'utilisation de ce composant comme source WDM. Cependant le bruit est fortement supprimé quand le laser Fabry-Perot est optiquement injecté par un mode filtré du QD-MLL. Les performances à 2,5 Gb/s obtenues par ce laser Fabry-Perot injecté sont complètement comparables à celles obtenues par une injection par une source monomode accordable à faible bruit. Nous avons évalué la faisabilité et les performances de différentes configurations WDM-PON en utilisant différents composants. Nous avons démontré un système WDM-PON 16 canaux également espacés de 42,7 GHz en utilisant un seul QD-MLL dans la bande C comme la source d'injection. L'utilisation du photorécepteur APD nous permet de réaliser une architecture bidirectionnelle à mono-fibre sur une portée de 25 km avec un budget optique obtenu d'au moins 30 dB pour un TEB de  $10^{-9}$ , alors que l'utilisation du photorécepteur PIN nous permet d'obtenir un budget optique plus limité : 22 dB pour un TEB de  $10^{-9}$  pour une architecture à bi-fibre de transport sur 20 km. Nous avons mis en évidence la limitation due à la rétrodiffusion de Rayleigh de la transmission bidirectionnelle de la voie montante pour laquelle nous avons employé une architecture à bi-fibre de transport afin de compenser la dégradation dans des systèmes à budget optique limité. L'utilisation d'un QD-MLL ayant un ISL de 100 GHz comme source WDM compatible au standard ITU-T a été également démontrée. Mais cette source possède actuellement un bruit d'intensité plus important que celle à 42,7 GHz, donc des améliorations en termes de technologies du composant seront nécessaires.

La montée en débit jusqu'à 10 Gb/s a été réalisée en utilisant le modulateur électro-absorbant amplifié en réflexion R-EAM-SOA en bande L. Mais le gain optique du R-EAM-SOA n'est pas suffisant (quasiment 0 dB en fonctionnement dynamique) pour un fonctionnement en configuration à l'ONU parce que la transmission bidirectionnelle en voie montante est fortement dégradée par le bruit de rétrodiffusion de Rayleigh. Nous proposons donc une architecture WDM-PON asymétrique 10/2,5 Gb/s avec le R-EAM-SOA comme l'émetteur en bande L à l'OLT et le laser Fabry-Perot comme l'émetteur en bande C à l'ONU. Ces deux types de composants sont optiquement injectés par deux sources multi-longueurs d'onde à base de QD-MLL dans la bande C et L. Nous avons montré que le bruit de partition de mode de chaque mode individuel du QD-MLL est fortement réduit quand il est injecté dans le R-EAM-SOA grâce à la saturation de la section SOA. La réduction est plus importante à forte puissance injectée. Encore une fois, les performances obtenues du R-EAM-SOA injecté par un mode de QD-MLL sont très comparables à celles obtenues par injection par un laser monomode accordable à faible bruit. Un système WDM-PON bidirectionnel à mono-fibre a été démontré pour 24 canaux à 10 Gb/s pour la voie descendante en bande L et 24 canaux à 2,5 Gb/s pour la voie montante en bande C sur une portée de 25 km. Un budget optique

disponible de 21 dB pour un TEB de  $10^{-9}$  ou 29 dB pour un TEB de  $10^{-3}$  a été atteint pour ce système.

En prenant en compte les caractéristiques des deux types de composants achromatiques étudiés : le R-EAM-SOA possède une grande bande-passante électrique pour un fonctionnement à 10 Gb/s mais un faible gain optique alors que le laser Fabry-Perot possède un gain plus élevé mais le fonctionnement à 10 Gb/s est limité par sa faible bande passante électrique, nous proposons donc un système WDM-PON à 10 Gb/s symétrique en utilisant le laser Fabry-Perot assisté par l'égalisation électronique. L'égaliseur électronique du type FFE-DFE est utilisé à la réception afin de compenser la distorsion du signal à 10 Gb/s due à la faible bande passante électrique du laser Fabry-Perot et due à la dispersion chromatique. Un système WDM-PON à 10 Gb/s a été réalisé à base de laser Fabry-Perot verrouillé par injection optique et égaliseur électronique. Un budget optique disponible de 16,5 dB pour un TEB de  $10^{-9}$  ou de 22 dB pour un TEB de  $10^{-3}$  a été obtenu pour une architecture WDM-PON à bi-fibre de transport sur une portée de 20 km.

## Bibliographie

- [1] D. J. Shin, H. S. Shin, S. B. Park, D. K. Jung, and Y. Oh, "Design and performance of low-cost WDM-PON access networks," in *33rd European Conference on Optical Communication, ECOC 2007, Berlin, Germany*, Sept. 16-20 2007.
- [2] H.-J. Park, H. Yoon, T. Park, S.-J. Park, and J. H. Kim, "Recent Research Activities of WDM-PON in Korea," in *Conference on Optical Fiber Communication and the National Fiber Optic Engineers Conference, OFC/NFOEC 2007*, 25-29 2007, pp. 1 –3.
- [3] S.-M. Lee, K.-M. Choi, S.-G. Mun, J.-H. Moon, and C.-H. Lee, "Dense WDM-PON based on wavelength-locked Fabry-Perot laser diodes," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 17, no. 7, pp. 1579 –1581, july 2005.
- [4] S.-J. Park, C.-H. Lee, K.-T. Jeong, H.-J. Park, J.-G. Ahn, and K.-H. Song, "Fiber-to-the-home services based on wavelength-division-multiplexing passive optical network," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 22, no. 11, pp. 2582 – 2591, nov. 2004.
- [5] J. H. Lee, K. Lee, Y.-G. Han, S. B. Lee, and C. H. Kim, "Single, Depolarized, CW Supercontinuum-Based Wavelength-Division-Multiplexed Passive Optical Network Architecture With C-Band OLT, L-Band ONU, and U-Band Monitoring," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 25, no. 10, pp. 2891 –2897, oct. 2007.
- [6] T. Wood, R. Linke, B. Kasper, and E. Carr, "Observation of coherent Rayleigh noise in single-source bidirectional optical fiber systems," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 6, no. 2, pp. 346 –352, feb 1988.

- 
- [7] P. Gysel and R. Staubli, "Statistical properties of Rayleigh backscattering in single-mode fibers," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 8, no. 4, pp. 561 –567, apr 1990.
- [8] G. Talli, D. Cotter, and P. Townsend, "Rayleigh backscattering impairments in access networks with centralised light source," *Electronics Letters*, vol. 42, no. 15, pp. 877 – 878, 20 2006.
- [9] M. Fujiwara, J. ichi Kani, H. Suzuki, and K. Iwatsuki, "Impact of backreflection on upstream transmission in WDM single-fiber loopback access networks," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, no. 2, pp. 740 – 746, feb. 2006.
- [10] J. Lee, C. Kim, Y.-G. Han, and S. Lee, "Broadband, high power, erbium fibre ASE-based CW supercontinuum source for spectrum-sliced WDM PON applications," *Electronics Letters*, vol. 42, no. 9, pp. 549 – 550, 27 2006.
- [11] P. Healey, P. Townsend, C. Ford, L. Johnston, P. Townley, I. Lealman, L. Rivers, S. Perrin, and R. Moore, "Spectral slicing WDM-PON using wavelength-seeded reflective SOAs ," *Electronics Letters*, vol. 37, no. 19, pp. 1181 –1182, 13 2001.
- [12] H. D. Kim, S.-G. Kang, and C.-H. Le, "A low-cost WDM source with an ASE injected Fabry-Perot semiconductor laser," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 12, no. 8, pp. 1067 –1069, aug 2000.
- [13] F. Payoux, P. Chanclou, and R. Brenot, "WDM PON with a single SLED seeding colorless RSOA-based OLT and ONUs," in *European Conference on Optical Communications, ECOC 2006*, 24-28 2006, pp. 1 –2.
- [14] M. Fujiwara, H. Suzuki, K. Iwatsuki, and M. Sugo, "Noise characteristics of signal reflected from ASE-injected FP-LD in loopback access networks," *Electronics Letters*, vol. 42, no. 2, pp. 111 – 112, 19 2006.
- [15] K.-Y. Park and C.-H. Lee, "Intensity Noise in a Wavelength-Locked Fabry-Perot Laser Diode to a Spectrum Sliced ASE," *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 44, no. 3, pp. 209 –215, march 2008.
- [16] X. Cheng, Y. J. Wen, Y. Dong, Z. Xu, X. Shao, Y. Wang, and C. Lu, "Optimization of Spectrum-Sliced ASE Source for Injection-Locking a Fabry-Perot Laser Diode," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 18, no. 18, pp. 1961 –1963, sept.15, 2006.
- [17] J. H. Lee, C. H. Kim, Y.-G. Han, and S. B. Lee, "WDM-Based Passive Optical Network Upstream Transmission at 1.25 Gb/s Using Fabry-Perot Laser Diodes Injected With Spectrum-Sliced, Depolarized, Continuous-Wave Supercontinuum Source," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 18, no. 20, pp. 2108 –2110, oct. 2006.



- [18] A. Borghesani, "Optoelectronic Components for WDM-PON," in *9th International Conference on Transparent Optical Networks, ICTON '07*, vol. 1, 1-5 2007, pp. 305–308.
- [19] K. Lee, S.-G. Mun, C.-H. Lee, and S. B. Lee, "Reliable Wavelength-Division-Multiplexed Passive Optical Network Using Novel Protection Scheme," Ph.D. dissertation, may1, 2008.
- [20] A. Borghesani, I. Lealman, A. Poustie, D. Smith, and R. Wyatt, "High temperature, colourless operation of a reflective semiconductor optical amplifier for 2.5 Gbit/s upstream transmission in a WDM-PON," in *33rd European Conference and Exhibition on Optical Communication, ECOC 2007, Berlin Germany*, Sept. 2007.
- [21] Y. J. Wen and C.-J. Chae, "WDM-PON upstream transmission using Fabry-Perot laser diodes externally injected by polarization-insensitive spectrum-sliced supercontinuum pulses," *Optics Communications*, vol. 260, no. 2, pp. 691 – 695, 2006.
- [22] H.-H. Lu, H.-L. Ma, Y.-W. Chuang, Y.-C. Chi, C.-W. Liao, and H.-C. Peng, "Employing injection-locked Fabry-Perot laser diodes to improve bidirectional WDM-PON performances," *Optics Communications*, vol. 270, no. 2, pp. 211 – 216, 2007.
- [23] S. Kaneko, J. ichi Kani, K. Iwatsuki, A. Ohki, M. Sugo, and S. Kamei, "Scalability of spectrum-sliced DWDM transmission and its expansion using forward error correction," *Lightwave Technology, Journal of*, vol. 24, no. 3, pp. 1295 –1301, march 2006.
- [24] P. Ghelfi, G. Berrettini, L. Poti, and A. Bogoni, "Performance Analysis of a Multiwavelength CW Laser Based on Supercontinuum Generation for WDM-PONs," in *Conference on Lasers and Electro-Optics and Quantum electronics and Laser Science Conference, CLEO/QELS 2009, 2-4 2009*, pp. 1 –2.
- [25] H.-C. Kwon, W.-S. Jang, and S.-K. Han, "WDM-PON Downstream Optical Link Using Wavelength-Locked FP-LD by Spectrally-Sliced FP-LD," *IEICE Transactions on Communications*, vol. E88-B, pp. 384–387, Jan. 2005.
- [26] Yu-Sheng and G.-R. Lin, "22-Channel Detuning Capacity of a Side-Mode Injection Locked FPLD for Directly Modulated 2.5Gbit/s DWDM-PON," in *Optical Fiber Communication Conference and the National Fiber Optic Engineers Conference, OFC/NFOEC 2007, 25-29 2007*, pp. 1 –3.
- [27] C.-H. Yeh, H.-C. Chien, and S. Chi, "Cost-Effective Colorless RSOA-Based WDM-PON with 2.5 Gbit/s Uplink Signal," in *Optical Fiber communication Conference and the National Fiber Optic Engineers Conference, OFC/NFOEC 2008, 24-28 2008*, pp. 1 –3.

- [28] K. Merghem, A. Akrouf, A. Martinez, F. Lelarge, B. Rousseau, F. Poingt, L. Legouezigou, O. Legouezigou, A. Accard, F. Pommereau, G.-H. Duan, G. Aubin, and A. Ramdane, "Subpicosecond pulse generation at 245 GHz using a quantum-dash-based passive mode-locked laser emitting at 1.53  $\mu\text{m}$ ," in *Conference on Lasers and Electro-Optics and Quantum Electronics and Laser Science Conference, CLEO/QELS 2008*, 4-9 2008, pp. 1–2.
- [29] R. Ludwig, S. Diez, A. Ehrhardt, L. Kuller, W. Pieper, , and H. G. Weber, "A Tunable Femtosecond Modelocked Semiconductor Laser for Applications in OTDM-Systems," *IEICE Transaction on Electronics*, vol. E81-C :2, pp. 140–145, 1998.
- [30] C. Schmidt-Langhorst and H.-G. Weber, "Optical Sampling Techniques," *Journal of Optical Fiber Communication Research*, vol. 2-1, pp. 86–114, 2005.
- [31] A. Shen, S. Chongkam, G. Liger, J. da Silva, and S. Formont, "Low phase noise laser source packaged in a low power consumption module for all optical sampling applications," in *Optical Fiber Communication Conference and the National Fiber Optic Engineers Conference, OFC/NFOEC 2010*, 21-25 2010, pp. 1–3.
- [32] J. Renaudier, B. Lavigne, M. Jourdran, P. Gallion, F. Lelarge, B. Dagens, A. Accard, O. Legouezigou, and G.-H. Duan, "First demonstration of all-optical clock recovery at 40 GHz with standard-compliant jitter characteristics based on a quantum-dots self-pulsating semiconductor laser," in *31st European Conference on Optical Communication, ECOC 2005*, vol. 6, 25-29 2005, pp. 31 – 32 vol.6.
- [33] T. Ohno, F. Nakajima, T. Furuta, and H. Ito, "A 240-GHz active mode-locked laser diode for ultra-broadband fiber-radio transmission systems," in *Optical Fiber Communication Conference, OFC/NFOEC 2005*, vol. 6, 6-11 2005, p. 3 pp. Vol. 5.
- [34] A. Gubenko, I. Krestnikov, D. Livshitis, S. Mikhrin, A. Kovsh, L. West, C. Bornholdt, N. Grote, and A. Zhukov, "Error-free 10 Gbit/s transmission using individual Fabry-Perot modes of low-noise quantum-dot laser," *Electronics Letters*, vol. 43, no. 25, pp. 1430–1431, dec. 2007.
- [35] A. Akrouf, A. Shen, R. Brenot, F. Van Dijk, O. Legouezigou, F. Pommereau, F. Lelarge, A. Ramdane, and G.-H. Duan, "Separate Error-Free Transmission of Eight Channels at 10 Gb/s Using Comb Generation in a Quantum-Dash-Based Mode-Locked Laser," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 21, no. 23, pp. 1746–1748, dec.1, 2009.
- [36] Q. Nguyen, L. Bramerie, G. Girault, O. Vaudel, P. Besnard, J.-C. Simon, A. Shen, G. Duan, and C. Kazmierski, "16x2.5 Gbit/s downstream transmission in colorless WDM-PON based on injection-locked Fabry-Perot laser diode using a single quantum dash mode-locked Fabry-Perot laser as multi-wavelength seeding source," in *Optical Fiber Communication Conference, OFC 2009*, 22-26 2009, pp. 1–3.

- [37] G.-H. Duan, A. Shen, A. Akrouf, F. Van Dijk, F. Lelarge, F. Pommereau, O. Legouezigou, J.-G. Provost, H. Gariah, F. Blache, F. Mallecot, K. Merghem, A. Martinez, and A. Ramdane, “High performance InP-based quantum dash semiconductor mode-locked lasers for optical communications,” *Bell Labs Technical Journal*, vol. 14, no. 3, pp. 63–84, 2009.
- [38] A. Akrouf, K. Merghem, J. Tournenc, A. Martinez, A. Shen, F. Lelarge, G.-H. Duan, and A. Ramdane, “Generation of 10 GHz optical pulses with very low timing jitter using one section passively mode locked quantum dash based lasers operating at 1.55  $\mu\text{m}$ ,” in *Optical Fiber Communication Conference, OFC 2009, 22-26 2009*, pp. 1–3.
- [39] K. Sato, “Optical pulse generation using fabry-Perot lasers under continuous-wave operation,” *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 9, no. 5, pp. 1288 – 1293, sept.-oct. 2003.
- [40] J. Renaudier, R. Brenot, B. Dagens, F. Lelarge, B. Rousseau, F. Poingt, O. Legouezigou, F. Pommereau, A. Accard, P. Gallion, and G.-H. Duan, “45 GHz self-pulsation with narrow linewidth in quantum dot Fabry-Perot semiconductor lasers at 1.5  $\mu\text{m}$ ,” *Electronics Letters*, vol. 41, no. 18, pp. 1007 – 1008, 1 2005.
- [41] K. Merghem, A. Akrouf, A. Martinez, G. Aubin, A. Ramdane, F. Lelarge, and G.-H. Duan, “Pulse generation at 346 GHz using a passively mode locked quantum-dash-based laser at 1.55  $\mu\text{m}$ ,” *Applied Physics Letters*, vol. 94, no. 2, pp. 021 107 –021 107–3, jan 2009.
- [42] F. Lelarge, B. Dagens, J. Renaudier, R. Brenot, A. Accard, F. van Dijk, D. Make, O. L. Gouezigou, J.-G. Provost, F. Poingt, J. Landreau, O. Drisse, E. Derouin, B. Rousseau, F. Pommereau, and G.-H. Duan, “Recent Advances on InAs/InP Quantum Dash Based Semiconductor Lasers and Optical Amplifiers Operating at 1.55 $\mu\text{m}$ ,” *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 13, no. 1, pp. 111 –124, jan.-feb. 2007.
- [43] A. Akrouf, “Contribution à l’étude des lasers à verrouillage de modes à bâtonnets quantiques pour les applications en télécommunications,” Ph.D. dissertation, Thèse de l’Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, 16 Décembre 2009.
- [44] A. Shen, J.-G. Provost, F. Blache, H. Gariah, F. Mallecot, O. L. Gouezigou, A. Accard, F. Poingt, L. L. Gouezigou, F. Pommereau, B. Rousseau, F. Lelarge, and G.-H. Duan, “Nearly Fourier-transform limited tunnel injection quantum dash mode-locked Fabry-Perot laser module for tuneable pulse generation,” in *33th European Conference and Exhibition of Optical Communication, ECOC 2007*, 2007.
- [45] T. Okoshi, K. Kikuchi, and A. Nakayama, “Novel method for high resolution measurement of laser output spectrum,” *Electronics Letters*, vol. 16, no. 16, pp. 630 –631, july 1980.

- [46] T. Habruseva, S. O'Donoghue, N. Rebrova, F. Kéfélian, S. P. Hegarty, and G. Huyet, "Optical linewidth of a passively mode-locked semiconductor laser," *Opt. Lett.*, vol. 34, no. 21, pp. 3307–3309, 2009.
- [47] Y. B. M'Sallem, Q. T. Le, L. Bramerie, Q.-T. Nguyen, E. Borgne, P. Besnard, S. La-Rochelle, L. A. Rusch, and J.-C. Simon, "Quantum-Dash Mode-Locked Laser Source for Wavelength-Tunable 56 Gbit/s DQPSK," in *36th European Conference on Optical Communication, ECOC 2010, Torino, Italy*, Sept. 2010.
- [48] J.-F. Hayau, "Caractérisation de composants photoniques à base d'îlots quantiques à semiconductor-conducteurs inas/inp : Bruit et injection optique," Ph.D. dissertation, Thèse de l'Université de Rennes 1, Mai 2009.
- [49] K. Petermann, *Laser diode modulation and noise*. Kluwers Academic Publishers, 1991.
- [50] M. Yamada, "Theory of mode competition noise in semiconductor injection lasers," *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 22, no. 7, pp. 1052 – 1059, jul 1986.
- [51] A. Shen, D. Make, F. Poingt, L. Legouezigou, F. Pommereau, O. Legouezigou, J. Landreau, B. Rousseau, F. Lelarge, and G.-H. Duan, "Polarisation insensitive injection locked Fabry-Perot laser diodes for 2.5Gb/s WDM access applications," in *34th European Conference on Optical Communication, ECOC 2008*, 21-25 2008, pp. 1 –2.
- [52] Q. T. Nguyen, P. Besnard, L. Bramerie, A. Shen, A. Garreau, O. Vaudel, C. Kazmierski, G.-H. Duan, and J.-C. Simon, "Using optical injection of Fabry-Perot lasers for high-speed access in optical telecommunications," K. Panajotov, M. Sciamanna, A. A. Valle, and R. Michalzik, Eds., vol. 7720, no. 1. SPIE, 2010, p. 77202D.
- [53] Q. T. Nguyen, P. Besnard, L. Bramerie, A. Shen, C. Kazmierski, P. Chanlou, G.-H. Duan, and J.-C. Simon, "Bidirectional 2.5-Gb/s WDM-PON Using FP-LDs Wavelength-Locked by a Multiple-Wavelength Seeding Source Based on a Mode-Locked Laser," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 22, no. 11, pp. 733 –735, june1, 2010.
- [54] Q. Nguyen, P. Besnard, L. Bramerie, A. Shen, G. Duan, C. Kazmierski, and J.-C. Simon, "Bidirectional transmission in colourless WDM-PON based on injection-locked Fabry-Perot laser at 2.5 Gbit/s using low-cost seeding source," in *35th European Conference on Optical Communication, ECOC 2009*, 20-24 2009, pp. 1 –2.
- [55] A. Akrouf, A. Shen, R. Brenot, F. Van Dijk, O. Legouezigou, F. Pommereau, F. Lelarge, A. Ramdane, and G.-H. Duan, "Error-free transmission of 8 WDM channels at 10 Gbit/s using comb generation in a quantum dash based mode-locked laser," in *34th European Conference on Optical Communication, ECOC 2008*, 21-25 2008, pp. 1 –2.
- [56] Q. Nguyen, P. Besnard, L. Bramerie, J.-C. Simon, A. Shen, G. Duan, and C. Kazmierski, "30 Gbit/s downstream capacity of cost-effective colourless WDM-PON based

- on injection-locked Fabry-Perot lasers,” *Electronics Letters*, vol. 45, no. 18, pp. 948–949, august 2009.
- [57] N. Dupuis, A. Garreau, C. Jany, J. Decobert, F. Alexandre, R. Brenot, J. Landreau, N. Lagay, F. Martin, D. Carpentier, and C. Kazmierski, “10 Gbit/s Semi-Insulating Buried Heterostructure Loss-less Reflective Amplified Modulator for Wavelength Agnostic Networks,” in *Optical Fiber communication Conference and the National Fiber Optic Engineers Conference, OFC/NFOEC 2008*, 24-28 2008, pp. 1–3.
- [58] N. Dupuis, J. Decobert, C. Jany, F. Alexandre, A. Garreau, N. Lagay, F. Martin, D. Carpentier, J. Landreau, and C. Kazmierski, “10-Gb/s AlGaInAs Colorless Remote Amplified Modulator by Selective Area Growth for Wavelength Agnostic Networks,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 20, no. 21, pp. 1808–1810, nov.1, 2008.
- [59] Q. Nguyen, L. Bramerie, P. Besnard, A. Shen, A. Garreau, C. Kazmierski, G. Duan, and J. Simon, “24 channels colorless WDM-PON with L-band 10 Gb/s downstream and C-band 2.5 Gb/s upstream using multiple-wavelengths seeding sources based on mode-locked lasers,” in *Optical Fiber Communication Conference and National Fiber Optic Engineers Conference, OFC/NFOEC 2010*, 21-25 2010, pp. 1–3.
- [60] I. Kang, S. Chandrasekhar, L. Buhl, P. G. Bernasconi, X. Liu, C. R. Giles, C. Kazmierski, N. Dupuis, J. Decobert, F. Alexandre, C. Jany, A. Garreau, J. Landreau, M. Rasras, M. Cappuzzo, L. T. Gomez, Y. F. Chen, M. P. Earnshaw, J. Lee, A. Leven, and C. Dorrer, “A hybrid electroabsorption modulator device for generation of high spectral-efficiency optical modulation formats,” *Opt. Express*, vol. 16, no. 12, pp. 8480–8486, 2008.
- [61] E. MacHale, G. Talli, P. Townsend, A. Borghesani, I. Lealman, D. Moodie, and D. Smith, “Signal-induced rayleigh noise reduction using gain saturation in an integrated R-EAM-SOA,” in *Optical Fiber Communication Conference, OFC 2009*, 22-26 2009, pp. 1–3.
- [62] T.-H. Wu, J. pin Wu, F.-Z. Lin, and Y.-J. Chiu, “Chained integration of broadband electroabsorption modulators and semiconductor optical amplifier for noise reduction,” in *IEEE International Conference on Indium Phosphide Related Materials, IPRM 2009*, 10-14 2009, pp. 171–173.
- [63] K. Tanaka, “10G-EPON standardization and its development status,” in *Optical Fiber Communication Conference, OFC 2009*, 22-26 2009, pp. 1–20.
- [64] K. Tanaka, A. Agata, and Y. Horiuchi, “IEEE 802.3av 10G-EPON Standardization and Its Research and Development Status,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 28, no. 4, pp. 651–661, feb.15, 2010.

- [65] J. Winters, R. Gitlin, and S. Kasturia, "Reducing the effects of transmission impairments in digital fiber optic systems," *IEEE Communications Magazine*, vol. 31, no. 6, pp. 68–76, jun 1993.
- [66] J. Winters and R. Gitlin, "Electrical signal processing techniques in long-haul, fiber-optic systems," in *IEEE International Conference on Communications, ICC 1990*, 16-19 1990, pp. 397–403 vol.2.
- [67] J. Winters and R. Gitlin, "Electrical signal processing techniques in long-haul fiber-optic systems," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 38, no. 9, pp. 1439–1453, sep 1990.
- [68] I. Djordjevic, M. Arabaci, and L. Minkov, "Next Generation FEC for High-Capacity Communication in Optical Transport Networks," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 16, pp. 3518–3530, aug.15, 2009.
- [69] T. Mizuochi, "Recent progress in forward error correction and its interplay with transmission impairments," *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 12, no. 4, pp. 544–554, july-aug. 2006.
- [70] B. P. Smith and F. R. Kschischang, "Future Prospects for FEC in Fiber-Optic Communications," *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, pp. 1–13, 2010.
- [71] H. Bulow, "Electronic equalization of transmission impairments," in *Optical Fiber Communication Conference, OFC 2002*, 17-22 2002, pp. 24–25.
- [72] J. McNicol, M. O'Sullivan, K. Roberts, A. Comeau, D. McGhan, and L. Strawczynski, "Electrical domain compensation of optical dispersion [optical fibre communication applications]," in *Optical Fiber Communication Conference, OFC 2005*, vol. 4, 6-11 2005, p. 3 pp. Vol. 4.
- [73] J. Sitch, "Electronic Equalization for Optical Communication," in *Optical Fiber Communication Conference and the National Fiber Optic Engineers Conference, OFC/NFOEC 2007*, 25-29 2007, pp. 1–21.
- [74] H. Bulow, F. Buchali, and A. Klekamp, "Electronic Dispersion Compensation," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 26, no. 1, pp. 158–167, jan.1, 2008.
- [75] H. Haunstein, W. Sauer-Greff, A. Dittrich, K. Sticht, and R. Urbansky, "Principles for electronic equalization of polarization-mode dispersion," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 22, no. 4, pp. 1169–1182, april 2004.
- [76] I. Papagiannakis, D. Klondis, A. Birbas, J. Kikidis, and I. Tomkos, "Performance Improvement of Low-Cost 2.5-Gb/s Rated DML Sources Operated at 10 Gb/s," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 20, no. 23, pp. 1983–1985, dec.1, 2008.

- [77] J. G. Proakis, *Digital Communications*. McGraw-Hill Higher Education, 2008.
- [78] R. Le Bidan, “Apports du traitement du signal numérique aux systèmes de transmission optique très haut-débit,” in *Journée 100GigaEthernet*, 23 Oct. 2008.
- [79] C. Laot, “Les récepteurs numériques pour les canaux sélectifs en fréquences,” in *Cours "Traitements avancés pour systèmes nouvelle génération"*, Ecole Nationale Supérieure de Télécommunications de Bretagne, Département Signal et Communications,, 2006.
- [80] O. Agazzi, M. Hueda, H. Carrer, and D. Crivelli, “Maximum-likelihood sequence estimation in dispersive optical channels,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 23, no. 2, pp. 749 – 763, feb. 2005.
- [81] B. Franz, F. Buchali, D. Rosener, and H. Bulow, “Adaptation Techniques for Electronic Equalizers for the Mitigation of Time-Variant Distortions in 43 Gbit/s Optical Transmission Systems,” in *Optical Fiber Communication Conference and the National Fiber Optic Engineers Conference, OFC/NFOEC 2007*, 25-29 2007, pp. 1 –3.
- [82] S. Qureshi, “Adaptive equalization,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 73, no. 9, pp. 1349 – 1387, sept. 1985.
- [83] Y. C. Chung, “Recent progresses in WDM-PON technologies,” in *14th International Conference on Optical Networking Design and Modeling, ONDM 2010*, 2010.
- [84] K. Cho, Y. Takushima, and Y. Chung, “10-Gb/s Operation of RSOA for WDM PON,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 20, no. 18, pp. 1533 –1535, sept.15, 2008.
- [85] I. Papagiannakis, M. Omella, D. Klonidis, J. Kikidis, A. Birbas, I. Tomkos, and J. Prat, “Upstream transmission in wdm pons at 10gbps using low bandwidth rsoas assisted with optical filtering and electronic equalization,” in *34th European Conference on Optical Communication, ECOC 2008*, 21-25 2008, pp. 1 –2.
- [86] I. Papagiannakis, M. Omella, D. Klonidis, A. Birbas, J. Kikidis, I. Tomkos, and J. Prat, “Investigation of 10-Gb/s RSOA-Based Upstream Transmission in WDM-PONs Utilizing Optical Filtering and Electronic Equalization,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 20, no. 24, pp. 2168 –2170, dec.15, 2008.
- [87] T. Duong, N. Genay, P. Chanclou, B. Charbonnier, A. Pizzinat, and R. Brenot, “Experimental demonstration of 10 Gbit/s upstream transmission by remote modulation of 1 GHz RSOA using Adaptively Modulated Optical OFDM for WDM-PON single fiber architecture,” in *34th European Conference on Optical Communication, ECOC 2008*, 21-25 2008, pp. 1 –2.
- [88] M. Omella, V. Polo, J. Lazaro, B. Schrenk, and J. Prat, “10 Gb/s RSOA transmission by direct duobinary modulation,” in *34th European Conference on Optical Communication, ECOC 2008*, 21-25 2008, pp. 1 –2.

- 
- [89] K. Cho, A. Agata, Y. Takushima, and Y. Chung, "FEC optimization for 10-Gb/s WDM PON implemented by using bandwidth-limited RSOA," in *Optical Fiber Communication Conference, OFC 2009*, 22-26 2009, pp. 1–3.
- [90] K. Cho, A. Agata, Y. Takushima, and Y. Chung, "Performance of Forward-Error Correction Code in 10-Gb/s RSOA-Based WDM PON," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 22, no. 1, pp. 57–59, 2010.
- [91] M. Omella, I. Papagiannakis, B. Schrenk, D. Klondis, A. Birbas, J. Kikidis, J. Prat, and I. Tomkos, "Full-duplex bidirectional transmission at 10 Gbps in WDM PONs with RSOA-based ONU using offset optical filtering and electronic equalization," in *Optical Fiber Communication Conference, OFC 2009*, 22-26 2009, pp. 1–3.
- [92] M. Omella, I. Papagiannakis, D. Klondis, J. Lazaro, A. Birbas, J. Kikidis, I. Tomkos, and J. Prat, "Design optimization for 10Gb/s full-duplex transmission using RSOA-based ONU with electrical and optical filtering and equalization," in *35th European Conference on Optical Communication, ECOC 2009*, 20-24 2009, pp. 1–2.
- [93] I. Papagiannakis, M. Omella, D. Klondis, J. Villa, A. Birbas, J. Kikidis, I. Tomkos, and J. Prat, "Design Characteristics for a Full-Duplex IM/IM Bidirectional Transmission at 10 Gb/s Using Low Bandwidth RSOA," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 28, no. 7, pp. 1094–1101, april1, 2010.
- [94] D. Torrientes, P. Chanclou, F. Laurent, S. Tsyier, Y. Chang, B. Charbonnier, and F. Raharimanitra, "RSOA-based 10.3 Gbit/s WDM-PON with pre-amplification and electronic equalization," in *Optical Fiber Communication Conference and the National Fiber Optic Engineers Conference, OFC/NFOEC 2010*, 21-25 2010, pp. 1–3.
- [95] Q. Nguyen, T. Anfray, L. Bramerie, F. Raharimanitra, P. Chanclou, P. Besnard, A. Shen, C. Kazmierski, G.-H. Duan, J.-C. Simon, and C. Aupetit-Berthelemot, "WDM-PON a 10 Gbit/s à base de laser Fabry-Perot verrouillé par injection optique et égalisation électronique," in *29ème Journées Nationales de l'Optique Guidée, JNOG 2010*, 2010.





# Conclusion et perspectives

## Conclusion

Les technologies du réseau d'accès optique évoluent sans cesse vers des générations de plus en plus performantes, avec une capacité de plus en plus élevée. Dans cette évolution, l'accès optique multiplexé en longueurs d'onde est un des candidats technologiques les plus représentatifs dans la course vers le très haut débit du futur. Mais cette technologie d'accès optique nécessite encore du développement et de la maturité des composants WDM, notamment dans le but d'optimiser son coût et sa flexibilité tout en assurant la capacité de monter vers le très haut-débit. Les apports issus de ce travail de thèse espèrent contribuer au développement des technologies d'accès WDM, notamment pour proposer de nouvelles solutions d'émetteurs achromatiques et évaluer leur potentiel et leur opportunité pour la future génération du réseau d'accès.

Ce travail de thèse a donc consisté à évaluer la faisabilité de fonctionnement de ces émetteurs dans les systèmes d'accès optiques WDM. Les émetteurs achromatiques étudiés sont basés sur deux technologies de modulateurs réfléchissants développés dans le cadre du projet ANTARES : le laser Fabry-Perot verrouillé par injection optique (IL-FP) fonctionnant à 2,5 Gb/s et le modulateur électro-absorbant amplifié en réflexion (R-EAM-SOA) fonctionnant à 10 Gb/s. Bien entendu, l'utilisation du multiplexage en longueurs d'onde dans le réseau d'accès optique demande essentiellement des émetteurs achromatiques, c'est-à-dire des émetteurs identiques pour tous les canaux indépendamment de la longueur d'onde de travail, afin d'assurer une faisabilité et une flexibilité de fonctionnement du réseau.

**Etudes des composants** : Ayant pour objectif l'utilisation de composants réfléchissants en tant qu'émetteurs dans le réseau d'accès, l'étude des composants achromatiques de cette thèse s'est focalisée sur les caractéristiques critiques, incluant les performances en modulation, le bruit d'intensité, le gain d'amplification, la dépendance en polarisation, la plage de fonctionnement en termes de puissance - longueur d'onde, le facteur de couplage phase-amplitude (cas du laser). Ce travail de caractérisation nous a permis de bien comprendre leur fonctionnement et les paramètres physiques essentiels afin de pouvoir exploiter et optimiser leurs

performances dans l'application du réseau d'accès optique.

- *Laser Fabry-Perot verrouillé par injection optique (IL-FP)* : Avec un gain en réflexion typiquement supérieur à une dizaine de dB, un fonctionnement bidirectionnel est alors permis dans le système d'accès. La dépendance en polarisation est la contrainte majeure des IL-FP conventionnels. Mais la nouvelle génération d'IL-FP développée par le projet ANTARES dépasse ce problème grâce à la superposition des modes TE-TM. Néanmoins, l'égalisation reste insuffisante du point de vue des gains TE et TM. Malgré tout, une bonne insensibilité à la polarisation a été obtenue dans le cas d'une puissance injectée élevée (0 dBm), mais une moindre efficacité est constatée pour une faible puissance injectée. Le transfert du bruit dû à l'injection optique est l'un des intérêts lorsqu'une source d'injection à faible bruit est utilisée, mais inversement c'est un inconvénient majeur pour une source d'injection à fort bruit. Via la mesure du facteur de couplage phase-amplitude  $\alpha_H$ , nous avons pu déduire le bénéfice de l'injection optique pour la réduction significative du chirp adiabatique ainsi que pour la possibilité d'obtenir un chirp optimal à une puissance injectée modérée.
- *Modulateur électro-absorbant amplifié en réflexion (R-EAM-SOA)* : Ce composant possède une bonne capacité en modulation (grande bande-passante, taux d'extinction élevé) grâce à la section EAM. Mais la perte due à l'absorption dans cette section limite le gain en réflexion. Un gain typique de 10 dB en statique et quelques dB en dynamique ne permet pas encore une faisabilité de transmission en voie montante dans le système d'accès bidirectionnel. La dépendance en polarisation est encore un point à améliorer. Mais l'utilisation en tant qu'émetteur achromatique, du R-EAM-SOA permet d'obtenir d'autres fonctionnalités intéressantes comme la détection directe, la régénération, ce qui promet un fort potentiel pour un composant multifonctionnel dans le réseau d'accès.

**Etudes des systèmes** : A partir des composants étudiés, nous avons proposé et évalué les solutions d'émetteurs achromatiques pour le réseau d'accès WDM. Une proposition originale dans cette thèse est d'utiliser un laser à blocage de modes à bâtonnets quantiques QD-MLL comme une source de distribution multi-longueurs d'onde cohérentes. Les études systèmes ont pour but d'évaluer la faisabilité des solutions d'émetteurs proposées dans les architectures d'accès WDM et d'analyser les effets physiques limitant associés, ici la rétrodiffusion de Rayleigh, afin de pouvoir montrer l'opportunité de telles solutions.

- *La rétrodiffusion de Rayleigh* : Le bruit dû à la rétrodiffusion de Rayleigh est bien évidemment une limite inhérente au système d'accès WDM bidirectionnel à base de modulateurs réfléchissants. C'est ce qui représente le point faible de ce concept comparé à l'utilisation de lasers accordables. Les modulateurs réfléchissants doivent avoir un gain en réflexion suffisant fort afin de pouvoir tolérer la dégradation due à cet effet. Le gain disponible de l'IL-FP à 2,5 Gb/s permet une transmission sans erreur (TEB < 10<sup>-9</sup>)

dans une architecture WDM-PON bidirectionnel mais il n'est pas encore suffisant pour le R-EAM-SOA à 10 Gb/s. Néanmoins, la capacité en régénération du R-EAM-SOA permet de compenser cet effet.

- *Transmission dans les architectures WDM-PON* : Différentes architectures et configurations de système WDM-PON ont été étudiées en intégrant les émetteurs achromatiques à base des composants étudiés (IL-FP, R-EAM-SOA, QD-MLL). Les performances disponibles des composants et la présence des effets physiques limitant nous ont permis de réaliser des architectures WDM-PON pures (mais pas hybride WDM/TDM-PON) sur une portée typique du réseau d'accès. Les caractéristiques en termes de bruit d'intensité, de cohérence et de stabilité du QD-MLL confirment sa bonne qualité comme source de distributions multi-longueurs d'onde. Son intérêt économique est clairement démontré par sa capacité à supporter un débit élevé ( $\geq 10$  Gb/s) et un grand nombre de canaux ( $\geq 24$  canaux). Les démonstrations de systèmes WDM-PON bidirectionnels avec une capacité totale de 40 Gb/s ( $16 \times 2,5$  Gb/s) à base des IL-FP et un seul QD-MLL ou une capacité totale de 240 Gb/s ( $24 \times 10$  Gb/s) en voie descendante et 60 ( $24 \times 2,5$  Gb/s) Gb/s en voie montante à base des IL-FP, R-EAM-SOA et deux QD-MLL justifient les forts potentiels des solutions proposées.

En conclusion, ce travail de thèse a pu montrer clairement les potentiels ainsi que les limites de deux technologies de modulateurs réfléchifs (IL-FP et R-EAM-SOA) pour le réseau d'accès WDM. Malgré certaines limites actuelles de ces technologies de composants, notamment le gain en réflexion et la dépendance en polarisation, les forts potentiels montrés ci-dessus justifient toujours ses opportunités pour la future génération d'accès optique WDM à très haut-débit. De plus, les pistes d'amélioration sont ouvertes, ce qui permet d'apporter de nouvelles perspectives de recherche et de développement sur ces technologies de composants d'accès WDM vers des composants à haut-débit, à fort gain, à forte puissance d'émission et à faible sensibilité à la polarisation pour les systèmes hybrides WDM/TDM-PON bidirectionnels à fort budget optique, à longue portée et à grand taux de partage.

# Perspectives

Dans le contexte de la forte compétitivité entre différentes technologies de composants émetteurs pour l'accès WDM ainsi que la forte compétitivité entre différentes technologies d'accès optique autre que le WDM, les émetteurs réfléchifs doivent répondre à des exigences sévères en termes de performances et de coût. Une autre technologie de modulateur réfléchif à base de RSOA devient de plus en plus mature (fort gain, forte puissance d'émission, capacité de modulation directe à 10 Gb/s), et attire donc de plus en plus l'attention. Aussi, vu la limitation causé par le bruit dû à la rétrodiffusion de Rayleigh du concept réfléchif, les technologies de laser accordable à coût optimisé sont actuellement considérées comme la solution ultime pour l'accès WDM. Par conséquent, les technologies de composants étudiées dans cette thèse ne devraient pas seulement répondre à l'exigence de performances et de coût, mais également justifier des valeurs ajoutées supplémentaires pour être plus qu'un simple modulateur réfléchif.

Avec cette motivation, l'étude présentée dans cette thèse nous permet de tirer des perspectives sur les technologies de composant mais aussi sur les systèmes d'accès WDM :

## Composants :

- *Laser à multifréquence QD-MLL* : Nous avons démontré le très fort potentiel des QD-MLL comme source de distribution de longueurs d'onde cohérentes dans le réseau d'accès WDM. Néanmoins, le composant utilisé a un intervalle spectral libre (ISL) de 42,7 GHz, et est donc non compatible avec les espacements entre canaux standardisés. Une première démonstration WDM-PON utilisant un QD-MLL à 100 GHz a été réalisée mais le bruit d'intensité et le nombre de modes disponibles sont encore limitant. Donc, le développement de composant QD-MLL à faible bruit, à grande largeur spectrale et à ISL compatible aux espacements entre canaux standardisés est nécessaire. Ce sujet est en cours d'investigation dans le cadre du projet ANR TELDOT.
- *Vers le composant multifonctionnel et multi-formats* : Nous avons pu explorer d'autres fonctionnalités du R-EAM-SOA par rapport au concept de simple émetteur, telles que la détection directe et la régénération d'un signal dégradé par le bruit. Les résultats préliminaires promettent un grand potentiel en utilisation comme composant multifonctionnel dans le réseau d'accès, par exemple transceiver/duplexeur à base d'une seule structure ou limiteur du bruit dû à la rétrodiffusion de Rayleigh. En plus, d'autres études en dehors d'ANTARES ont pu montrer la capacité du R-EAM-SOA pour la modulation et de démodulation des signaux modulés en phase PSK (Phase Shift Keying). Nous pouvons envisager également son fonctionnement dans le réseau d'accès en employant la modulation de phase ou encore dans le réseau métro dans le contexte de la convergence métro-accès. Par ailleurs, la compatibilité du R-EAM-

SOA pour les signaux multi-formats tant en bande de base (signaux binaires) qu'en bande étroite (signaux radio) confirme aussi son grand potentiel pour la convergence fixe-mobile dans le réseau d'accès.

- *Intégration hybride* : Nous avons vu également la possibilité d'intégration des composants WDM-PON, notamment à l'OLT. Par exemple, nous pouvons envisager l'intégration de plusieurs composants récepteurs ou émetteurs afin d'obtenir une barrette à multicanaux d'émetteur ou de récepteur. De plus, l'intégration hybride de plusieurs types de composants (laser à multi-longueurs d'onde, AWG, modulateurs réfléchissants,...) à base de la technologie PLC permet d'obtenir un module complet d'émission ou de réception à multicanaux très compact. L'intérêt de cette intégration est de permettre d'obtenir une forte compacité des composants optiques dans les systèmes PON, donc de diminuer son coût par rapport à celui de systèmes utilisant des composants séparés. Il permet également d'optimiser la consommation d'énergie, donc de réduire l'impact environnemental.

## Systemes

- *L'accès WDM utilisant la détection cohérente* : Nous nous sommes intéressés à l'accès WDM grâce à sa capacité à monter en débit via le multiplexage en longueurs d'onde. Sans recours à des éléments actifs dans le réseau (amplificateur), les technologies de composants WDM permettent généralement un taux de partage et une portée typique du réseau d'accès. Dans l'évolution vers la fusion métro-accès, l'augmentation de portée et du taux de partage est souhaitée tout en assurant une infrastructure optique entièrement passive. Donc, l'accès WDM à base de la détection cohérente peut être un candidat très potentiel pour améliorer significativement le budget optique du système PON. Dans ce cas, la source de distribution multi-longueurs d'onde cohérentes à base du QD-MLL peut être réutilisée comme multi-oscillateurs locaux pour la détection cohérente.



# Bibliographie de l'auteur

## Articles publiés dans des journaux internationaux

- **Q.T. Nguyen**, P. Besnard, L. Bramerie, J.-C. Simon, A. Shen, G.H. Duan, C. Kazmierski, "30 Gbit/s downstream capacity of cost-effective colourless WDM-PON based on injection-locked Fabry-Perot lasers," *Electronics Letters*, vol.**45**, no.**18**, pp.**948-949**, August 27 2009.
- **Q.T. Nguyen**, P. Besnard, L. Bramerie, A. Shen, C. Kazmierski, P. Chanclou, G.-H. Duan, J.-C. Simon, "Bidirectional 2.5-Gbps WDM-PON Using FP-LDs Wavelength-Locked by a Multiple-Wavelength Seeding Source Based on a Mode-Locked Laser," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol.**22**, no.**11**, pp.**733-735**, June 01 2010.
- **Q.T. Nguyen**, P. Besnard, L. Bramerie, A. Shen, A. Garreau, O. Vaudel, C. Kazmierski, G.-H. Duan, J.-C. Simon, "Using optical injection of Fabry-Perot lasers for high-speed access in optical telecommunications," *Semiconductor Lasers and Laser Dynamics IV*, K. Panajotov, M. Sciamanna, A. A. Valle and R. Michalzik (ed.), SPIE, vol.**7720**, pp.**77202D**, 2010.
- Y.B. M'Sallem, Q.T. Le, L. Bramerie, **Q.T. Nguyen**, E. Borgne, P. Besnard, A. Shen, F. Ielarge, S. LaRochelle, L.A. Rusch, J.-C. Simon, "Quantum-Dash Mode-locked Laser as a Source for 56 Gbit/s DQPSK Modulation in WDM Multicast Applications," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol.**23**, no.**07**, pp.**453-455**, April 01 2011.

## Articles publiés dans des conférences internationales

- **Q. T. Nguyen**, G. Vaudel, O. Vaudel, L. Bramerie, P. Besnard, A. Garreau, C. Kazmierski, P. Chanclou, A. Shen, J.-C. Simon, "Multi-functional R-EAM-SOA for 10Gb/s WDM access networks," in Proc. of *Optical Fiber Communication Conference, OFC '11*, Los Angeles, CA, USA, paper OThG7 (oral), March 2011.
- Y.B. M'Sallem, Q.T. Le, L. Bramerie, **Q.T. Nguyen**, E. Borgne, P. Besnard, S. LaRochelle, L.A. Rusch, J.-C. Simon, "Quantum-Dash Mode-Locked Laser Source for Wavelength-Tunable 56 Gbit/s DQPSK," in Proc. of *36th European Conference on Optical Communication, ECOC '10*, Torino, Italy, paper Mo.1.F.4 (oral), Sept. 2010.



- **Q.T. Nguyen**, L. Bramerie, P. Besnard, A. Shen, A. Garreau, C. Kazmierski, G.H. Duan, J.C. Simon, "24 channels colorless WDM-PON with L-band 10Gb/s downstream and C-band 2.5Gb/s upstream using multiple-wavelengths seeding source based on mode-locked lasers," in Proc. of *Optical Fiber Communication Conference, OFC '10*, San Diego, CA, USA, paper OThG6 (oral), March 2010. [**Papier sélectionné pour "2010 Corning Outstanding Student Paper Final Competition"**]
- **Q.T. Nguyen**, P. Besnard, L. Bramerie, A. Shen, A. Garreau, O. Vaudel, C. Kazmierski, G.-H. Duan, J.-C. Simon, "Using optical injection of Fabry-Perot lasers for high-speed access in optical telecommunications," *SPIE Photonics Europe '10*, Brussels, Belgium, paper 7720-83 (poster), April 2010.
- **Q.T. Nguyen**, L. Bramerie, G. Girault, O. Vaudel, P. Besnard, J.-C. Simon, A. Shen, G.-H. Duan, C. Kazmierski, "16x2.5 Gbit/s downstream transmission in colorless WDM-PON based on injection-locked fabry-perot laser diode using a single quantum dash mode-locked fabry-perot laser as multi-wavelength seeding source," in Proc. of *Optical Fiber Communication Conference, OFC '09*, San Diego, CA, USA, paper OThA3 (oral), March 2009. [**Papier sélectionné pour "2009 Corning Outstanding Student Paper Final Competition"**]
- **Q.T. Nguyen**, P. Besnard, L. Bramerie, A. Shen, G.-H. Duan, C. Kazmierski, J.-C. Simon, "Bidirectional Transmission in Colourless WDM-PON based on Injection-Locked Fabry-Perot Laser at 2.5 Gbit/s using Low-Cost Seeding Source," in Proc. of *35th European Conference on Optical Communication, ECOC '09*, Vienna, Austria, paper 6.5.1 (oral), Sept. 2009.
- **Q.T. Nguyen**, P. Besnard, O. Vaudel, A. Shen, G.-H. Duan, "Strong dependence of the Linewidth Enhancement Factor onto an externally injected optical signal for locked Fabry-Perot laser diodes," in Proc. of *2009 European Conference on Lasers and Electro-Optics, CLEO/Europe '09*, Munich, Germany, paper CB.9.3 (oral), June 2009. [**Papier sélectionné pour "2009 IEEE Photonics Society Student Travel Grant Award"**]
- **Q.T. Nguyen**, P. Besnard, L. Bramerie, O. Vaudel, G. Girault, Y. Leguillon, "Simple method to measure laser linewidth using intensity noise spectrum based on Rayleigh Backscattering effect," in Proc. of *2009 European Conference on Lasers and Electro-Optics, CLEO/Europe '09*, Munich, Germany, paper CH.P.9 (poster), June 2009. [**Papier sélectionné pour "2009 IEEE Photonics Society Student Travel Grant Award"**]
- **Q.T. Nguyen**, O. Vaudel, G. Girault, P. Besnard, L. Bramerie, A. Shen, G.H. Duan, C. Kazmierski, S. Lobo, M. Joindot, J.-C. Simon, N. Dupuis, A. Garreau, Z. Belfqih, P. Chanclou, "Colorless Components for WDM-based Optical Access Networks," in

Proc. of *5th International Workshop on Photonics and Applications, IWPA '08*, Nha Trang, Vietnam, paper B.45 (oral), Sept. 2008.

- P. Besnard, J.-F. Hayau, **Q.T. Nguyen**, V. Roncin, O. Vaudel, "Synchronization, noise and coherency in lasers **[invited]**," in Proc. of *5th International Workshop on Photonics and Applications, IWPA '08*, Nha Trang, Vietnam, paper B.03 (oral), Sept. 2008.

#### Articles publiés dans des conférences nationales

- **Q.T. Nguyen**, L. Bramerie, P. Besnard, A. Shen, A. Garreau, C. Kazmierski, P. Chanclou, G.H. Duan, J.C. Simon, "ANR ANTARES : Composants et architecture pour la future génération du réseau d'accès optique à très haut débit **[Invité]**," *29ème Journées Nationales d'Optique Guidée, JNOG '10*, Besançon, France, (oral), Oct. 2010.
- **Q.T. Nguyen**, T. Anfray, L. Bramerie, F. Raharimanitra, P. Chanclou, P. Besnard, A. Shen, C. Kazmierski, G.-H. Duan, J.-C. Simon, C. Aupetit-Berthelemot, "WDM-PON à 10 Gbit/s à base de laser Fabry-Perot verrouillé par injection optique et égalisation électronique," *29ème Journées Nationales d'Optique Guidée, JNOG '10*, Besançon, France, (poster), Oct. 2010.
- **Q.T. Nguyen**, P. Besnard, L. Bramerie, A. Shen, G.H. Duan, C. Kazmierski et J.-C. Simon, "Architecture WDM-PON achromatique utilisant des lasers Fabry-Perot verrouillés en longueur d'onde par injection optique," *28ème Journées Nationales d'Optique Guidée, JNOG '09*, Lille, France, paper Je.1.6 (oral), July 2009.
- **Q. T. Nguyen**, P. Besnard, O. Vaudel, A. Shen et G.-H. Duan, "Propriété en modulation de laser Fabry-Perot verrouillé en longueur d'onde par injection optique," *28ème Journées Nationales d'Optique Guidée, JNOG '09*, Lille, France, paper A2.1 (poster), July 2009.
- **Q. T. Nguyen**, P. Besnard, L. Bramerie, O. Vaudel, Y. Léguillon, "Nouvelle méthode de mesure de largeur de raie d'un laser utilisant la rétrodiffusion de Rayleigh dans une fibre optique," *28ème Journées Nationales d'Optique Guidée, JNOG '09*, Lille, France, paper Me.2.4 (oral), July 2009.
- **Q.T. Nguyen**, O. Vaudel, P. Besnard, A. Shen, G. Girault, L. Bramerie, G.-H. Duan, C. Kazmierski, "Laser Fabry-Perot verrouillé en longueur d'onde par injection optique pour le réseau d'accès," *27ème Journées Nationales d'Optique Guidée, JNOG '08*, Lannion, France, paper Lu.2.2 (oral), Oct. 2008.

#### Articles en préparation

- **Q.T. Nguyen**, L. Bramerie, P. Besnard, A. Shen, A. Garreau, C. Kazmierski, P. Chanclou, M. Joindot, G.-H. Duan and J.-C. Simon, "Cost-Effective, High-Capacity

WDM-PON Using Multiple-Wavelength Coherent Seeding based on Quantum-Dash Mode-Locked-Lasers," à soumettre à *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*.

#### **Autres**

- **Finalist, 2010 Corning Outstanding Student Paper Award**, présenté à *2010 Optical Fiber Communication Conference (OFC '10)*, San Diego, CA, USA, Mars 2010.
- **Finalist, 2009 Corning Outstanding Student Paper Award**, présenté à *2009 Optical Fiber Communication Conference (OFC '09)*, San Diego, CA, USA, Mars 2009.
- **2009 IEEE Photonics Society Student Travel Grant**, présenté à *2009 European Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO/Europe '09)*, Munich, Germany, Juin 2009.

VU :

Le Directeur de thèse

VU :

Le Responsable de l'École Doctorale

DT UR 1904/ ENSSAT / n° 15  
VU pour autorisation de soutenance

Rennes, le 18 janvier 2011

Le Président de l'Université de Rennes 1

Guy Cathelineau

Président et par délégation  
le Vice-Président

David ALIS

VU après soutenance pour autorisation de publication :

Le Président de Jury,

Jean-claude SIMON



## Résumé

Cette thèse s'inscrit dans le contexte de la forte évolution du réseau d'abonnés sur fibre optique (FTTH). Elle a l'objectif d'étudier les solutions d'émetteurs dits "achromatiques" à base de nouveaux composants optoélectroniques pour les réseaux d'accès optiques multiplexés en longueurs d'onde (WDM-PON). Ces émetteurs doivent être peu chers et identiques chez tout abonné quelque soit la longueur d'onde de fonctionnement.

Deux types d'émetteurs achromatiques à base de modulateur réflectif sont étudiés dans cette thèse : le laser Fabry-Perot verrouillé par injection optique (IL-FP) et le modulateur électro-absorbant amplifié en réflexion (R-EAM-SOA). Les caractéristiques de l'IL-FP en régime de verrouillage sont évaluées en termes de bruit d'intensité, de modulation, de facteur de couplage phase-amplitude,... La caractérisation tant statique que dynamique est aussi effectuée pour le second composant R-EAM-SOA. D'autres fonctionnalités de ce composant comme la détection directe et la régénération promettent son grand potentiel pour la réalisation d'un dispositif multifonctionnel pour le réseau d'accès.

Il est également proposé d'utiliser pour la première fois, le laser à bâtonnets quantiques à blocage de modes (QD-MLL) comme source d'injection multi-longueurs d'onde cohérentes pour l'accès optique WDM. Il est montré qu'il est possible de supprimer le bruit de partition de modes associé à ces structures à blocage de modes.

Finalement l'intégration de ces trois composants dans des architectures WDM-PON est réalisée. La faisabilité des systèmes WDM-PON à 2,5 Gb/s à base des IL-FP injectés par une source QD-MLL est évaluée pour différentes configurations et architectures réseau. La montée en débit à 10 Gb/s est prouvée en utilisant le R-EAM-SOA. Un système WDM-PON bidirectionnel avec une capacité de 240 (24 x 10) Gb/s en voie descendante et 60 (24 x 2,5) Gb/s en voie montante a été démontré en utilisant ces solutions d'émetteurs achromatiques proposées.

Une des principales sources de dégradation du système WDM-PON bidirectionnel est la rétrodiffusion de Rayleigh pour laquelle le bruit interférométrique produit est étudié. L'impact de ce bruit sur les performances en transmission du système WDM-PON est aussi analysé.

### Mots clés :

Réseaux optiques passifs multiplexés en longueur d'onde (WDM-PON)  
Diode laser Fabry-Perot verrouillé par injection optique (IL-FP)  
Modulateur électro-absorbant amplifié en réflexion (R-EAM-SOA)  
Fonctionnement indépendant à la longueur d'onde (color-free operation)

## Executive Summary

To meet the ever-increasing bandwidth demand due to the rapid growth of broadband services, wavelength division multiplexed passive optical network (WDM-PON) has been considered as one of the most powerful candidates for the next-generation access network. However, the cost reduction and the flexibility are still key requirements to deploy this access technology. In this context, the objective of this thesis is to study the colorless transmitter solutions based on advanced optoelectronic components for WDM-PON.

Two types of colorless transmitters based on reflective modulator technologies are studied : the injection-locked Fabry-Perot laser diode (IL-FP) and the reflective amplified modulator based on monolithic integration of R-EAM-SOA. The physical characterization of IL-FP under the injection-locking regime is investigated, including the locking efficiency, intensity noise, the direct modulation, the linewidth enhancement. The dependence of these properties onto injection parameters (injected power, wavelength detuning) is also determined. Both static and dynamic characterizations of R-EAM-SOA are performed. The advanced functionalities of R-EAM-SOA, including the optical detection and noise-mitigated regeneration, are demonstrated, which prove the high potential of this component for multi-functional device in optical access network.

The quantum-dash mode-locked laser (QD-MLL) is proposed, for the first time, to be used as a coherent multi-wavelength seeding source for WDM-PON. The suppression of mode partition noise (MPN) of QD-MLL-based seeding source when combined with the studied reflective modulators is shown.

The integration of these components in WDM-PON architectures is experimentally realized. The feasibility of 2.5 Gb/s per channel WDM-PON systems using IL-FP injected by QD-MLL-based seeding source is assessed for different network architectures. The scalability up to 10 Gb/s per channel of WDM-PON system using R-EAM-SOA injected by QD-MLL-based seeding source is demonstrated. A bidirectional WDM-PON architecture allowing a total capacity as high as 240 Gb/s in downstream and 60 Gb/s in upstream using the proposed colorless transmitter solutions is experimentally demonstrated.

One of the principle impairments of bidirectional WDM-PON system is the Rayleigh backscattering (RB) effect from which the produced interferometric noise is studied. The impact of RB noise on WDM-PON transmission performances is also analyzed.

### Key words :

Wavelength Division Multiplexed Passive Optical Network (WDM-PON)

Injection-Locked Fabry-Perot laser diode (IL-FP)

Reflective Amplified Electro-Absorption Modulator (R-EAM-SOA)

Colorless (or color-free) operation