Introduction des technologies de multiplexage en longueur d'onde dense dans les futures générations de réseaux d'accès optique

Gaël Simon

▶ **To cite this version:**

Gaël Simon. Introduction des technologies de multiplexage en longueur d'onde dense dans les futures générations de réseaux d'accès optique. Electronique. Télécom ParisTech, 2016. Français. NNT : 2016ENST0076 . tel-01723785

HAL Id: tel-01723785
https://pastel.hal.science/tel-01723785

Submitted on 5 Mar 2018

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

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

ParisTech
INSTITUT DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES
PARIS INSTITUTE OF TECHNOLOGY

TELECOM ParisTech

2016-ENST-0076

EDITE - ED 130

Doctorat ParisTech

T H È S E

pour obtenir le grade de docteur délivré par

TELECOM ParisTech

Spécialité « Electronique et Communications »

présentée et soutenue publiquement par

Gaël SIMON

le 1er Décembre 2016

Introduction des technologies de multiplexage en longueur d'onde dense dans les futures générations de réseaux d'accès optique

Encadrante : **Dr. Fabienne SALIOU**
Directeur de thèse : **Prof. Didier ERASME**

Jury :

Mme Catherine ALGANI, Professeure, laboratoire ESYCOM, CNAM, Paris (Fr.)	Rapporteur
Mr Christophe PEUCHERET, Professeur, Laboratoire FOTON, ENSSAT, Lannion (Fr.)	Rapporteur
Mr Roberto GAUDINO, Professeur, Politecnico di Torino, Turin (It.)	Examinateur
Mr Derek NESSET, Ingénieur R&D, British Telecom, Ipswich (R.-U.)	Examinateur
M. Didier ERASME, Professeur, Télécom ParisTech, Paris (Fr.)	Directeur de thèse
Mme Fabienne SALIOU, Ingénieure R&D, Orange Labs, Lannion (Fr.)	Encadrante de thèse

TELECOM ParisTech
école de l'Institut Mines-Télécom - membre de ParisTech
46 rue Barrault 75013 Paris - (+33) 1 45 81 77 77 - www.telecom-paristech.fr

THÈSE

Résumé

Initialement poussées par le marché résidentiel, les évolutions du réseau d'accès optique sont aujourd'hui également stimulées par l'expansion du réseau mobile. Comme le montre le premier chapitre de ce document, l'introduction d'un multiplexage en longueur d'onde dense constitue l'une des solutions privilégiées pour permettre la montée en débit dans les réseaux d'accès optique. Dans cette thèse, l'impact de l'introduction du multiplexage en longueur d'onde dense est étudié sous trois axes :

• Une prochaine étape de l'évolution des technologies pour les réseaux d'accès passerait par une hybridation entre d'une part, un multiplexage temporel (hérité des précédentes générations), et d'autre part, un multiplexage en longueur d'onde dense. Cette technologie, appelée NGPON2-TWDM, permet aujourd'hui d'envisager des débits de 40Gb/s à 80Gb/s grâce à 4 ou 8 canaux. Les difficultés liées à la stabilité de la longueur d'onde lors de l'émission de données en mode paquet dans le sens montant du lien, ainsi que les solutions associées, sont étudiées dans le second chapitre.

• L'importance du marché que représente le réseau d'accès optique (aussi bien pour les clients résidentiels que pour les réseaux mobiles), induit la nécessité pour les différentes générations de technologies de coexister au sein d'une même infrastructure. Du fait des fortes puissances optiques en jeu et des plages spectrales allouées à chaque technologie, cette coexistence peut induire des interactions entre technologies par émission Raman stimulée, dont le principe et les impacts sont décrits dans le troisième chapitre.

• Enfin, la quatrième partie de ce document est dédiée à l'étude des limites et potentialités de la technologie self-seeded pour le multiplexage en longueur d'onde dense en bande O, capable de stabiliser automatiquement et passivement la longueur d'onde d'émission de chacun des émetteurs du système.

Abstract

Initially led by the residential market, today's optical access network evolutions are stimulated by mobile network expansion. As shown in the first chapter of this document, dense wavelength division multiplexing is one of the favorite solutions in order to increase optical access networks throughput. In this thesis, we propose a study of dense wavelength division multiplexing introduction according to three main topics :

• Service providers and equipment suppliers have decided that the next step in residential market evolution will consist in a hybridization between, on one hand, a legacy time division multiplexing, and on the other hand, a dense wavelength division multiplexing. Named NG-PON2, this technology allows today 40Gb/s to 80Gb/s thanks to 4 to 8 channel pairs. Wavelength stability of the upstream emitter under burst mode operation, and related solutions, are studied in the second chapter.

• Market importance (for both residential market and mobile networks) requires the different technologies generations to coexist on the same infrastructure. Due to the high optical power and the wavelength spans allocated to each technology, this coexistence can lead to technologies interactions by stimulated Raman scattering, as described in the third chapter.

• Finally, the fourth part of this document describes the limits and potentialities of the self-seeded emitter technology for O-band dense wavelength division multiplexing, able to automatically and passively self-stabilize the wavelength of each emitter.

Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier Didier Erasme pour avoir accepté d'être mon directeur de thèse, et pour m'avoir fait bénéficier de ses conseils et de son expertise durant ces trois années.

Je remercie également Philippe Chanclou, Frédérique Kerlen, et Joël Goinvic, respectivement responsables de l'équipe FUN/RAFT (anciennement WHS/ASHA), du département WHS, et du département FUN, pour m'avoir donné la possibilité d'effectuer cette thèse au sein d'Orange Labs.

J'adresse ma gratitude aux membres du jury, à Catherine Algani et Christophe Peucheret d'avoir accepté d'être rapporteurs de ce mémoire de thèse et également à Derrek Nesset et Roberto Gaudino pour avoir répondu favorablement en qualité d'examinateurs pour l'évaluation de mes travaux de recherche.

Mes remerciement les plus sincères vont à Fabienne Saliou pour son encadrement, sa patience, ses conseils, et pour avoir partagé avec moi ses connaissances. Merci de m'avoir fait confiance, et de m'avoir encouragé, sans quoi ce travail n'aurait jamais abouti. Merci aussi pour la bonne humeur et l'humour insufflés dans le bureau LD902bis !

De même, je souhaite remercier chaleureusement Philippe Chanclou pour avoir partagé ses compétences, son dynamisme et son enthousiasme, pour les discussions techniques enrichissantes, ainsi que pour m'avoir permis de participer à de nombreuses conférences à travers le monde.

Je souhaite également remercier toute l'équipe RAFT (anciennement ASHA) pour la bonne ambiance qui a régné au "sous-sol" du bâtiment LD, et pour la richesse des conversations qui m'ont autant apporté sur le plan professionnel que personnel. Merci donc à Luiz -*tudo bem*- Anet Neto, Bertrand Le Guyader, Naveena Genay, Stéphane Gosselin, Benoit Charbonnier, Anna Pizzinat, Fabrice Bourgart (merci pour les relectures !), Sophie Durel, Hugues Le Bras, Yann Denis, Kamil Grzybowski ; aux jeunes retraités : Philippe Guignard, Bernard Landousies, Laurent Guillo ; aux thésard et apprentis de l'équipe : Qian Deniel, Aurélien Le Breton, Thierno Diallo, Moufida Feknous, Zakaria -*bsahtek*- Tayq, Justine Konopacki, Antoine Quéré ; aux nombreux stagiaires qui sont passés par cette équipe en trois ans ; et à toutes les personnes avec lesquelles j'ai eu la chance de pouvoir échanger et collaborer, que ce soit au sein d'Orange ou par le biais de projets collaboratifs. *Un dediadenn ispicial evit Bernard ha Bertrand, a zo bet klasket e-pad tri vloaz da klevet me komz e brezhoneg !*

Et comme une vie existe en dehors de la thèse, je remercie également tous mes amis, thésards et autres, d'Orange et "externes", de Lannion et de Navarre, d'avant la thèse ou que j'ai eu la chance de rencontrer durant celle-ci, et qui m'ont tous aidé à passer trois années particulièrement agréables. Les soirées beach volley/baignade/apéro à Trébeurden resteront pour moi un souvenir inoubliable.

Enfin, un grand merci à mes parents, pour leurs encouragements permanents avant et durant cette thèse, et pour les relectures attentives de ce manuscrit.

Pour finir, un grand merci à toi, Margaux, pour ton apaisement, ton amour, ton humour et ton soutien inconditionnel.

Table des matières

Table des figures **xi**

Liste des tableaux **xvii**

Introduction générale **1**

1 Contexte et motivations **5**
1.1 Introduction du chapitre . . . 5
1.2 Le réseau d'accès optique . . . 5
1.2.1 Réseaux cœur, métropolitain, et d'accès . . . 5
1.2.2 Le FTTX, Fiber to the 7
1.2.3 Déploiement et usages du FTTX . . . 7
1.2.4 Topologie du réseau d'accès fibre . . . 9
1.3 Technologies optiques passives ITU-T pour le réseau d'accès . . . 10
1.3.1 Deux organismes de standardisation . . . 10
1.3.2 La technologie GPON . . . 11
1.3.3 La technologie XG-PON . . . 14
1.3.4 La technologie NG-PON2 . . . 14
1.3.5 La technologie XGS-PON . . . 18
1.3.6 Et ensuite ? Quel "NG-PON3" ? . . . 19
1.3.7 Coexistence des solutions PON . . . 19
1.3.8 Conclusion . . . 20
1.4 Multiplexage en longueur d'onde pour le réseau mobile . . . 20
1.4.1 "Fronthaul mobile" et "C-RAN" . . . 20
1.4.2 Besoins opérationnels du fronthaul . . . 22
1.4.3 Données territoriales . . . 23
1.4.4 Solutions . . . 24
1.4.5 Conclusion : Intérêt du WDM dense (DWDM) colorless . . . 25
1.5 Conclusion du chapitre . . . 25

2 Dérapage en longueur d'onde du NGPON2-TWDM **29**
2.1 Introduction du chapitre . . . 29
2.2 Contexte . . . 29
2.2.1 Multiplexage temporel et fréquentiel du NG-PON2 . . . 29
2.2.2 Achromaticité du NG-PON2 (le caractère "colorless") . . . 30
2.2.3 Descriptions du phénomène de dérapage en longueur d'onde . . . 31
2.2.4 Conséquences du dérapage en longueur d'onde . . . 32
2.2.5 Excursion spectrale autorisée . . . 32
2.2.6 Conclusion . . . 32
2.3 Trois types de chirp . . . 33
2.3.1 Chirp transitoire et chirp adiabatique . . . 33
2.3.2 Chirp thermique . . . 34

2.3.3 Modèle utilisé . . . 35
2.3.4 Démonstration expérimentale . . . 38
2.3.5 Conclusion . . . 41
2.4 Méthodes de mesure . . . 41
2.4.1 Première méthode : détection hétérodyne . . . 41
2.4.2 Seconde méthode : détection en "bord de filtre" . . . 48
2.4.3 Comparaison des méthodes . . . 48
2.4.4 Conclusion . . . 49
2.5 Résultats . . . 49
2.5.1 Drift G-PON, XG-PON, et candidats NG-PON2 . . . 49
2.5.2 Drift du prototype NG-PON2 Nokia . . . 52
2.5.3 Drift et accordabilité : système NG-PON2 ZTE et compléments . . . 59
2.6 Solutions potentielles . . . 62
2.6.1 Chauffage en pente douce et chauffage sous-seuil . . . 62
2.6.2 Autres solutions . . . 65
2.7 Conclusion du chapitre . . . 66

3 Diffusion Raman stimulée et coexistence PON 69
3.1 Introduction du chapitre . . . 69
3.2 Contexte . . . 69
3.2.1 Coexistence des PON . . . 69
3.2.2 Plages de longueurs d'onde allouées . . . 70
3.2.3 Puissances optiques à l'entrée de l'élément de coexistence (CEx) . . . 71
3.3 Modélisation de l'effet . . . 71
3.3.1 Diffusion Raman stimulée . . . 71
3.3.2 Modèle à deux canaux co-propagatifs . . . 73
3.3.3 Modèle à « N » canaux co-propagatifs . . . 74
3.3.4 Modèle de coexistence des PON (sens descendant uniquement) . . . 75
3.3.5 Déplétion du GPON et du XG-PON/XGS-PON (sens descendant uniquement) . . . 78
3.3.6 Déplétion du NG-PON2 (interactions entre sens montant et descendant) . . . 79
3.3.7 Conclusion . . . 80
3.4 Résultats expérimentaux et estimations . . . 80
3.4.1 Description du montage expérimental . . . 80
3.4.2 Gain du NG-PON2 . . . 81
3.4.3 Déplétion du GPON . . . 81
3.4.4 Déplétion du XG-PON/XGS-PON (estimation) . . . 84
3.4.5 Déplétion du NG-PON2 montant (estimation) . . . 85
3.4.6 Qualité du signal déplété (GPON descendant) . . . 86
3.4.7 Conclusion . . . 87
3.5 Application : infrastructure Orange . . . 87
3.5.1 Scénarios réels de déploiement . . . 88
3.5.2 Résultats . . . 89
3.5.3 Scénarios réels de déploiement . . . 90
3.6 Atténuation des interactions . . . 91
3.6.1 Actions sur la densité spectrale de puissance du signal électrique . . . 91
3.6.2 Action sur l'état de polarisation . . . 92
3.6.3 Réduction de la puissance du NG-PON2 descendante . . . 92
3.7 Conclusion du chapitre . . . 93

4 Le *Self-Seeded* pour les P.O.N. 97
4.1 Introduction du chapitre . . . 97
4.2 Solutions pour le DWDM colorless . . . 97
4.2.1 Solutions envisagées . . . 98
4.2.2 Systèmes commerciaux actuellement disponibles . . . 104
4.3 Fonctionnement physique et architectures . . . 105
4.3.1 Le RSOA . . . 105
4.3.2 L'établissement de la longueur d'onde . . . 107
4.3.3 Intérêt des composants Faraday . . . 108
4.3.4 Différentes architectures . . . 111
4.4 Principales performances (en bande C) . . . 112
4.5 Le self-seeded en bande O hors modulation . . . 113
4.5.1 Mise en évidence du fonctionnement statique en puissance . . . 114
4.5.2 Mise en évidence spectrale . . . 115
4.5.3 Temps d'établissement du phénomène (et potentialité de mode burst) . . . 116
4.5.4 Détection directe : battement self-seeded/self-seeded . . . 117
4.5.5 Comportement temporel des modes longitudinaux de la source . . . 119
4.5.6 Bruit d'intensité et bruit modal de partition . . . 124
4.6 Performances en transmissions de données et limites . . . 126
4.6.1 Architecture classique . . . 127
4.6.2 Architecture Face-To-Face (ou Amplified) . . . 129
4.6.3 Limites . . . 132
4.7 Evaluation du prototype Self-seeded Huawei . . . 136
4.7.1 Présentation du système . . . 136
4.7.2 Evaluation des "remote nodes" . . . 137
4.7.3 Puissance de sortie . . . 137
4.7.4 Performances . . . 138
4.8 Conclusion du chapitre . . . 139

Conclusion générale et perspectives 143

Contributions personnelles 149

Bibliographie 155

Glossaire 169

Annexe : Publication au *Journal of Lightwave of Technology* 173

Table des figures

1.1 Représentation schématique du réseau selon le modèle hiérarchique à trois couches. 6
1.2 Exemples d'architectures FTTX. 8
1.3 Débits descendants estimés pour différents services dans la période 2013-2020. . . 8
1.4 Exemples de topologies de réseaux d'accès. 9
1.5 Récapitulatif des technologies PON-ITU. 11
1.6 Représentation simplifiée d'une architecture point à multipoint et des multiplexages temporels TDM et TDMA, utilisés notamment par la technologie GPON. 12
1.7 Représentation schématique des bursts du signal optique reçu par l'Optical Line Terminal (OLT) fontionnant en Time Division Multiple Access (TDMA). 13
1.8 Représentation simplifiée d'une architecture point à multipoint et des multiplexages temporels TWDM et TWDMA, utilisés notamment par la technologie GPON. . . 16
1.9 Représentation simplifiée d'une architecture point à point avec multiplexage en longueur d'onde, prévue dans le cadre de la technologie NG-PON2. 18
1.10 Récapitulatif des plages de longueur d'onde allouées à chaque technologie PON-ITU. 19
1.11 Scénario de coexistence complète des technologies PON-ITU. 20
1.12 C-RAN et concentration de Base Band Unit (BBU) (*BBU hostelling*) au central. 21
1.13 Situation géographique des sites antennes en zone très dense (à gauche) et moyennement dense (à droite). [Source interne Orange, projet DIANODE] 23
1.14 Relevé des distances à vol d'oiseau entre sites antennes et centraux Node Edge. [Source interne Orange] 24
1.15 Coût comparé des ONT (similaire aux Optical Network Unit (ONU)) et OLT des technologies Gigabit-capable Passive Optical Networks (GPON), 10-Gigabit-capable Passive Optical Networks (XG-PON), et 40-Gigabit-capable Passive Optical Networks (NG-PON2)-Time and Wavelength Division Multiplexing (TWDM). [Source interne Orange, ZTE] 26

2.1 Arbre simplifié du NG-PON2 - TWDM (a), et représentation schématique des signaux optiques descendants (b) et montants (c). 30
2.2 Représentation schématique du dérapage en longueur d'onde du NG-PON2 - TWDM, d'un point de vue temporel (a) et fréquentiel (b). 31
2.3 Illustration des excursions spectrales. 33
2.4 Stimulus électrique correspondant à l'expression 2.6 36
2.5 Burst unique (haut) et chirp thermique correspondant (bas). *Simulation* 36
2.6 Burst périodique (haut) et chirp thermique correspondant (bas). *Simulation* . . . 36
2.7 a),b),c) : signal optique. d), e), f) : glissement de fréquence correspondant (mesures en rouge et modélisation en tirets noirs). *(* : Un zoom sur les premières microsecondes des figures a) et d) est présenté sur la figure 2.10).* 39
2.8 Amplitude du drift estimée en fonction du rapport cyclique, selon les paramètres de la figure 2.7. *Courbe en "U renversé"* 40
2.9 Amplitude du drift estimée en fonction de la période du cycle, selon les paramètres de la figure 2.7. 40

2.10 a) Zoom sur les premières microsecondes du signal optique de la figure 2.7.b, et c) drift correspondant (zoom de la figure figure 2.7.e). Le drift modélisé sur (c) est décomposé en la contribution du chirp adiabatique (b) et du chirp thermique (d). 41
2.11 Montages expérimentaux pour la mesure de drift avec détection hétérodyne. En a) : utilisation d'un détecteur cohérent. En b) : simple photodiode. Les principales étapes sont représentées en c). 42
2.12 Décomposition de l'algorithme de Savitzky-Golay. Détermination des coefficients du polynôme (ici d'ordre 3) sur une fenêtre d'échantillonnage donnée (ici 5 échantillons, en bleu), puis décalage de la fenêtre d'un échantillon et détermination du nouveau polynôme.*Simulation* 46
2.13 Résultats du lissage (en-haut), et de la dérivation lissée (en-bas), pour différents filtres. La colonne centrale correspond au cas de la figure 2.12. *Simulation* 47
2.14 Montage expérimental pour la mesure de drift avec détection en "bord de filtre". 48
2.15 Comparaison des mesures de drift avec méthode hétérodyne (rouge) et en "bord de filtre" (bleu). 49
2.16 Burst (haut), Battement (milieu), et fréquence instantanée correspondante (bas ; après traitement). *Laser : DFB ; Burst : 1µs.* 51
2.17 Amplitude du drift selon la longueur du burst pour les quatre émetteurs (cycle : 125µs). 51
2.18 Zoom sur quelques bits de la figure 2.16. Burst (haut), Battement (milieu), et fréquence instantanée correspondante (avant traitement). *Laser : DFB ; Burst : 1µs ; Débit : 2.5Gb/s.* 52
2.19 Schéma du prototype TWDM-PON Nokia 53
2.20 Spectre optique de l'ONU A émettant un burst de 59µs (trait bleu continu), fonction de transfert du démultiplexeur (pointillés rouges), et zones non-recommandées (rectangles noirs en tirets) [Résolution : 20pm]. 54
2.21 Largeur spectrale à -15dB du spectre optique de l'ONU A. 54
2.22 Burst optique (haut) et dérapage en longueur d'onde correspondant (bas), sur la totalité du burst ((a) et (c)) et sur les premières 300ns du burst ((b) et (d)). . . . 55
2.23 Burst de 59µs (a) et fréquence optique correspondant (b), comparés au spectre optique (c) [Résolution : 20pm]. 57
2.24 Largeur spectrale unilatérale "basse longueur d'onde" à -15dB (trait noirs pleins), mesures temporelles de drift correspondantes (tirets gris), et durée de hors-bande possible (pointillés noirs), selon la longueur du burst. 58
2.25 Dérapage et décalage de longueur d'onde du système ZTE. 59
2.26 Puissance moyenne émise par les 4 ONU, sur les 4 canaux testés *(burst : 256µs/500µs).* 60
2.27 Drift des 4 ONU, sur les 4 canaux testés *(burst : 256µs/500µs).* 60
2.28 Puissance pic et drift du laser commercial pour les différents canaux (courant de burst fixe : 40mA). 61
2.29 Spectres optiques (courant de burst fixe : 40mA). 61
2.30 Courant électrique appliqué et drift du laser commercial pour les différents canaux (puissance pique fixe : 3dBm). 61
2.31 Spectres optiques (puissance pique fixe : 3dBm). 61
2.32 Courants appliqués au laser (haut), puissance optique en sortie du laser (milieu), et drift correspondant (bas), dans le cas d'utilisation de différents solutions. . . . 63
2.33 Comparaison de la solution Chauffage en Pente Douce (CPD), et CPD+Chauffage Sous-Seuil (CSS), pour différents temps de montée. 64

3.1 Arbre PON. 70
3.2 Plan de longueur d'onde des différentes technologies PON considérées. 71
3.3 Illustration schématique de la diffusion Raman stimulée du point de vue énergétique. 72

3.4 Gain Raman g_R selon la différence de longueur d'onde entre pompe et Stokes, pour les fibres optiques en silicium monomodes standard (ITU G.652), et pour des signaux co-polarisés. . . . 73
3.5 Représentation schématique du spectre des deux canaux considérés . . . 74
3.6 Gain de la diffusion Raman stimulée en fonction de l'écart entre longueurs d'ondes, pour le modèle à deux canaux . . . 74
3.7 Représentation schématique du spectre des N=4 canaux considérés, et des 6 interactions possibles. . . . 74
3.8 Gain de la diffusion Raman stimulée en fonction de l'écart entre longueurs d'ondes, pour le modèle à N=4 canaux . . . 74
3.9 Représentation schématique du spectre des canaux PON . . . 75
3.10 Gain de la diffusion Raman stimulée en fonction de l'écart entre longueurs d'ondes, pour le modèle de coexistence des PON . . . 75
3.11 Illustration des simplifications proposées pour décrire les interactions par effet Raman dans le Passive Optical Network (PON) (sens descendant). A gauche : spectre original du sens descendant. A droite : spectre du sens descendant après simplifications (équivalent au système d'équations 3.4). . . . 77
3.12 Représentation schématique du spectre des canaux NG-PON2 montants et descendants. . . . 79
3.13 Gain de la diffusion Raman stimulée en fonction de l'écart entre longueurs d'ondes, pour le modèle de coexistence des PON. . . . 79
3.14 Montage expérimental. . . . 81
3.15 Gain du NG-PON2 selon la puissance du GPON, pour différentes longueurs de fibre commune (résultats expérimentaux ; puissance du NG-PON2 : 4.7dBm). . . . 82
3.16 Déplétion du GPON selon la puissance du NG-PON2, pour différentes puissance du GPON (résultats expérimentaux ; fibre commune : 40km). . . . 83
3.17 Déplétion du GPON descendant selon la puissance du NG-PON2, pour différentes longueurs de fibre commune (résultats expérimentaux ; puissance du GPON : 1.7dBm). . . . 84
3.18 Déplétion du XG-PON descendant selon la puissance du NG-PON2, pour différentes longueurs de fibre commune (estimations). . . . 85
3.19 Déplétion du NG-PON2-TWDM montant selon la puissance du NG-PON2 descendant, pour différentes longueurs de fibre commune (estimations). . . . 86
3.20 Budget optique du GPON, sans (tirets) et avec (traits pleins) « NGPON2 ». . . . 87
3.21 Diagrammes de l'œil du GPON (a et b), et « NGPON2 »(c et d), avec le second canal éteint (a et c), ou en fonctionnement (b et d). . . . 87
3.22 Scénarios d'ingénierie FTTX pour zones moyennement denses ou peu denses. . . . 88
3.23 Distribution des budgets optique (données terrain d'Orange, août 2016, 42000 foyers, Alsace-Lorraine). . . . 90
3.24 Densité spectrale de puissance de différents codages (débit binaire normalisé). . . . 92

4.1 Principe de la source large découpée. . . . 98
4.2 Principe de la source laser Fabry-Perot à verrouillage externe. . . . 99
4.3 Principe de la source Reflective Semiconductor Optical Amplifier (RSOA) à injection externe. . . . 100
4.4 Principe des sources Fabry-Pérot / RSOA à rétro-injection. . . . 100
4.5 Principe de la solution à base de R-EAM à injection externe. . . . 101
4.6 Principe de la solution à base de laser accordable. . . . 101
4.7 Principe de la solution à base de laser accordable. . . . 104
4.8 RSOA sur embase, avec fibre de collecte et pointe d'alimentation. . . . 106
4.9 effet de la modulation électro-optique d'un RSOA. . . . 107
4.10 effet de la modulation optique-optique d'un RSOA. . . . 107

4.11 Schéma simplifié de la source self-seeded, et étapes d'établissement de la longueur d'onde. . . . 108
4.12 Source Self-Seeded classique avec composants Faraday. . . . 109
4.13 Self-Seeded classique. Architecture simplifiée. . . . 111
4.14 Self-Seeded « Face-To-Face », ou « Amplified ». Architecture simplifiée. . . . 111
4.15 Récapitulatif des performances record du self-seeded en bande C. . . . 112
4.16 Bande passante comparée de RSOA en bande C (noir) en bande O (rouge). . . . 114
4.17 Puissance en fonction du courant d'alimentation et de l'atténuation dans la cavité pour a) la source à émission spontanée amplifiée découpée, et b) la source self-seeded. 115
4.18 Spectres comparés de l'Amplified Spontaneous Emission (ASE) du RSOA (bleu), de l'ASE filtré (magenta), et du self-seeded (rouge) [Résolution : 20pm]. . . . 116
4.19 Mise en évidence de la montée graduelle de la puissance optique du self-seeded pour une cavité de 10m (a), une cavité de 10m où 4dB de pertes sont insérées comparé au premier cas (b), et pour une longueur de cavité de 3km sans atténuation additionnelle (c). . . . 117
4.20 a,b,c : Spectres électriques des signaux optiques directement détectés, pour différentes longueurs de cavité. d : Intervalles Spectraux Libres en fonction de la longueur de cavité. . . . 118
4.21 Montage expérimental (a), représentation schématique du spectre optique du self-seeded (b), et représentation schématique du spectre électrique détecté par la photodiode.. . . . 120
4.22 Densité spectrale de puissance et spectrogrammes du self-seeded avec/sans oscillateur local ($|\nu_n - \nu_{ol}| = 12GHz$). . . . 121
4.23 a) Filtre en "cosinus surélevé". b) Représentation schématique du mode de filtrage du signal. . . . 122
4.24 Amplitude $\rho(t)$ de trois modes de la source self-seeded. . . . 123
4.25 Bruit d'intensité relatif (RIN) de la source self-seeded (cavité de 10m, multiplexeur "plat"). Chaque figure présente le moyennage de dix mesures réalisées sur la plage indiquée au-dessus. . . . 125
4.26 Variation du RIN avant/après démultiplexeur pour deux types de multiplexeur / démultiplexeur. . . . 126
4.27 Montage expérimental : architecture Self-Seeded classique. . . . 127
4.28 Performances en transmission en termes de TEB en fonction de la *puissance reçue* à 2.5Gb/s, pour une architecture classique avec différentes longueurs de cavité (courbes en traits pleins) et différentes atténuations dans la cavité (courbes en pointillés). . . . 128
4.29 Performances en transmission en termes de TEB en fonction de *l'atténuation dans la cavité* à 2.5Gb/s, pour une architecture classique avec différentes longueurs de cavité (courbes en traits pleins) et différentes atténuations dans la cavité (courbes en pointillés). . . . 128
4.30 Performances améliorées (choix du ratio du coupleur) en transmission en termes de TEB en fonction de la puissance reçue, à 2.5Gb/s. . . . 129
4.31 Montage expérimental : architecture Self-Seeded Face-To-Face. . . . 130
4.32 Performances en transmission en termes de TEB en fonction de la *puissance reçue* à 2.5Gb/s, pour une architecture *Face-To-Face* avec différentes longueurs de cavité (courbes en traits pleins) et différentes atténuations dans la cavité (courbes en pointillés). . . . 130
4.33 Diagrammes de l'œil du signal optique à l'entrée du RSOA2 (a) (Taux d'extinction : 6.4dB) et à la sortie du RSOA2 (b). . . . 130
4.34 Performances en fonction de la longueur de cavité, pour la source en configuration Face-To-Face, à 2.5Gb/s. . . . 131

4.35 Montage expérimental : Démultiplexage. 132
4.36 Impact du démultiplexage observé grâce au TEB (à gauche) et sur le spectre (à droite), à 2.5Gb/s. [Résol : 20pm] 133
4.37 Montage expérimental : Démultiplexeur désaccordé. 133
4.38 A gauche : TEB (pour -20dBm de puissance reçue) et puissance optique en fonction du désaccord. A droite : Spectres correspondants. 133
4.39 Montage expérimental : Interactions entre canaux. 134
4.40 Impact du crosstalk sur le TEB. 134
4.41 Montage expérimental : Réflexions parasites. 135
4.42 Impact des réflexions parasites sur le TEB. 135
4.43 Système complet. Le détail des éléments passifs du "remote node" (rectangle jaune) est donné par la figure 4.44. 136
4.44 "Remote node" du système. 137
4.45 Fonction de transfert du démultiplexeur (gauche) et du multiplexeur (droite). . . 138
4.46 Superposition de la fonction de transfert du multiplexeur et du démultiplexeur. . 138
4.47 Puissances optiques en sortie de cavité pour les 16 canaux du multiplexeur. . . . 139
4.48 Récapitulatif des performances record du self-seeded en bande C et O. 140

Liste des tableaux

1.1 Récapitulatif des caractéristiques du GPON, pour la classe de budget optique B+ (classe la plus courante, cf norme G.984.2 Amd1). 13
1.2 Récapitulatif des caractéristiques du XG-PON (standard International Telecommunication Union (ITU-T) G.987.2). 14
1.3 Récapitulatif des caractéristiques du NG-PON2-TWDM (standard ITU-T G.989.2). 17
1.4 Récapitulatif des caractéristiques du NG-PON2-WDM (standard ITU-T G.989.2) (les "x" correspondent à des valeurs à préciser ultérieurement). 18

2.1 Récapitulatif des émetteurs testés 50
2.2 Drifts totaux pour les ONU A et B 56

3.1 Paramètres appliqués au modèle de déplétion *on/off* du GPON descendant (expression 3.8 page 79), pour réaliser les courbes de la figure 3.17. 82
3.2 Récapitulatif des estimations des pires déplétions GPON (dB). 84
3.3 Paramètres appliqués au modèle de déplétion *on/off* du XG-PON descendant (expression 3.9 page 79), pour réaliser les courbes de la figure 3.18. 85
3.4 Récapitulatif des estimations des pires déplétions XG-PON (dB). 85
3.5 Paramètres appliqués au modèle de déplétion *on/off* du NG-PON2-TWDM montant (expression 3.12 page 80), pour réaliser les courbes de la figure 3.19. 86
3.6 Récapitulatif des estimations des pires déplétions NG-PON2 montant (dB). . . . 86
3.7 Synthèse des pires déplétions par diffusion Raman stimulée, estimées pour les scénarios de déploiement en zones moyennement denses ou peu denses. Les triplets de chaque case $[x/y/z]$ correspondent respectivement aux déplétions du [GPON descendant / XG-PON descendant (ou XGS-PON descendant) / NG-PON2-TWDM montant], en dB. 89
3.8 Probabilité de pannes des ONU GPON selon les quatre scénarios de la figure 3.22 et du degré de coexistence. 90

4.1 Récapitulatif des technologies colorless et de leurs caractéristiques (liste non-exhaustive). 103
4.2 Correspondances entre les points de la figure 4.15 et les publications. 112
4.3 Résumé des principales performances en bande O 131
4.4 Performances du canal 11, sens descendant. Les résultats sont donnés en termes de budget optique atteignable avant de perdre au moins une trame. 139
4.5 Correspondances entre les points de la figure 4.48 et les publications. 140

Introduction générale

Les transmissions par fibres optiques ont révolutionné le monde des télécommunications.

La bande passante de la fibre optique, mais aussi sa capacité de multiplexage ainsi que le développement de technologies d'émission/détection optoélectronique à coût abordable offrent chaque jour à des milliards d'utilisateurs la possibilité d'échanger des informations. On s'intéresse en particulier dans ce document au segment "accès" des réseaux de télécommunications, qui constitue les derniers kilomètres séparant le central de l'opérateur du client final. La fibre optique est actuellement massivement déployée dans le réseau d'accès pour remplacer les traditionnelles liaisons en cuivre pour les clients résidentiels, en France notamment.

Du fait de l'importance du nombre de clients à connecter, les différents acteurs du marché du réseau d'accès optique ont opté pour le déploiement de la topologie point à multipoint. Cela permet une meilleure mutualisation de la fibre optique (donc une réduction des coûts d'infrastructure) par un partage temporel du canal de transmission (le TDM descendant et TDMA montant) sur deux longueurs d'onde (une pour chaque sens de transmission). Le choix de cette topologie a entraîné le développement de la technologie G-PON (*Gigabit capable Passive Optical Networks*), capable d'offrir des débits physiques partagés de 2.5Gb/s et 1.25Gb/s dans le sens descendant et le sens montant, respectivement. C'est cette technologie qui est actuellement largement déployée dans le monde et par le groupe Orange dans le cadre des raccordements en fibre optique des clients résidentiels.

Sans attendre l'engorgement de la technologie G-PON, les acteurs du marché se sont attelés à la définition de ses successeurs, dénommés XG-PON (*10-Gigabit-capable Passive Optical Networks*) et XGS-PON (*10-Gigabit-capable Symmetric Passive Optical Networks*). Ils offrent des débits physiques de 10Gb/s et 2.5Gb/s dans le sens descendant et le sens montant, respectivement, pour le XG-PON, et de 10Gb/s symétrique pour le XGS-PON. Les technologies XG-PON et XGS-PON sont conçues pour prendre le relais du G-PON et donc supporter la topologie point à multipoint tout en permettant leur coexistence sur l'infrastructure existante.

Enfin, même s'il n'existe pour le moment que des prémices de déploiement du XG-PON et du XGS-PON en Asie, les différents acteurs du marché ont travaillé à la définition d'une seconde génération post-G-PON, le NG-PON2 (*40-Gigabit-capable Passive Optical Networks*). La discussion technique a convergé vers une solution basée sur 4 (voire 8) systèmes de type XG-PON, travaillant en multiplexage en longueur d'onde dense : ce NG-PON2 consiste alors en une superposition d'un multiplexage temporel (hérité du G-PON et amélioré pour le XG-PON), et d'un multiplexage en longueur d'onde dense. Cette solution est généralement nommée NG-PON2-TWDM, ce qui sera détaillé par la suite dans ce document. Autre nouveauté pour le NG-PON2-TWDM : l'achromaticité des émetteurs (ou caractère *colorless*, en anglais) et la sélectivité en longueur d'onde du récepteur pour le module opto-électronique du client. Cette notion dans le cas particulier du NG-PON2-TWDM, a pour objectif de banaliser les émetteurs NG-PON2-TWDM de manière à réduire les contraintes d'inventaire et de fabrication des équipements. Cela implique que les émetteurs côté client soient capables de s'accorder en longueur d'onde sur les différents canaux physiques du système. Cette notion, simple en apparence, constitue une rupture en comparaison des générations antérieures de réseaux d'accès optique qui fonctionnaient sur la base d'un gabarit fixe d'allocation en longueur d'onde pour le sens montant et le sens descendant. Cette accordabilité en longueur d'onde constitue un challenge technologique, du fait

de la nécessité de rester dans les faisabilités et les coûts du marché de l'accès optique.

Parallèlement, des besoins de solutions uniquement basées sur le multiplexage en longueur d'onde dense (sans multiplexage temporel) ont été exprimés, notamment pour les entreprises qui souhaitent avoir un canal en longueur d'onde dédié pour réaliser une connectivité logique point à point sur une infrastructure point à multi-point. On parlera alors de NG-PON2-PtP WDM, ou de NG-PON2-WDM (en opposition au NG-PON2-TWDM).

Un autre segment de réseau s'intéresse à l'usage de la fibre optique dans l'accès : la collecte du trafic entre d'une part, les sites antennaires des réseaux de téléphonie mobile, et d'autre part, le central. Un nouveau segment de réseau est ainsi apparu, avec la possibilité de distribuer dans deux équipements différents les fonctions jusqu'alors concentrées en un seul, de manière à déporter et regrouper une partie des fonctions de liens homologues. Il s'agit du *fronthaul*. Les interfaces actuelles du fronthaul privilégient l'usage d'un accès optique basé sur le multiplexage en longueur d'onde.

Des évolutions du réseau d'accès optique, précédemment décrites et qui seront plus longuement développées dans le premier chapitre de ce document, découlent plusieurs interrogations. On se concentrera sur trois problématiques distinctes, ayant toutes une thématique commune : *l'introduction des technologies de multiplexage en longueur d'onde dense dans les futures générations de réseaux d'accès optique.*

• Dérapage en longueur d'onde dans le sens montant de la future technologie NG-PON2

Tout d'abord, la solution NG-PON2-TWDM constitue une évolution en comparaison de ses prédécesseurs (G-PON et XG-PON/XGS-PON), du fait d'une part, de l'introduction d'un multiplexage en longueur d'onde dense en plus du multiplexage temporel hérité du G-PON, mais aussi en raison du besoin d'achromaticité des émetteurs côté client. Dans le sens montant du lien, chaque émetteur du lien optique communique avec son récepteur associé durant une fenêtre de temps déterminée, puis se "tait" (le laser s'éteint) pour laisser « parler » l'émetteur voisin, etc. Cependant, il apparait que lors de l'allumage d'un laser, sa longueur d'onde « dérape » légèrement autour de celle souhaitée, et ce, dans une fenêtre de temps pouvant être aussi brève qu'une dizaine ou une centaine de nanosecondes. Ce problème, insignifiant pour les générations antérieures qui ne supposaient pas de multiplexage en longueur d'onde, n'est pas négligeable pour les technologies supportant un multiplexage en longueur d'onde, particulièrement quand celui-ci est dense. En effet, comme présenté dans le second chapitre de ce document, le dérapage très rapide de la longueur d'onde de l'émetteur peut présenter une excursion spectrale de l'ordre de la centaine de gigahertz. Les conséquences sur la qualité des transmissions, aussi bien pour le canal considéré que pour les canaux adjacents, peuvent alors être importantes quand on envisage un espacement entre canaux de 50GHz à 200GHz.

On propose dans le second chapitre de ce document une étude théorique et pratique de ce phénomène de dérapage en longueur d'onde, avant de présenter des moyens de résoudre ce problème.

• Impacts de la diffusion Raman stimulée sur la coexistence PON

Du fait du grand nombre de clients visés par le marché du réseau d'accès et des technologies associées (1.6 million de clients résidentiels prévus en France pour l'opérateur Orange, pour la fin 2016), la transition entre les différentes générations de technologies ne pourra se faire qu'en douceur, sur une période de plusieurs années. Dès lors, la solution préconisée par les opérateurs et les fournisseurs d'équipements repose sur la nécessité de coexistence des différentes générations. Cette coexistence est permise par l'attribution d'une plage de longueurs d'onde distincte pour chaque génération de technologies.

Cependant, les recommandations du NG-PON2 supposent des puissances optiques par canal

plus élevées que pour les générations antérieures (aussi bien pour le NG-PON2-TWDM que pour le NG-PON2-WDM). L'espacement entre canaux de l'ordre de plusieurs dizaines voir centaines de nanomètres, ainsi que les fortes puissances optiques, sont propices à l'apparition de la diffusion Raman stimulée au sein de la fibre optique monomode standard. Comme on le verra dans le troisième chapitre de ce document, ces interactions par diffusion Raman stimulée peuvent faire l'objet de transfert d'énergie optique d'une technologie vers une autre, notamment du G-PON vers le NG-PON2. Ces interactions seront décrites théoriquement et expérimentalement, de manière à estimer l'impact potentiel pour les clients. Des solutions seront également proposées à la fin du troisième chapitre.

• **La source optique Self-Seeded Colorless pour les réseaux d'accès optique**

Le segment "fronthaul" du réseau d'accès mobile d'une part, mais aussi la technologie NG-PON2-PtP WDM pour les services aux entreprises, nécessitent des solutions de multiplexage en longueur d'onde dense, dont les coûts et la simplicité de déploiement et d'entretien doivent être compatibles avec le marché de masse que représente le réseau d'accès. Dans le but de répondre à cet objectif, une solution achromatique, appelée "self-seeded", a été proposée. Celle-ci consiste en une source optique à cavité externe longue modulable, capable d'auto-stabiliser sa longueur d'onde de manière passive (autrement dit sans un quelconque contrôle externe) en fonction de l'infrastructure (le canal du multiplexeur en longueur d'onde).

La source optique self-seeded pour le réseau d'accès a déjà été étudiée précédemment dans le cadre d'une thèse dans la même équipe d'Orange Labs [1, 2, 3]. Cependant, la nouveauté, présentée dans le quatrième et dernier chapitre de ce document, concerne la bande optique de travail. En effet, les travaux antérieurs à cette thèse ont montré la limitation induite par la dispersion chromatique. Les travaux présentés ici sont réalisés dans la bande O des télécommunications (1260-1360nm) qui présente le minimum de dispersion chromatique des fibres optiques monomodes standards. Les performances de la source self-seeded, mais aussi ses limites, seront mises en évidence dans le quatrième et dernier chapitre de ce document, de manière à conclure sur la capacité de la source à répondre à la demande de solutions de multiplexage en longueur d'onde dense.

Finalement, ce document devra permettre au lecteur placé dans le contexte de l'évolution des réseaux d'accès optiques d'identifier les challenges propres à ces trois problématiques :

- L'accordabilité en longueur d'onde de la source laser de l'équipement côté client telle qu'elle est définie par le standard est-elle implémentable à l'échelle industrielle ?
- Quel sera l'impact de la coexistence des différentes générations de technologies d'accès optique sur une même fibre optique ?
- Quelles sont les propriétés de transmission d'une source laser achromatique passivement accordée par l'infrastructure ?

Chapitre 1

Contexte et motivations

1.1 Introduction du chapitre

Ce premier chapitre a pour objectif de situer l'objet de l'étude présentée dans la globalité de ce document. Cela se fera tout d'abord en situant, parmi la totalité du réseau, le segment étudié, appelé réseau d'accès optique. Par la suite, les usages et topologies de réseau seront décrits de manière à mieux comprendre les systèmes de transmission optique déployés, standardisés, ou simplement étudiés. Le lecteur aura ainsi une vue globale de la situation, de manière à appréhender les problèmes d'augmentation exponentielle du trafic et ainsi mieux comprendre les limitations du réseau actuel. Ceci permettra de mettre en évidence les problématiques de dimensionnement du réseau en fonction des demandes actuelles, mais également celles de renouvellement du réseau, dans laquelle s'inscrit l'étude présentée dans ce document.

1.2 Le réseau d'accès optique

En 2016, il est prévu que le trafic annuel mondial dépasse le zettaoctet (10^{21} octets) [4], soit l'équivalent du transfert de plus d'un milliard de milliard de films de 700Mo. Plus de la moitié de ce trafic est actuellement dédié aux ordinateurs personnels. Cependant, cette proportion tend à diminuer du fait du développement de nouvelles interfaces : télévisions haute définition, tablettes, *machine to machine* (internet des objets), smartphones,... Ce sont d'ailleurs ces derniers qui devraient devenir les principaux acteurs du marché en 2020, avec un trafic mondial en hausse de 58% par an pour les réseaux mobiles.

1.2.1 Réseaux cœur, métropolitain, et d'accès

Plusieurs modèles d'architecture ont été proposés pour décrire le réseau, cependant le modèle hiérarchique à trois couches de Cisco [5] (ou *three-layered hierarchical internetworking design model*), représenté sur la figure 1.1, fait office de référence. Dans ce modèle, les trois couches sont :

- la couche cœur
- la couche distribution
- la couche accès

Le rôle de la couche cœur est de lier entre eux les points importants du réseau, à échelles nationale et internationale, les grandes agglomérations notamment. Cette couche constitue l'ossature du réseau optique, raison pour laquelle on l'appelle parfois "backbone". C'est aussi cette couche qui comporte les distances de transmission les plus longues (à l'exception des câbles transcontinentaux sous-marins) et les débits les plus importants. En France en 2016, ces liens peuvent compter jusqu'à 80 canaux (voire 88 ou 96 canaux) modulés à un débit allant jusqu'à 100Gb/s et multiplexés en longueur d'onde dans chaque fibre, soit un débit s'approchant de 10Tb/s par

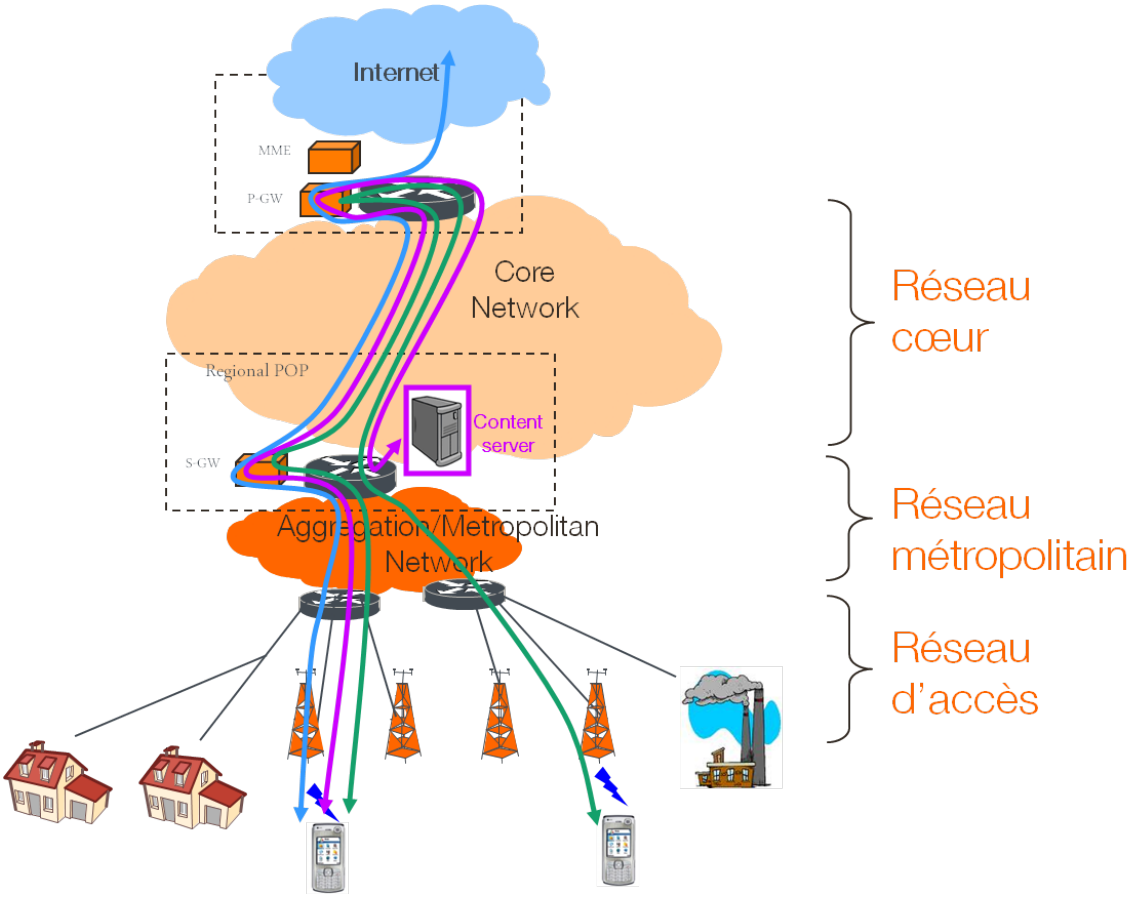

FIGURE 1.1 – Représentation schématique du réseau selon le modèle hiérarchique à trois couches.

fibre optique [6, 7]. Les signaux de chaque canal sont modulés en phase en QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) à un débit de 32 Gbaud/s, et cela sur chacun des deux axes de polarisation.

La couche distribution comporte le réseau d'agrégation aussi appelé "réseau métropolitain", qui relie différents points majeurs du réseau à une échelle régionale. Le réseau cœur et le réseau métropolitain constituent le *réseau de transport*. Celui-ci est défini par l'ITU-T comme "capable d'apporter les fonctionnalités de transport, multiplexage, switching, management, supervision, et 'survivabilité' des canaux optiques transportant les signaux des clients" [8].

Enfin, le réseau d'accès relie le client au reste du réseau. On distingue en général deux catégories de réseaux d'accès : l'accès fixe, pour l'accès internet et téléphonique par câble, et l'accès mobile pour les réseaux de téléphonie sans fil. Les portions du réseau d'accès déployées en cuivre voient leur renouvellement passer par la fibre optique, de manière à permettre la montée en débit de ce segment de réseau. On parle alors de *réseau d'accès fibre*. La faible longueur du lien du réseau d'accès fibre (10-20km typiquement) ne nécessite pas l'utilisation d'équipements optiques actifs entre l'émetteur et le récepteur, dans la majorité des cas. Il est alors possible de déployer le réseau d'accès fibre sous la forme d'un réseau passif de fibres optiques, connu sous le nom de PON, qui a l'avantage de réduire les coûts d'équipement et d'utilisation (CAPital EXpenditures (CAPEX) et OPerating EXpenditures (OPEX)). Cet avantage est d'autant plus intéressant que le réseau d'accès fibre constitue un marché de masse, puisque chaque client pourra disposer sous peu d'une connexion très haut débit par fibre optique à son domicile.

Comme le montre la figure 1.1, le réseau d'accès dispose de différentes terminaisons : résidences privées, bâtiments publics ou d'entreprises, antennes du réseau mobile,... Du fait de la variété d'applications et de la diversité de territoires (zones rurales, centres-villes, ...) une large gamme d'architectures a été développée.

1.2.2 Le FTTX, Fiber to the ...

La constante augmentation des demandes en termes de débit, engendrée par l'explosion de l'usage des Technologies de l'Information et de la Communication (TIC) a progressivement poussé à ses limites le réseau d'accès basé sur des câbles en cuivre (téléphonique et internet Asymmetric Digital Subscriber Line (ADSL) principalement). Les performances des câbles cuivre sont en effet limitées par leur bande passante (quelques dizaines de mégahertz) et par la distance devant être parcourue par le signal. En 2014, une équipe des Bell Labs démontrait (en laboratoire) la possibilité de transmettre 10Gb/s sur câble cuivre sur une distance de 30m [9], établissant ainsi un record. La fibre optique démontre pour sa part des débits de plusieurs térabits dans le réseau cœur, et ce sur des milliers de kilomètres. Ceci ne laisse pas apparaitre de limite prochaine en termes de débit pour une application de la fibre optique comme canal de transmission dans le réseau d'accès : la limite semble plutôt venir du coût des équipements optiques actifs capables de fonctionner à ces débits.

Il existe une large gamme de solutions pour les réseaux d'accès fixe. En effet, malgré les qualités de la fibre optique, les contraintes économiques ont poussé les différents acteurs du marché à réutiliser les infrastructures cuivres déployées. Dès lors, plusieurs architectures hybrides optique-cuivre pour le haut débit ont été imaginées. Celles-ci sont généralement désignées sous le sigle *FTTX*, *Fiber to the "..."* (*fibre jusqu'à ...*) :

- FTTC/FTTCurb : *Fiber to the Curb* (*fibre jusqu'au trottoir*). Il permet par exemple de réutiliser les derniers 500m de paire cuivrée, séparant le trottoir de l'équipement chez le client. La transmission sur cuivre se fait alors en xDSL.
- FTTC/FTTCab : *Fiber to the Cabinet* (*fibre jusqu'au sous-répartiteur*). Une fibre optique transporte les données entre le répartiteur (local appartenant à l'opérateur) et le sous-répartiteur, armoire de rue. Le signal est ensuite aiguillé vers les différents abonnés par des liens en cuivre sur les derniers mètres. C'est cette architecture qui est déployée en majorité au Royaume-Uni.
- FTTB : *Fiber to the Building* (*fibre jusqu'à l'immeuble*). La connexion en fibre optique va du central optique jusqu'au pied d'un immeuble. On parle aussi parfois de FTTLA *Fiber to the Last Amplifier* (*fibre jusqu'au dernier amplificateur*), ce qui est presque identique. Cette technologie est utilisée en France par SFR, en complément du FTTH. Elle permet de réutiliser les derniers mètres de cuivre et d'éviter des travaux au sein des immeubles.
- FTTH : *Fiber to the Home* (*fibre jusqu'à la maison / jusqu'au domicile*). La totalité du lien entre le logement du client et le central se fait par fibre optique uniquement.
- FTTA : *Fiber to the Antenna* (*fibre jusqu'à l'antenne*). L'explosion du trafic de données sur le réseau mobile entraine la nécessité d'augmenter les débits entre l'antenne et le central de l'opérateur. Ce segment de réseau sera développé plus en détail dans ce chapitre (voir page 21).
- FTTO : *Fiber to the Office* (*fibre jusqu'au bureau*). Offres dédiées aux professionnels (sièges sociaux, administrations, sites informatiques, centres d'appels, usines, centres médicaux, ...), à leurs usages (nouveaux outils de travail collaboratif, visioconférence, téléphonie sur IP haute définition, ...), et à leurs besoins (qualité de service, sécurité,...).

La liste des *FTTX* est en réalité très longue, *X* pouvant également signifier *Neighbourhood*, *Street*, *Node*, *Premises*, *Office*, ... (quartier, rue, répartiteur, locaux, bureaux, ...). La figure 1.2 présente quelques exemples de FTTX [10].

1.2.3 Déploiement et usages du FTTX

A la mi-2013, environ 160 millions de foyers dans le monde étaient abonnés au *Très Haut Débit*, et 66% d'entre eux l'étaient via un accès FTTH/FTTB, les autres utilisant un accès câble/DOCSIS (accès à internet par les anciens réseaux de télévision par câble) ou DSL. Le marché du FTTH/FTTB est en forte croissance (25% par an) ce qui laisse présager entre 200

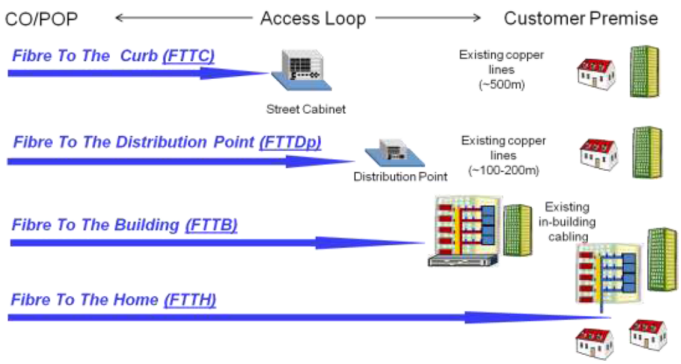

FIGURE 1.2 – Exemples d'architectures FTTX [10].

et 250 millions d'abonnés dans le monde en 2017 [11]. Ces abonnés sont principalement présents en Asie (71%) du fait de l'importance de la population, contre un peu plus de 5% en Europe occidentale [11].

Concernant la France, l'Autorité de Régulation des Communications Electroniques et des Postes (ARCEP) comptabilisait au premier trimestre 2016 1.566.000 abonnements Très Haut Débit fibre (FTTH et FTTLA principalement) parmi les 6.000.000 de logements éligibles au même moment [12].

La croissance du nombre d'abonnements est menée par les nombreux services requérant de plus en plus de bande passante. Le visionnement de vidéos est le premier service consommateur de bande passante descendante par le biais notamment du site Youtube, mais également des services de vidéo à la demande. Par exemple, le fameux service de streaming *Netflix* représentait à lui seul en 2013 30% de la consommation (en téléchargement) lors des pics d'audiences (fin de soirée) en Amérique du Nord [13]. La mise sur le marché de téléviseurs ultra-haute définition (également appelés UHD-TV, télévisions 4K ou 8K) et les 18Mbps nécessaires (contre 2Mbps et 7.2Mbps respectivement pour la basse définition et la haute définition) laissent présager de beaux jours pour les acteurs du marché, d'autant que l'on s'attend à ce qu'en 2020 40% des téléviseurs fonctionnent en UHD [4].

D'autres services accroissent également le trafic : téléchargement *peer-to-peer*, jeux en ligne, réseaux sociaux, télétravail, ... (voir figure 1.3). Le lecteur souhaitant en apprendre plus pourra se reporter au document suivant : [14].

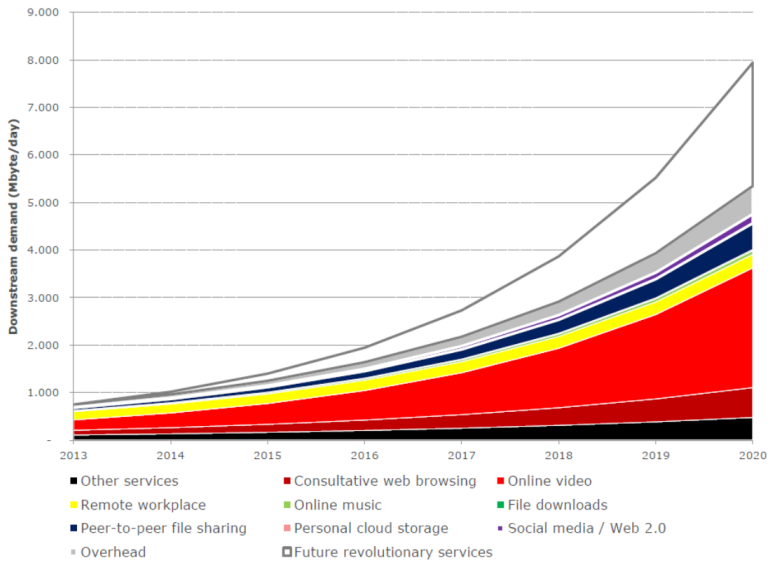

FIGURE 1.3 – Débits descendants estimés pour différents services dans la période 2013-2020 [15].

Les réseaux mobiles ne sont pas en reste avec l'arrivée récente sur le marché de la 4G, des services associés (gourmands en données) et avec la préparation de la 5G. Le parc de clients mobiles dans le monde a atteint 6,5 milliards d'abonnés à fin 2013 [11].

Tous ces services poussent le développement des technologies FTTX, notamment au développement du FTTH, FTTO et FTTA, technologies auxquelles on s'intéressera par la suite.

1.2.4 Topologie du réseau d'accès fibre

Dans le cas du réseau d'accès FTTH, les équipements à relier entre eux sont l'OLT, côté central, et l'ONU, côté client. L'OLT est l'équipement de terminaison à l'interface entre le réseau d'accès optique et le réseau métropolitain. Il est situé dans le central de l'opérateur et est généralement relié à plusieurs ONU. L'ONU est quant à lui situé du côté client. Il assure l'adaptation optique / électrique et le filtrage des flux entrants et sortants destinés à l'abonné.

On peut envisager de réutiliser les différentes topologies du réseau informatique et les appliquer aux architectures de réseaux optiques type FTTH, FTTO. La figure 1.4 propose plusieurs de ces architectures.

L'architecture point à point (Point-to-Point (PtP)) est la plus simple, puisqu'elle consiste à dédier une fibre optique à chaque client raccordé. Ce dernier peut alors disposer de la totalité du lien pour ses usages. Cette solution est cependant peu économique vu le nombre de clients à raccorder et le coût en génie civil engendré par la pose d'une fibre optique.

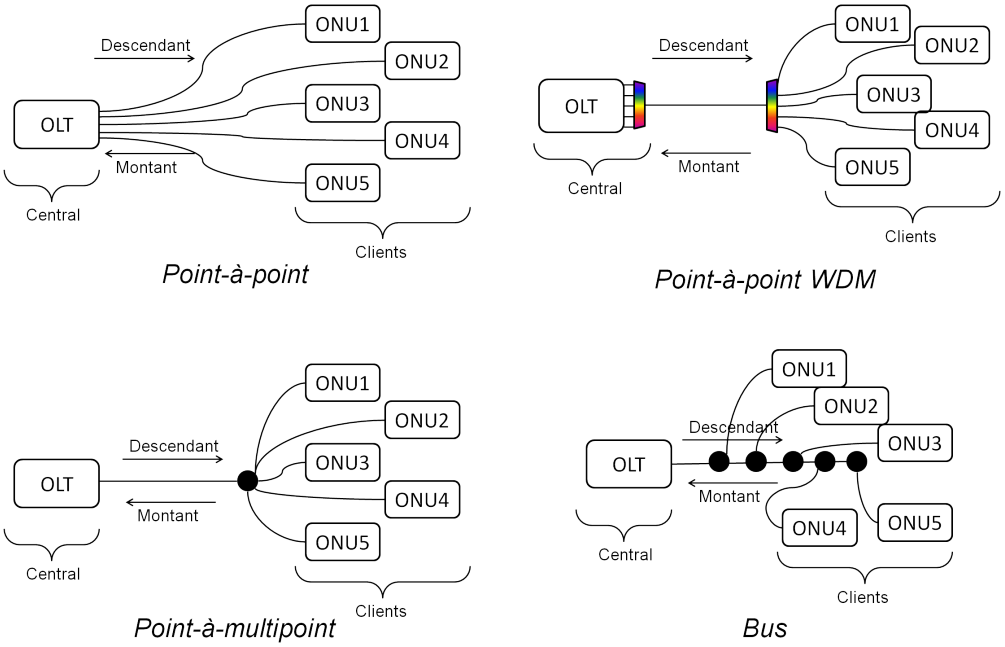

FIGURE 1.4 – Exemples de topologies de réseaux d'accès.

Le point à multipoint (Point-to-Multipoint (PtM)) est l'une des architectures les plus utilisées en FTTX. Elle permet de mutualiser la fibre optique entre le central et le point d'éclatement/de mutualisation, contrairement au PtP, et ainsi de réduire les coûts d'ingénierie. Le point d'éclatement/de mutualisation consiste généralement en un élément passif tel qu'un *coupleur 1 vers N*, permettant d'envoyer une fraction *1/N* de la puissance à chaque abonné. On parle dans ce cas généralement d'*arbre*, l'OLT étant à la base du tronc, et les ONU en bout de branches. Puisque chaque ONU reçoit le même signal descendant, il est nécessaire de le partager. Cela se passe généralement dans le domaine temporel, comme dans le cas des technologies basées sur les standards GPON, EPON, XG-PON, XGS-PON et NG-PON2 qui sont développées plus loin dans ce chapitre (voir page 12). Des études ont aussi été menées concernant le partage en fréquence (électrique) FDM [16] ou OFDM [17] par exemple.

Le point à point basé sur multiplexage en longueur d'onde, ou Wavelength Division Multiplexing (WDM), est une autre topologie importante du réseau d'accès optique. Comme en configuration point à multipoint, une partie du tronçon de fibre optique séparant l'OLT de l'ONU est partagée par les différents utilisateurs.

Chaque utilisateur se voit assigner une paire de canaux (une paire de longueurs d'onde), soit une longueur d'onde par sens, qui sont multiplexés (mélangés) et se propagent sur la même fibre optique avant d'être démultiplexés (séparés) pour atteindre le récepteur associé. Comme en configuration point à multipoint, une partie du tronçon de fibre optique séparant l'OLT de l'ONU est partagée par les différents utilisateurs (celle séparant multiplexeur et démultiplexeur). On parle cependant de liaison point à point dans la mesure où les canaux (les longueurs d'onde) ne sont pas partagés.

Il existe également d'autres topologies telles que le *bus* (présenté sur la figure 1.4), le *réseau maillé* (*mesh* en anglais, utilisé dans les réseaux métropolitains par exemple), les *anneaux*, les hybrides entre ces différentes topologies, ... Le lecteur souhaitant en savoir davantage pourra se référer au document suivant qui constitue une taxinomie des réseaux d'accès optiques : [18].

Les architectes des réseaux d'accès optiques s'attachent en général à limiter les coûts de déploiements et les coûts opérationnels en basant leurs architectures sur des réseaux optiques passifs, dits PON, ne nécessitant pas d'amplification optique entre l'émission et la réception du signal optique, c'est-à-dire entre l'ONU et l'OLT. On propose dans la suite de ce chapitre de détailler tout d'abord le fonctionnement de certaines technologies PON basées sur le point à multipoint passif, dont les standards sont : GPON, XG-PON, XGS-PON et NG-PON2. Cette étude permettra de mieux appréhender les second et troisième chapitres en particulier. On s'attachera également dans ce chapitre à décrire les besoins émergents pour des topologies point à point-WDM, via une partie du standard NG-PON2 et du segment de réseau dénommé "Fronthaul".

1.3 Technologies optiques passives ITU-T pour le réseau d'accès

1.3.1 Deux organismes de standardisation

Les réseaux optiques passifs PON peuvent être classés en deux grandes catégories, puisque standardisés de deux organismes différents : d'un côté l'Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), et de l'autre l'ITU-T appuyé par le Full Service Access Network (FSAN).

L'IEEE est une organisation professionnelle à but non lucratif comptant environ 400.000 membres (ingénieurs, chercheurs, informaticiens) dont le but est de promouvoir la connaissance dans le domaine de l'ingénierie électrique.

De son côté l'ITU-T est un satellite de l'Organisation des Nations Unies spécialisé dans les technologies de l'information et de la communication. L'une de ses missions est d'établir des normes pour simplifier l'exploitation des services mondiaux de télécommunications. Le FSAN se définit pour sa part comme un forum pour les fournisseurs d'accès à internet, fournisseurs d'équipements, et laboratoires indépendants qui travaillent généralement en amont de l'ITU-T pour prédéfinir les spécifications des différentes générations de réseaux de télécommunications.

Bien que les premiers standards de PON datent des années 1990, il a fallu attendre les années 2000 et les solutions GPON et Ethernet Passive Optical Network (EPON) (ITU-T et IEEE respectivement) pour en voir un développement significatif. Les réalisations des deux organismes, bien que similaires du point de vue des applications visées, de l'architecture optique (point à multipoint), ou des bandes spectrales allouées, se différencient au niveau du protocole [19]. En effet, les technologies EPON (EPON, 10G-EPON, et potentiellement le futur NG-EPON) impliquent une communication entre les ONU et OLT basée sur le protocole Ethernet. Pour sa part, le *GPON transmission convergence Encapsulation Method* (GEM) offre au GPON la capacité d'encapsuler et transporter d'autres types de trames.

La différence entre les deux protocoles ne sera pas étudiée ici. Les travaux qui suivront se limiteront à l'étude des technologies issues des travaux du FSAN et de l'ITU-T (GPON, XG-PON, XGS-PON, NG-PON2, et successeurs potentiels), ceux-ci étant largement déployés en Europe, et dans la mesure où l'opérateur français Orange a choisi le GPON pour déployer la fibre optique. Les grandes lignes de ces technologies, qui vont successivement être présentées par la suite, sont rassemblées sur la figure 1.5.

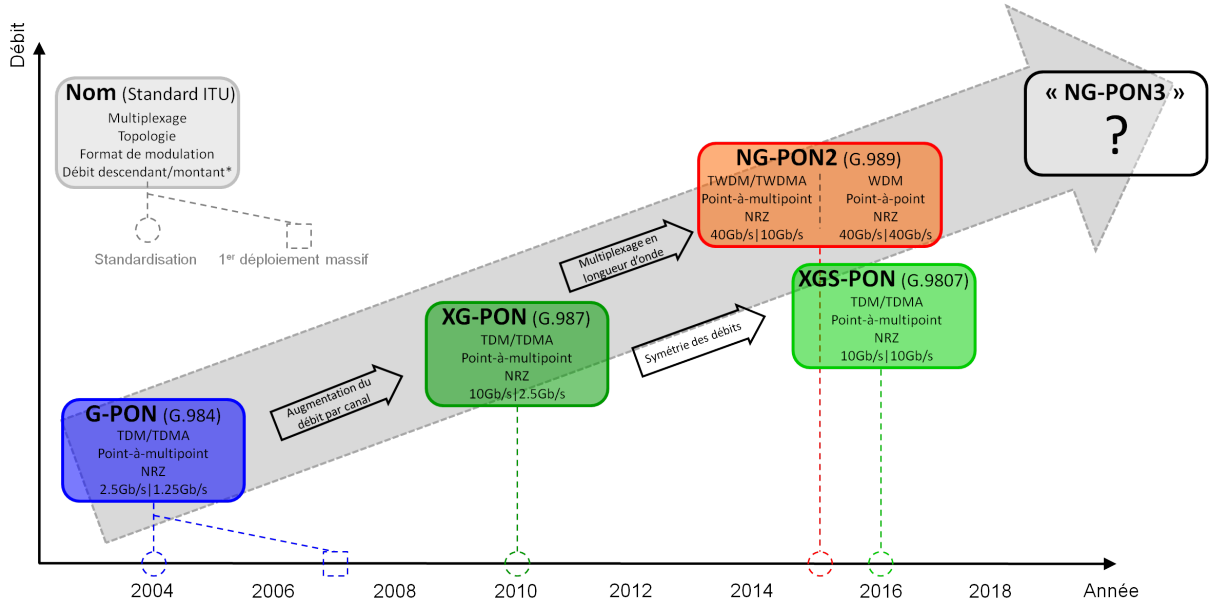

FIGURE 1.5 – Récapitulatif des technologie PON-ITU [20] (* : les débits affichés, notamment pour NG-PON2, correspondent aux cas d'utilisation les plus probables à l'heure actuelle).

1.3.2 La technologie GPON

La première technologie PON date de 1995 et des travaux du FSAN sur le APON (PON basé sur le protocole ATM *Asynchronous Transfer Mode*). Ces travaux ont été poursuivis par la technologie BPON (Broadband PON) permettant en 1999 des transmissions à 622Mbit/s dans le sens descendant et 122Mbit/s dans le sens montant. Ce n'est cependant qu'avec le GPON, dont la première partie du standard date de fin 2003, qu'est venu l'avènement des technologies PON pour les marchés de masse. Basé sur une architecture point à multipoint (voir figure 1.4) où chaque ONU reçoit la totalité du signal provenant de l'OLT, le GPON nécessite un partage de l'information.

Ce partage de l'information se fait dans le domaine temporel de la manière suivante :

- dans le sens descendant du lien, l'émetteur optique situé à l'OLT transmet continuellement des données dont chaque plage temporelle (de longueur variable) est à l'intention des différents ONU, comme le montre la figure 1.6. On parle alors de multiplexage temporel, ou de Time Division Multiplexing (TDM) en anglais. C'est le protocole du GPON qui, après réception à l'ONU de la totalité du signal émis par l'OLT, détermine quelle partie du signal reçu correspond à l'ONU.
- Le TDM n'est pas utilisable dans le sens montant du lien : si tel était le cas, l'architecture point à multipoint empêcherait une détection directe simple au niveau de l'unique récepteur de l'OLT, du fait de l'émission continuelle de données par tous les ONU. Dès lors, l'émission des signaux des ONU se passe durant un bref instant (de l'ordre de la dizaine de microsecondes) : on parle généralement de *burst*, ou plus rarement de *rafale* ou de *paquet*. L'OLT a pour rôle d'orchestrer l'émission des bursts des ONU, de manière à ce que ceux-ci lui parviennent successivement, malgré les possibles différences de distances entre OLT et

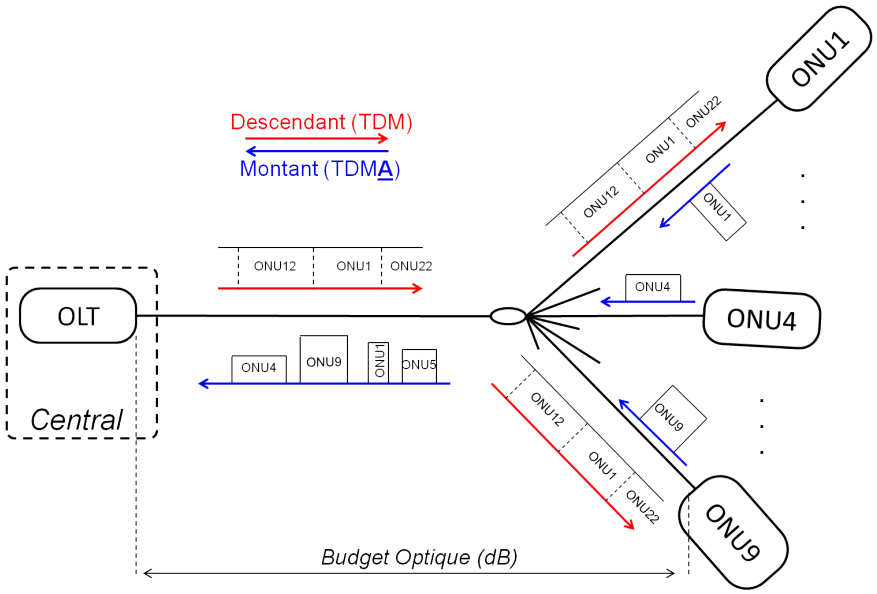

FIGURE 1.6 – Représentation simplifiée d'une architecture point à multipoint et des multiplexages temporels TDM et TDMA, utilisés notamment par la technologie GPON.

les différents ONU, qui peuvent introduire des variations de temps de propagation du signal optique. On parle cette fois d'un autre type de multiplexage temporel dit TDMA.

La figure 1.7 représente schématiquement le signal optique émis par quatre ONU (A, B, C et D) et reçu par l'OLT associé. L'émission des bursts par les ONU se fait cycliquement, avec une période de 125µs ou un multiple de 125µs (cette durée est issue des télécommunications sur cuivre). Comme le montre la figure 1.7, un temps de garde maximum d'une centaine de nanosecondes est prévu entre la fin d'un burst et le début du suivant (les bursts "B" et "C" sur la figure 1.7), ce qui doit permettre aux émetteurs d'atteindre leurs points de fonctionnement. La phase de préambule débute ensuite : la première partie de cette dernière permet la reconnaissance du niveau de puissance du nouvel ONU. En effet, du fait de l'utilisation de l'architecture point à multipoint, les signaux optiques des ONU ne suivent pas le même trajet optique et ne subissent donc pas la même atténuation. Les normes PON imposent aux constructeurs de fournir des systèmes supportant un différentiel maximum de 15dB, soit un facteur 30, entre deux bursts consécutifs. La première partie de la phase de préambule a pour mission de permettre au récepteur de s'adapter au niveau de puissance du nouvel ONU, raison pour laquelle l'ONU émetteur émet une séquence de "1" suivi d'une séquence de "0" de même longueur. Dans la seconde partie du préambule, l'ONU émet alternativement des "1" et des "0", ce qui permet la synchronisation temporelle de l'électronique du récepteur de l'OLT avec le signal reçu. La phase de délimiteur, qui suit le préambule, consiste en l'envoi de données de "bourrage" avec 50% de "1" et 50% de "0". Comme son nom l'indique, cette phase permet de séparer les données envoyées pour ajuster les paramètres physiques du burst (phase de préambule) de celles "lues" par le système en réception. Viennent alors les données d'identification de l'ONU, ainsi que les bits de parité (en cas d'utilisation d'un code correcteur d'erreur), et les éventuelles données de rapport de statut de l'ONU. Enfin, vient le tour de la charge utile, encapsulée en trames par la méthode *GPON transmission convergence Encapsulation Method* (GEM), qui représente la majorité du burst.

Chaque ONU, ainsi que chaque port de l'OLT de l'arbre PON correspondant, ne possède qu'un émetteur et un récepteur, tout en mutualisant la fibre optique sur une partie de l'arbre PON. Les signaux sont alors émis sur une paire de canaux (une longueur d'onde fixe descendante et une longueur d'onde fixe montante). Les plages de longueur d'onde allouées au canal descendant et au canal montant sont respectivement 1480-1500nm et 1300-1320nm généralement, bien que d'autres plages soient possibles (voir tableau 1.1). La largeur des plages (20nm) permet de relâcher

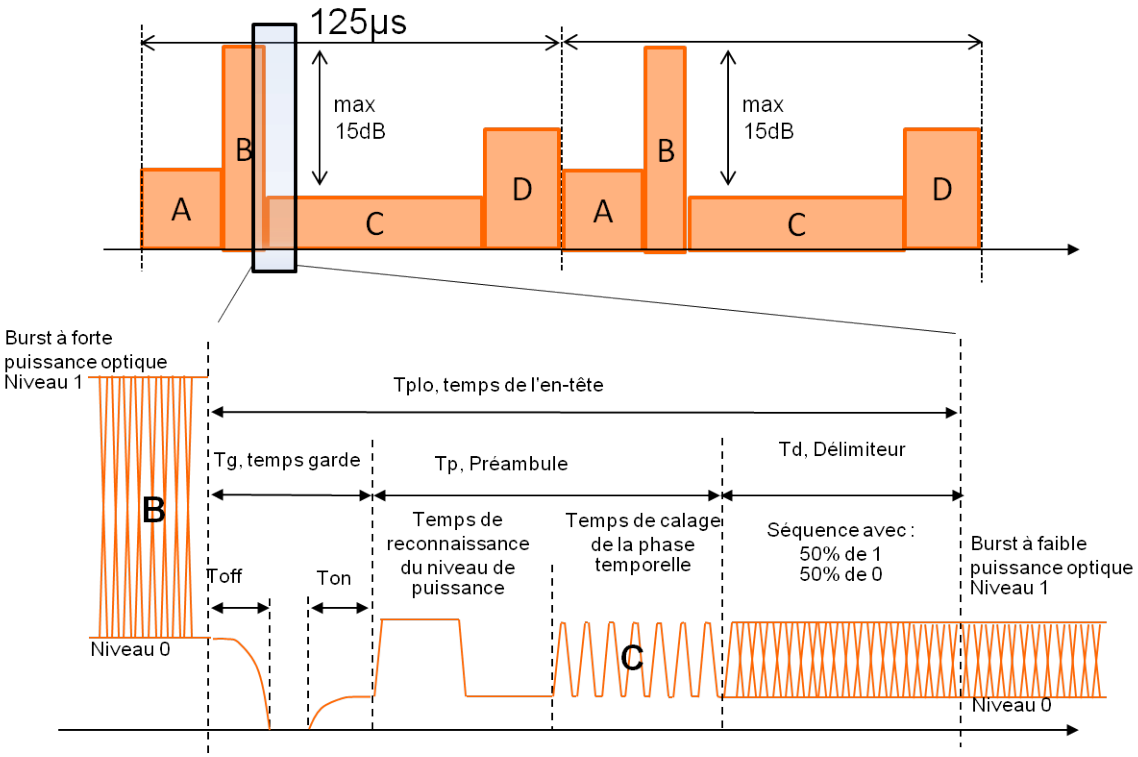

FIGURE 1.7 – Représentation schématique des bursts du signal optique reçu par l'OLT fonctionnant en TDMA.

les contraintes sur les longueurs d'onde d'émission, permettant ainsi de diminuer le coût de fabrication des équipements.

Classe de budget optique :	B+	Unités
Budget optique	13-28	dB
Débit descendant/montant	2.488/1.244	Gb/s
Canal descendant	1480-1500	nm
Canal montant	1300-1320 ou 1290-1330 ou 1260-1360	nm
Puissance d'émission de l'OLT	1.5-5	dBm
Puissance d'émission de l'ONU	0.5-5	dBm
Éclatement / mutualisation	1 :16 → 1 :64	S.U.
Portée maximum	20	km

TABLE 1.1 – Récapitulatif des caractéristiques du GPON, pour la classe de budget optique B+ (classe la plus courante, cf norme G.984.2 Amd1).

La première version de la norme GPON (ITU-G.984) prévoyait initialement des combinaisons de débits variables pour les liens montants et descendants, utilisant des valeurs allant de 155Mbit/s à 2.5Gbit/s. Ces standards ont par la suite été revus du fait de l'affinement du cas d'usage. Le cas d'usage le plus courant, prévu par le premier amendement de la norme ITU-T G.984.2, considère un débit descendant d'environ 2.5Gb/s et de 1.25Gb/s dans le sens montant, au sein des bursts (voir tableau 1.1). Le budget optique correspondant, défini comme la différence (en décibels) entre la puissance émise d'un côté du lien et la puissance reçue à l'autre extrémité (voir figure 1.6), doit correspondre dans cet amendement à la *classe B+* soit de 13dB à 28dB (voir tableau 1.1). Cette classe de budget optique est à la limite entre les classes B et C, qui ne sont que peu utilisées et qui ne sont donc pas présentées ici.

Outre les paramètres précédents, on notera que le GPON est prévu pour atteindre des portées maximales de 20km (avec possibilité d'extension de portée par amplification), et pour pouvoir desservir jusqu'à 64 ONU. De plus, la puissance optique de l'émetteur à l'OLT doit être comprise dans la gamme 1.5-5dBm, tandis que celle de l'émetteur à l'ONU doit être dans la fourchette 0.5-5dBm, pour la classe B+.

En pratique, la solution GPON permet de proposer des offres commerciales asymétriques allant jusqu'à 500Mb/s dans le sens descendant et 200Mb/s dans le sens montant (offre "Livebox Jet" d'Orange, par exemple), pour chaque client résidentiel ou PME mono-site. En France, le marché du Fiber to the Home (FTTH) est détenu principalement par Orange avec près d'un million de foyers abonnés à la fin 2015 (environ 67 % du marché français), et un objectif de 1.6 millions à la fin 2016.

1.3.3 La technologie XG-PON

Suite à la standardisation du GPON, et dans le but d'anticiper la croissance des volumes d'information transmis par les réseaux optiques, le FSAN s'est attaché à préparer la génération de PON succédant au GPON. Le standard de cette technologie, dénommée XG-PON, et initialement appelé XG-PON1, a été rendu public en 2010 par la norme ITU-T G.987. Le XG-PON est globalement similaire au GPON, puisque fonctionnant également sur la base d'une paire de canaux montant/descendant avec des émetteurs à longueur d'onde fixe (non-accordable) et en TDM/TDMA, mais il présente cependant des débits descendants et montants différents : environ 10Gb/s et 2.5Gb/s respectivement.

L'autre différence majeure repose dans les plages de longueur d'onde. En effet, dans la mesure où la transition du GPON au XG-PON nécessitera du temps vu le nombre de liens considérés, il a été prévu d'allouer différentes plages de longueur d'onde aux deux technologies de manière à leur permettre de coexister sur un même arbre PON.

Le tableau 1.2 récapitule les caractéristiques principales du XG-PON, extraites de la norme G.987 de l'ITU-T.

Classe de budget optique :	N1	N2a	N2b	E1	E2a	E2b	Unités
Budget optique	14-29	16-31	16-31	18-33	20-35	20-35	dB
Débit descendant/montant	9.95328/2.48832						Gb/s
Canal descendant	1575-1580						nm
Canal montant	1260-1280						nm
Puissance d'émission de l'OLT	2-6	4-8	10.5-12.5	6-10	8-12	14.5-16.5	dBm
Puissance d'émission de l'ONU	2-7						dBm
Éclatement / mutualisation	>1 :64						S.U.
Portée maximum	20 ou 40						km

TABLE 1.2 – Récapitulatif des caractéristiques du XG-PON (standard ITU-T G.987.2).

1.3.4 La technologie NG-PON2

La standardisation du NG-PON2, héritier du GPON et du XG-PON, a été entamée en 2012 par le FSAN [21]. Les discussions ont, à l'époque, fait émerger trois cas d'applications distincts.

Le premier concerne les clients résidentiels. Les services liés à la vidéo sont un acteur majeur du trafic global de données à l'usage de ces clients (télévision ultra-haute définition, services de vidéo à la demande,...), bien que les objets connectés, les services tels que le *cloud*, les jeux en ligne ou les réseaux sociaux, aient également une présence importante.

Les opérateurs ont également fait remonter la nécessité de proposer des solutions adaptées aux usages des entreprises, par exemple le *cloud* (stockage de données sur des centraux distants).

Enfin, les différents acteurs du marché prévoient, avec le développement des technologies mobiles 3G, 4G et 5G, l'émergence d'un nouveau segment de réseau appelé *Fronthaul Mobile*, dont le but serait entre autres de réduire la dépense opérationnelle du réseau et d'en simplifier l'usage. Ceci sera développé dans la suite de ce chapitre (voir page 21).

Lors des discussions du FSAN, différentes exigences ayant pour but de réduire les coûts ont été ajoutées aux trois cas d'usage précédents (clients résidentiels, clients entreprises, et réseaux mobiles) [20].

- Le coût d'installation des technologies PON est majoritairement lié aux dépenses du génie civil. Pour cette raison, le NG-PON2 a été pensé pour réutiliser au maximum les infrastructures déployées par les générations antérieures (GPON et XG-PON). Cela implique donc de réutiliser des infrastructures passives existantes, et de pouvoir supporter les gammes de budget optique correspondantes.
- Les clients résidentiels représentent à eux seuls plusieurs millions d'ONU. La migration d'une génération à une autre se fera nécessairement de manière progressive sur plusieurs années. Le NG-PON2 devra donc être capable de coexister avec les générations antérieures. La manière la plus simple d'y parvenir est d'allouer au NG-PON2 une plage de longueur d'onde qui ne soit pas déjà utilisée par une autre technologie. Cette coexistence implique aussi de limiter les interactions entre technologies, ce qui sera étudié par la suite dans le troisième chapitre.
- L'intérêt de la solution résidera également dans sa capacité à dominer la génération précédente, en proposant un débit plus élevé. Un objectif à 40Gb/s dans le sens descendant a dans un premier temps été retenu par le FSAN, ce qui constitue une évolution en comparaison des 10Gb/s du XG-PON. Le débit descendant est ainsi multiplié par 4 en passant du GPON au XG-PON (2.5Gb/s $\rightarrow$ 10Gb/s), puis à nouveau par 4 en passant du XG-PON au NG-PON2 (10Gb/s $\rightarrow$ 40Gb/s). Ceci doit être réalisé là aussi en limitant les coûts.
- Les variantes d'équipements doivent rester aussi limitées que possible pour éviter d'augmenter les coûts d'inventaires, qui peuvent devenir conséquents sur un marché de masse. Les ONU NG-PON2 sont définis comme étant *colorless* (ou *achromatiques*), capables d'émettre sur les différentes longueurs d'onde du système, de manière à banaliser les équipements.

Dès lors, plusieurs formats de multiplexage ont été envisagés :

- L'emploi des multiplexages TDM/TDMA est celui qui peut sembler le plus naturel, puisque étant déjà utilisé par les technologies précédentes. Le débit considéré (40Gb/s) a cependant freiné le FSAN, du fait du surcoût impliqué par la modulation, l'émission, la réception, et la détection au format Non-Return to Zero (NRZ) à un tel débit, ainsi que les limitations physiques de la transmission sur fibre optique standard (dispersion chromatique notamment). Il a été proposé d'utiliser un format de modulation "avancé" (duobinaire typiquement), dans le but de relâcher les contraintes de bande passante des différents éléments du système (convertisseurs analogique-numérique et numérique-analogique, modulateur, récepteur,...) [22]. Les démonstrations expérimentales en laboratoire sont malheureusement venues en retard par rapport au calendrier du FSAN.
- L'emploi des multiplexages TDM/TDMA au format NRZ a également été proposé sous la forme d'une hybridation avec le multiplexage en longueur d'onde, c'est à dire de TWDM/Time and Wavelength Division Multiple Access (TWDMA). Il n'est ainsi pas nécessaire d'augmenter le débit par canal, ni d'utiliser des formats de modulation avancés ou d'utiliser des composants ayant une bande passante plus forte. Le débit global est alors égal au débit par canal multiplié par le nombre de canaux.
- L'Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) est une technique de multiplexage bien connue dans les réseaux mobile et cuivre. Étudiée par plusieurs équipes [17, 23], cette solution a finalement été écartée là aussi en raison de la complexité du traitement des signaux (convertisseurs analogique-numérique et numérique-analogique), ainsi que par la nécessité d'utiliser des composants opto-électroniques linéaires.

– Plusieurs projets se sont également penchés sur la possibilité d'utiliser la modulation de fréquences (non-orthogonales) pour réduire les contraintes de traitement des signaux [24, 25], bien que les résultats de ces études soient là aussi arrivés trop tard par rapport au calendrier du FSAN.
– De nombreuses solutions WDM-*colorless* ont été proposées, incluant par exemple des technologies cohérentes (au sens optique) [26, 27], ou des technologies à base d'amplificateurs optiques

Les discussions ont finalement mené à la standardisation de deux solutions. Le NG-PON2-TWDM devra répondre aux attentes des réseaux nécessitant des débits asymétriques, principalement les clients résidentiels. Cependant, une autre solution de multiplexage en longueur d'onde, le NG-PON2-WDM, est prévue par la norme, de manière à faire face aux besoins de débits symétriques (clients business, FTTA, ...).

1.3.4.1 NG-PON2-TWDM : Multiplexage hybride temporel et en longueur d'onde (point à multipoint)

Le multiplexage TWDM est basé sur une hybridation entre multiplexage temporel et multiplexage en longueur d'onde [28, 29]. On peut, en première approximation, résumer le NG-PON2-TWDM à un regroupement de plusieurs systèmes XG-PON. On rappelle que le XG-PON fonctionne sur la base d'une paire de canaux montants/descendants fonctionnant à des débits de 2.5Gb/s et 10Gb/s respectivement, sur base de multiplexage TDMA/TDM. Un multiplexage en longueur d'onde *dense* (*D-WDM*), comportant des canaux espacés de 50GHz, 100GHz ou 200GHz permet d'agréger ces canaux, au nombre de 4 paires, voire 8 paires. Dès lors, le débit total descendant peut atteindre 40Gb/s voire 80Gb/s, et le débit montant 10Gb/s voire 20Gb/s.

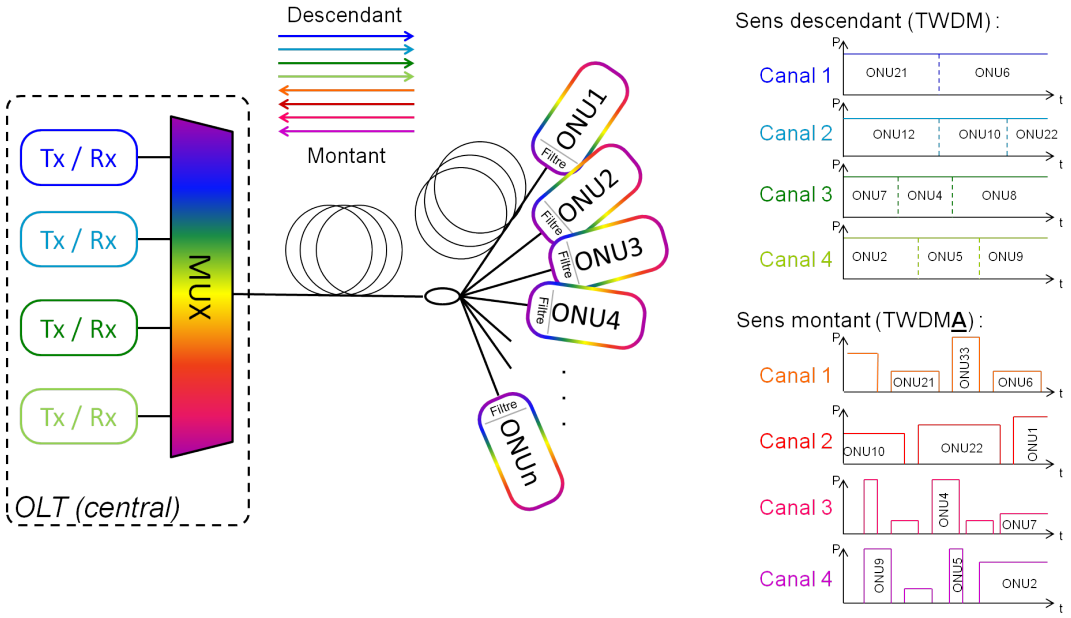

FIGURE 1.8 – Représentation simplifiée d'une architecture point à multipoint et des multiplexages temporels TWDM et TWDMA, utilisés notamment par la technologie GPON.

La figure 1.8 schématise le fonctionnement du TWDM et de son pendant pour le sens montant, le TWDMA. La proximité du NG-PON2-TWDM/TWDMA avec les technologies GPON et XG-PON lui donne l'avantage de pouvoir réutiliser l'architecture point à multipoint antérieure et les budgets optiques associés, ainsi que le protocole du GPON et du XG-PON (à quelques différences près), et les composants opto-électroniques correspondants.

Ces derniers devront cependant répondre aux besoins d'achromaticité précédemment expri-

més, tout en maintenant les coûts au plus bas. Reste alors à trouver un équilibre entre émetteurs lasers accordables bon marché et conformité des signaux émis avec les nouvelles contraintes en longueur d'onde induites par le faible écart entre canaux du WDM-dense. On rappelle qu'en comparaison, GPON et XG-PON prévoient des plages de 20nm par canal contre 50GHz, 100GHz ou 200GHz ici (environ un nanomètre et demi).

Le tableau 1.3 résume les principales caractéristiques du NG-PON2-TWDM. Les classes de budgets optiques sont identiques à celles des standards XG-PON. Les combinaisons de débits pour leur part, sont laissées ouvertes de manière à laisser la possibilité aux opérateurs de sélectionner celle qui correspond à leurs besoins : les débits montants et descendants par longueur d'onde peuvent tous les deux être de 2.48832Gb/s ou 9.95328Gb/s, tant que le débit montant ne dépasse pas le débit descendant. Un débit asymétrique de 2.48832Gb/s dans le sens montant et de 9.95328Gb/s dans le sens descendant semble cependant être la solution privilégiée. Une seule plage de 7nm (1596-1603nm) est allouée aux canaux descendants, tandis que trois plages de 20nm, 12nm et 8nm centrées à 1534-1536nm sont disponibles pour le sens descendant (voir tableau 1.3).

Deux types d'OLT sont à considérer : ceux qui possèdent un amplificateur optique permettant de préamplifier le signal montant avant la photodétection ("*Type B*") et ceux n'en présentant pas ("*Type A*"). Dans ce dernier cas la puissance optique émise par un ONU doit être comprise entre 0dBm (classe N1) et 11dBm (classe E2). La puissance optique émise par les OLT pour chaque canal descendant dépend de la classe de budget optique et du débit par canal de l'OLT (voir tableau 1.3). Enfin, deux classes de portée sont considérées : de 0km à 20km et de 0km à 40km.

Classe de budget optique :	N1	N2	E1	E2	Unités
Budget optique	14-29	16-31	18-33	20-35	dB
Débit descendant/montant	9.95328/2.48832 ou 9.95328/9.95328				Gb/s
(par canal)	ou 2.48832/2.48832				
Canal descendant	1596-1603				nm
Canal montant	1524-1544 ou 1528-1540 ou 1532-1540				nm
Puissance d'émission de l'OLT	0-4/3-7	2-6/5-9	4-8/7-11	6-10/9-11	dBm
(par canal) (2.5Gb/s / 10Gb/s)					
Puissance d'émission de l'ONU	4-9				dBm
(Non-amplifié, type A)					
Éclatement / mutualisation	>1 :64				S.U.
Portée maximum	20 ou 40				km
Nombre de canaux	4 à 8				S.U.

TABLE 1.3 – Récapitulatif des caractéristiques du NG-PON2-TWDM (standard ITU-T G.989.2).

1.3.4.2 NG-PON2-WDM : Multiplexage en longueur d'onde seul (point à point)

Certaines applications (FTTO, FTTA, ...) requièrent des débits symétriques. Or, le NG-PON2-TWDM fonctionnant sur une architecture point à multipoint implique un partage du flux de données entre les utilisateurs, ce qui impose une asymétrie du débit entre le sens descendant et le sens montant du lien.

Le NG-PON2-WDM (appelé également NG-PON2-PtP, NG-PON2-point à point) propose une paire de canaux dédiés à chaque client, fonctionnant à des débits symétriques [28, 29]. L'architecture de type point à point, en rupture avec les précédentes technologies PON-ITU-T, fonctionne grâce à un routage du signal par le biais de la longueur d'onde : comme le montre la figure 1.9, le point d'éclatement (/ de mutualisation) est alors un multiplexeur en longueur d'onde, contrairement au coupleur passif utilisé pour le NG-PON2-TWDM. Ce multiplexeur peut être de type Arrayed Waveguide Grating (AWG), de manière à ce qu'un seul multiplexeur puisse

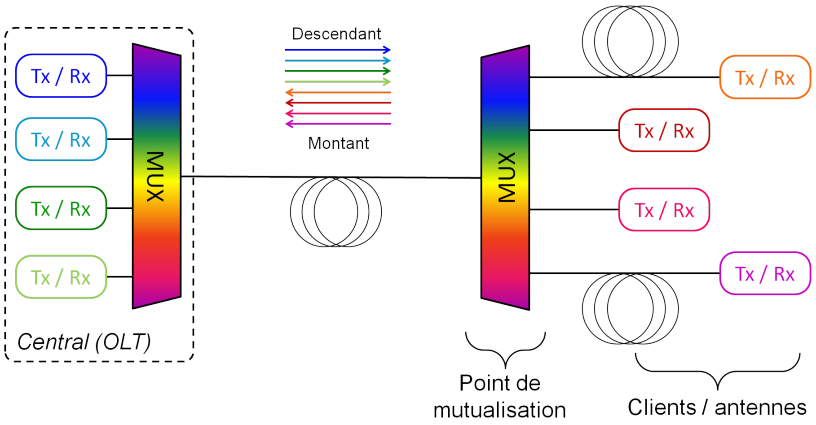

FIGURE 1.9 – Représentation simplifiée d'une architecture point à point avec multiplexage en longueur d'onde, prévue dans le cadre de la technologie NG-PON2.

accomplir les missions de multiplexage et de démultiplexage d'un coté du lien, grâce à la cyclicité du composant passif.

Classe de budget optique :	N1	N2	E1	E2	Unités
Budget optique	14-29	16-31	18-33	20-35	dB
Débit descendant/montant	1.25/1.25 ou 2.5/2.5 ou 10/10				Gb/s
Canal descendant	1603-1625 ou 1524-1625				nm
Canal montant	1603-1625 ou 1524-1625				nm
Puissance d'émission de l'OLT *(par canal) (1.25Gb/s / 2.5Gb/s / 10Gb/s)*	1-3/3-7/7.5-11	1-5/5-9/x	3-7/x/x	5-9/x/x	dBm
Puissance d'émission de l'ONU *(par canal) (1.25Gb/s / 2.5Gb/s / 10Gb/s)*	3-8/3-8/3-8				dBm
Portée maximum	20 ou 40				km
Nombre de canaux	≥ 4				S.U.

TABLE 1.4 – Récapitulatif des caractéristiques du NG-PON2-WDM (standard ITU-T G.989.2) (les "x" correspondent à des valeurs à préciser ultérieurement).

Comme dans le cas du NG-PON2-TWDM, un multiplexage dense (D-WDM) est prévu : espacement entre canaux de 50GHz, 100GHz ou 200GHz, avec un minimum de 4 canaux (pas de maximum spécifié). De plus, les ONU devront présenter le caractère colorless précédemment décrit.

Deux plages de longueur d'onde sont prévues (voir tableau 1.4) :
- de 1603nm à 1625nm, dans le cas où la fibre est partagée avec le NG-PON2-TWDM,
- de 1524nm à 1625nm, dans le cas où le système NG-PON2-WDM n'a pas à partager la fibre optique avec une autre technologie.

1.3.5 La technologie XGS-PON

Le NG-PON2 a rencontré des difficultés lors de son développement, notamment le retard accumulé par les acteurs du marché pour proposer une technologie optique mature (problème de la réalisation à bas coût d'émetteurs accordables en longueur d'onde, notamment). Selon certains opérateurs du FSAN [30] (notamment aux États-Unis), un marché existe pour une technologie proposant un débit de 10Gb/s symétrique. Ceci a entrainé la rédaction en juin 2015, puis la ratification en février 2016 par l'ITU-T, d'une technologie PON basée sur une paire de canaux à débit symétrique (10Gb/s / 10Gb/s) et à émetteurs non-accordables (pas de colorless). Connue sous le nom de 10-Gigabit-capable Symmetric Passive Optical Networks (XGS-PON), cette technologie

est définie par les normes G.9087.x et fonctionne sur la base d'une multiplexage TDM/TDMA. Similaire au XG-PON (à l'exception du débit), le XGS-PON doit également répondre au besoin des opérateurs de proposer différents types de services sur un même arbre PON. Dans l'idéal, un même arbre PON pourrait par exemple héberger des clients résidentiels nécessitant les débits asymétriques du XG-PON, et des clients entreprise nécessitant les débits symétriques du XGS-PON. La plage de longueur d'onde allouée au XG-PON est réutilisée pour le XGS-PON, ce qui nécessite la réalisation d'OLT capables de passer très rapidement de la réception d'un burst à 2.5Gb/s (XG-PON) à la réception d'un burst à 10Gb/s (XGS-PON), et inversement.

1.3.6 Et ensuite ? Quel "NG-PON3" ?

A l'heure de la rédaction de ce document, le FSAN et l'ITU-T finalisent la définition des standards du XGS-PON. Aucune des technologies XG-PON, NG-PON2 et encore moins XGS-PON n'est aujourd'hui massivement déployée. Pour cette raison, la définition d'un "NG-PON3", future génération de réseaux pour l'accès optique, est encore prématurée. Les premières discussions semblent tout de même faire émerger l'utilisation de formats de multiplexage avancés, notamment la modulation d'amplitude à 4 niveaux (4PAM) [31, 32, 33] et la modulation duobinaire (électrique) [31, 32]. Ces deux dernières peuvent en principe transporter deux fois plus d'informations qu'une modulation au format NRZ dans la même bande passante. Cela permettrait en principe la réutilisation d'une partie des composants utilisés sur des systèmes à 10Gb/s/canal par exemple (XG-PON, XGS-PON, NG-PON2), pour transporter 20Gb/s/canal, voire 25Gb/s/canal. Cette capacité pourrait être augmentée en utilisant le multiplexage hybride en longueur d'onde et temporel (TWDM), à l'instar du NG-PON2.

1.3.7 Coexistence des solutions PON

Du fait de l'importance du nombre d'équipements déployés, il est nécessaire que les différentes solutions PON-ITU-T puissent coexister. Cette coexistence est définie dans le standard du NG-PON2 de la manière suivante : il s'agit de "la capacité de deux générations de PON d'opérer simultanément sur au moins une section de réseau fibré. Cela requiert la définition de filtres optiques spécifiques lorsque différents standards sont utilisés simultanément" [34]. En pratique, la coexistence passe donc par la longueur d'onde (voir le récapitulatif des plans de longueur d'onde, figure 1.10), puisque chaque technologie s'est vue réserver une plage.

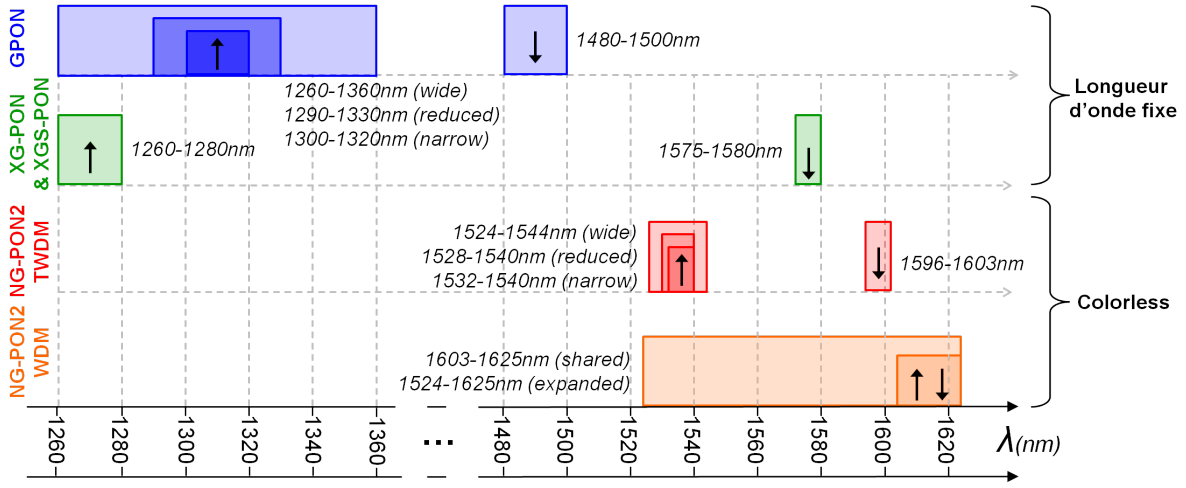

FIGURE 1.10 – Récapitulatif des plages de longueur d'onde allouées à chaque technologie PON-ITU.

L'objectif final de la coexistence, outre la possibilité d'une transition douce lors du passage

d'une technologie à son successeur, est de permettre une utilisation optimale du réseau de fibres déployé. En effet, comme précédemment mentionné, le coût d'ingénierie est la principale dépense d'une technologie optique d'accès. Un scénario de coexistence complète (voir figure 1.11) verrait alors les technologies PON cohabiter sur un même arbre, de manière à fournir des services variés : FTTH, FTTO, FTTdp, FTTA,... Il est prévu que la coexistence soit assurée par un *élément de coexistence* (*coexistence element*), appelé *WDM1r* lors de la coexistence du GPON et du XG-PON, ou *CEx*, lors de la coexistence du GPON, du XG-PON et NG-PON2, consistant en un multiplexeur/démultiplexeur optique passif.

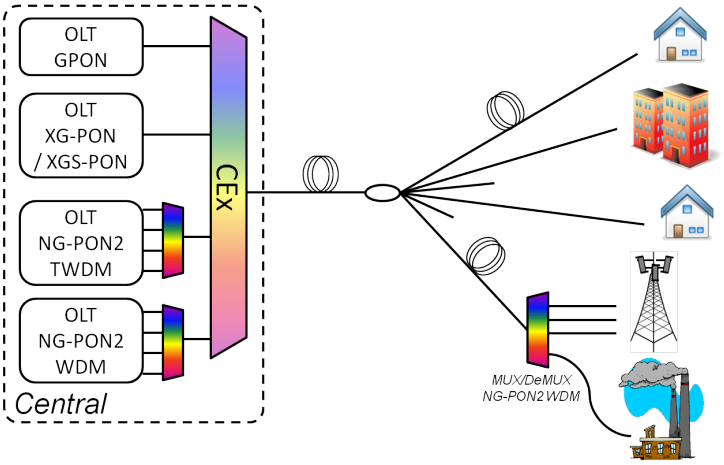

FIGURE 1.11 – Scénario de coexistence complète des technologies PON-ITU.

1.3.8 Conclusion

Les cas d'utilisation du NG-PON2 ne sont pas encore précisés. Cependant, bien que d'autres débits soient possibles (voir tableaux 1.3 et 1.4), les débits mentionnés sur la figure 1.5 page 11 correspondent au cas d'usage le plus probable : quatre paires de canaux pour le NG-PON2-TWDM, fonctionnant à 10Gb/s/canal dans le sens descendant et 2.5Gb/s dans le sens montant, ainsi que quatre paires de canaux pour le NG-PON2-WDM, fonctionnant à 10Gb/s/canal dans les deux sens.

La plupart des technologies précédemment présentées ont pour objectif principal de fournir des services aux clients résidentiels (FTTH, FTTdp, FTTC, ...) et entreprises (FTTO,...). Cependant, le NG-PON2-WDM a également été pensé pour répondre aux besoins émergents des réseaux d'accès mobiles (FTTA). Ces derniers ont récemment vu l'émergence d'un nouveau segment de réseau pouvant potentiellement être réalisé par fibre optique, comme on va le voir par la suite.

1.4 Multiplexage en longueur d'onde pour le réseau d'accès mobile

Les technologies PON (GPON, XG-PON, XGS-PON, NG-PON2-TWDM) à l'exception du NG-PON2-WDM, présentent des débits asymétriques et des contraintes de latence incompatibles avec le segment de réseau mobile *fronthaul* émergent. La section qui suit a pour objectif de présenter le fronthaul et ses contraintes, ainsi que les solutions potentielles.

1.4.1 "Fronthaul mobile" et "C-RAN"

Le réseau d'accès radio (Radio Access Network (RAN)) est un segment du système de télécommunication mobile, situé entre le terminal (téléphone portable ou tout autre objet connecté),

et le cœur de réseau. Son évolution est menée par plusieurs contraintes [35] :

- Les difficultés opérationnelles liées à l'installation de nouveaux équipements radio sur le terrain, qui ne cessent d'augmenter, notamment en zones urbaines avec le déploiement de nouvelles technologies mobiles (3G, 4 G, future 5G) et l'accumulation d'équipements pour parvenir à une meilleure couverture du territoire.
- La multiplication des équipements actifs implique fatalement une augmentation de la consommation énergétique et de l'empreinte environnementale associée. En 2009, une étude de *China Mobile* [36] montrait que la moitié de la consommation énergétique des *stations de base* (équipements actifs des antennes radio pour réseaux mobiles) était destinée uniquement à la climatisation des équipements.
- Les prochaines technologies RAN devront maintenir la sécurité des données, jusque là assurée par le protocole IPSec.
- Enfin, les futures générations de réseaux mobiles, en plus de nécessiter des débits plus importants pour subvenir au besoin des nouveaux services proposés, devront également tenir compte des contraintes de transmission du signal : latence, et instabilité de la fréquence (gigue) entre autres.

Le *C-RAN* est un nouveau concept d'architecture destiné à répondre aux contraintes des RAN, le "C" de *C-RAN* pouvant signifier *centralisé* ou "*cloud*" selon la phase d'implémentation. L'idée du C-RAN consiste à réorganiser la place des équipements déployés. En effet, les stations de base, permettant la connexion sans fil avec les terminaux, sont traditionnellement composées de deux éléments : une unité radio, qui émet et reçoit les signaux radio, et une unité numérique, qui traite ces signaux. Le C-RAN vise à étirer le lien entre ces équipements de manière à réduire l'encombrement sur le terrain, en ramenant progressivement les unités numériques vers un central appartenant à l'opérateur. Les unités numériques sont alors rebaptisées BBU, et les unités radio Remote Radio Head (RRH) (parfois Remote Radio *Unit*), puisque pilotées à distance. Les RRH contiennent les modules d'émission radio fréquence (RF) et les composants de réception (y compris l'amplificateur de puissance, duplexeur, amplificateur à faible bruit, etc) et ils peuvent être installés directement sur le mât de l'antenne. L'interface entre RRH et BBU est assurée généralement par le *Common Public Radio Interface (CPRI)* ou l'*Open Base station Architecture Initiative (OBSAI)*. C'est ce lien, séparant BBU et RRH, qui constitue le fameux *fronthaul* dans l'architecture C-RAN, par opposition au *backhaul* situé entre le réseau cœur et unité numérique (voir figure 1.12).

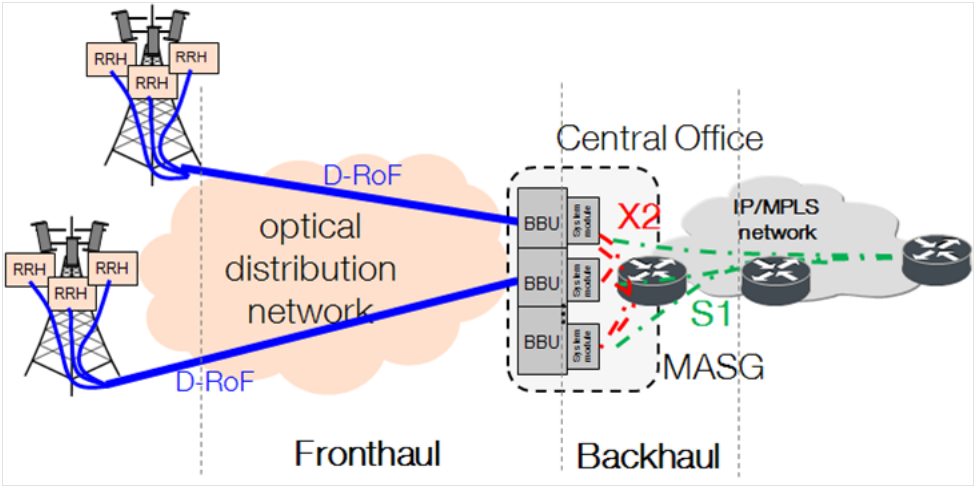

FIGURE 1.12 – C-RAN et concentration de BBU (*BBU hostelling*) au central.

En pratique, en regroupant les équipements BBU dans un même bâtiment (on parle de *BBU hostelling*), le C-RAN doit permettre de simplifier l'intervention des techniciens sur le terrain et limiter les coûts locatifs précédemment induits par l'entreposage d'appareils dans des

lieux privés (stations de base dans des greniers d'immeubles, par exemple). Le regroupement des équipements permettra aussi une meilleure gestion de leur climatisation, réduisant ainsi les dépenses et l'empreinte énergétique [37]. Enfin, les contraintes en termes de sécurité seront maintenues du fait de la localisation des unités numériques dans les centraux. Le protocole IPSec ne sera plus nécessaire [35].

1.4.2 Besoins opérationnels du fronthaul

La conception du segment fronthaul nécessite de prendre en compte différents aspects, aussi bien techniques que commerciaux [35] :

- **Configuration du site antenne** : les cellules du réseau d'accès mobile doivent supporter les différentes technologies mobiles (2G, 3G, ...) dont certaines nécessitent plusieurs fréquences porteuses (1800MHz et 2100MHz pour la 3G par exemple). Trois (voire six) émetteurs par fréquence porteuse sont nécessaires pour couvrir les 360° du champ autour de l'antenne. Typiquement, 15 RRH par site sont nécessaires. Une connexion sans fil peut être envisagée pour relier BBU et RRH dans certains cas simples. Cependant, la bande passante de la fibre optique en fait une solution idéale pour réaliser le lien fronthaul [38]. Un multiplexage en longueur d'onde semble jusqu'ici être le meilleur moyen de réduire le coût de déploiement de l'infrastructure tout en permettant les performances nécessaires [35].
- **Débits** : En fonction des technologies de réseau d'accès, de la bande passante de la porteuse, le CPRI prévoit des débits fixes allant de 612.4Mb/s (CPRI1) à 10.137Gb/s (CPRI8). Ces débits peuvent être calculés grâce à la relation 1.1.

$$Débit = M \times Sr \times N \times 2_{I/Q} \times Cw \times C \tag{1.1}$$

  Dans l'expression 1.1, M est le nombre d'antennes par secteur (implémentation MIMO), S_r est le taux d'échantillonnage, N est le nombre de bit par échantillon, $2_{I/Q}$ est un facteur de multiplication correspondant aux données en phase (I) ou en quadrature (Q), C_w est un facteur de contrôle du CPRI, et C est un facteur de codage. Ce dernier vaut généralement 10/8 lorsqu'un codage 8B/10B est utilisé, ou 66/64 lors de l'utilisation d'un codage 64B/66B. Un secteur LTE (*Long Term Evolution*) avec une largeur de bande de 20MHz et un MIMO 2×2 ($M = 2$), un taux d'échantillonnage de 30.72MHz, 15bits par échantillon, un facteur de contrôle du CPRI de 16/15, et un codage en 8B/10B impliquera un débit de 2.4576Gb/s.
- **Performances en transmission** : les spécifications du CPRI prévoient que le Taux d'Erreur Binaire (TEB) soit inférieur à 10^{-12}, soit une erreur sur mille milliards de bits transmis.
- **Latence** : A ce jour, la condition la plus stricte est imposée par la future génération de technologie radio mobile LTE -Advanced qui préconise un temps de propagation aller-retour maximum de l'ordre de 400 à 500μs afin de pouvoir implémenter le CoMP (Coordinated MultiPoint). Cela inclut les retards induits par le transport dans les fibres (à hauteur typiquement de 5μs/km) et les équipements présents sur le lien de fronthaul. Cette valeur est toujours en discussion au niveau de la normalisation.
- **Synchronisation et gigue** : Les spécifications de la technologie LTE exigent une précision de la fréquence radio sur l'interface air de $\pm$ 50 ppb (parties par milliard). Cette fréquence est transportée par le lien CPRI grâce à une synchronisation avec la cadence des données transmises : l'impact du lien de fronthaul nécessite de maintenir la déviation de fréquence à $\pm$ 2 ppb maximum. Par ailleurs, des contraintes supplémentaires sur la synchronisation en temps et en phase seront définies prochainement par les organismes de normalisation (5GPP). La gigue (jitter) en réception est également spécifiée pour une interface CPRI en se basant sur les interfaces 10GEth (10Gb/s ethernet, standard IEEE802.3.av) : la gigue totale (TJ) maximum est limitée à 0.65UI (Unit Interval) ; la gigue déterministe (DJ) à 0.35UI et la combinaison du DJ et de la gigue aléatoire (RJ) est limitée à 0.55UI.

- **Supervision** : Les aspects de gestion opérationnelle et de maintenance du lien doivent être assurés sur le lien, de manière par exemple à faire remonter les pannes d'équipement par le lien lui-même. Ceci peut être assuré par une surmodulation à bas débit du signal, ou par l'insertion dans les données transmises de champs binaires réservés à cet effet.
- **Commerciaux** : l'utilisation d'architectures passives, permettant d'éviter le recours à des amplificateurs en ligne couteux à l'achat et à l'usage, est induite par les contraintes commerciales. Les systèmes finaux devront cependant respecter les contraintes de température extérieure : de -40°C à +85°C.

1.4.3 Données territoriales

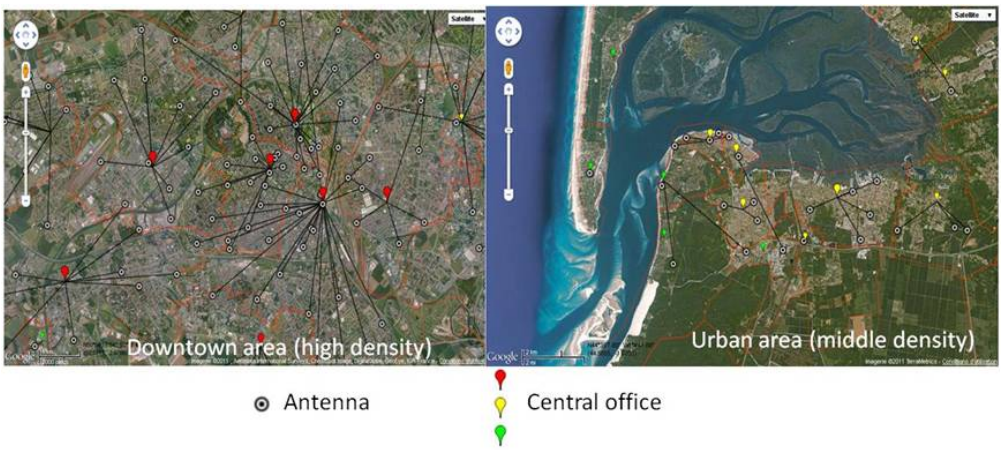

FIGURE 1.13 – Situation géographique des sites antennes en zone très dense (à gauche) et moyennement dense (à droite). [Source interne Orange, projet DIANODE]

A la fin du mois de Janvier 2014, l'opérateur Orange recensait un total de 20728 sites antennes mobiles déployés à raison de 19360 antennes en technologie 2G, 17787 antennes pour la 3G et 4436 antennes pour la 4G, qui est toujours en cours de déploiement. Par ailleurs, la topologie du lien de fronthaul va dépendre du type de site (nombre de technologies radio) et de la distance entre le central et le site antenne. La figure 1.13 montre la présence des sites antennes et de leurs centraux de rattachement pour une zone urbaine très dense (centre-ville) et moyennement dense (banlieue proche).

En considérant toute la France métropolitaine, nous avons pu obtenir les statistiques concernant la distance à vol d'oiseau entre les RRH déployées et les centraux (indiqués sur la courbe par Node Edge (NE), voir figure 1.14). On remarque ainsi que 90% des sites antennes sont à une distance <30km à vol d'oiseau d'un central. Ces 30km, multipliés par un coefficient de redressement de 1.3 pour adapter la distance vol d'oiseau / distance réelle en adduction fibre, permettent de respecter la contrainte de latence (aller retour) de 400μs maximum citée précédemment et qui correspond à 40km de fibre.

Si l'on considère uniquement les zones urbaines très denses ou moyennement denses :

- Distance entre les RRH et le central (BBU Hôtel) :
  - 75% des liens ont une longueur $<$ 4km
  - 95% des liens ont une longueur $<$ 8km
  - 99% des liens ont une longueur $<$ 20km
- Nombre de sites antennes potentiellement raccordés à un central :
  - 20% des centraux seraient connectés à $\geq$ 8 sites antennes
  - 45% des centraux seraient connectés à $\geq$ 4 sites antennes
  - 70% des centraux seraient connectés à $\geq$ 2 sites antennes
  - 30% des centraux seraient connectés à un seul site antenne

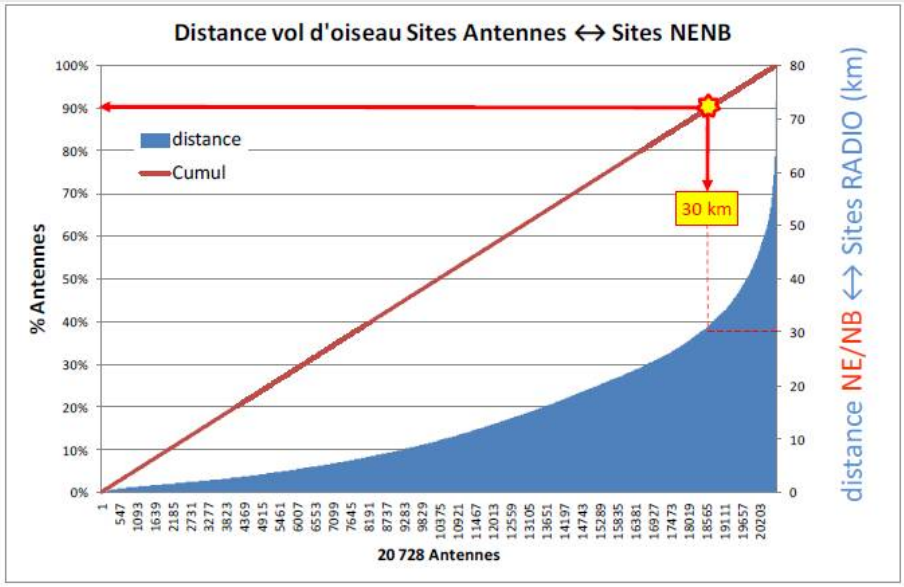

FIGURE 1.14 – Relevé des distances à vol d'oiseau entre sites antennes et centraux Node Edge. [Source interne Orange]

1.4.4 Solutions

Liaison sans fil : Comme précédemment mentionné, cette solution est adaptée uniquement pour réaliser un déport de très courte distance (quelques centaines de mètres) quand la pose ou l'utilisation de fibre optique est impossible. Elle serait particulièrement adaptée pour des small-cells placées à des lieux où l'adduction fibre n'est pas accessible. Or, les technologies *micro-wave* sont aujourd'hui limitées en débits transportés à 1Gbit/s, il est donc nécessaire de mettre en œuvre des mécanismes de compression et d'optimisation des trafics CPRI afin de supporter les débits jusqu'au CPRI3 (LTE20MHz) $<$ 2.5Gbit/s.

Multiplexage en longueur d'onde *grossier* (C-WDM) double fibre : Le multiplexage en longueur d'onde grossier (*Coarse-WDM*) offre la possibilité de multiplexer sur une seule fibre jusqu'à 18 canaux espacés de 20nm selon les normes ITU-T (canaux normalisés de 1270nm à 1610nm). Cette solution offrant une connectivité point à point colorée jusqu'10Gbit/s est adaptée pour réaliser le lien de fronthaul d'un site antenne macro qui comporte jusqu'à 15 RRH en sens unique. L'un des canaux restants peut servir au transport des informations de supervision (remontées de pannes, ...).

Cependant, une seconde fibre optique est nécessaire pour réaliser une liaison à double sens. De plus, la largeur de la bande optique (plusieurs centaines de nanomètres) implique l'utilisation de sources dédiées à chaque canal, ce qui risque d'alourdir les contraintes d'inventaire et d'augmenter la probabilité de mauvais appairage émetteur-canal sur le terrain. La possibilité de coexistence de la solution avec d'autres technologies PON-ITU-T de manière à réutiliser l'infrastructure existante est également écartée du fait du recouvrement partiel du plan de longueur d'onde. Enfin, la faible efficacité spectrale du lien (20nm par canal) ne laisse pas de possibilité si les besoins futurs nécessitent l'installation de nouveaux canaux nécessaires à une nouvelle technologie.

Pseudo-multiplexage en longueur d'onde *grossier* (C-WDM) mono-fibre : Il est possible d'utiliser la même longueur d'onde à l'émission et à la réception. Cependant, du fait des réflexions parasites et de la rétro-diffusion de Rayleigh [39], le signal reçu par un côté du lien est bruité par le signal émis par ce même côté. Il est possible de soustraire électriquement le signal réfléchi ou rétro-diffusé au signal reçu. Les recherches tendent également à diviser le canal

C-WDM d'émission en deux [40, 41], voire en six, de manière à augmenter l'efficacité spectrale. Cette dernière proposition présente des performances similaires aux transmissions double-fibre, mais impose une réduction de la marge d'erreur autorisée à l'accordage de la porteuse optique, et durcit les contraintes de contrôle en température.

Multiplexage en longueur d'onde *dense* (D-WDM) mono-fibre : La division des canaux C-WDM fait tendre la répartition spectrale de ceux-ci vers un multiplexage en longueur d'onde dense (Dense-WDM) (100GHz d'espacement typiquement). Ce glissement pourrait se faire progressivement, permettant une transition douce en cas d'augmentation de la densité des sites antennes. La grille standardisée des canaux DWDM en propose jusqu'à 80 (contre les 15 par site antenne demandés actuellement), tandis que les transceivers (émetteurs/récepteurs) actuels permettent de transporter des données jusqu'à 10Gbit/s. Cependant, les principales contraintes proviennent du respect des normes climatiques (de -40°C à +85°C), des contraintes économiques et des contraintes d'inventaire. La réalisation d'émetteurs banalisés, identiques et simplement accordables sur tous les canaux du système, serait une solution idéale pour d'une part réduire le prix d'achat (production de masse), et d'autre part simplifier les contraintes d'inventaire. Le quatrième chapitre a pour objectif de proposer une solution D-WDM répondant à ces contraintes.

1.4.5 Conclusion : Intérêt du WDM dense (DWDM) colorless

Le fronthaul est donc un nouveau segment du réseau d'accès mobile C-RAN, créé par le déport vers le central d'une partie des équipements initialement placés en pied d'antenne. Né de contraintes opérationnelles (encombrement des sites antennes) et économiques (consommation énergétique due à la climatisation des équipements notamment), le fronthaul doit également anticiper l'augmentation du flux de données sur les réseaux mobiles. La fibre optique est une candidate sérieuse pour répondre aux diverses contraintes, du fait de la bande passante du canal et de la maturité des technologies. Alliée à un multiplexage en longueur d'onde, l'architecture point à point optique passive pourra limiter les dépenses induites par la pose du lien en question. Dès lors, l'efficacité spectrale du multiplexage en longueur d'onde dense (D-WDM) peut autoriser la réutilisation d'une partie des infrastructures fibrées déjà déployées et limiter encore plus les coûts d'installation. Ceci pourra se faire par l'utilisation de la plage de longueur d'onde adaptée, permettant la coexistence entre les différentes solutions (voir figure 1.10 page 19). En particulier, le NG-PON2 précédemment présenté, prévoit une solution D-WDM compatible avec les autres technologies PON.

La technologie PON D-WDM élue devra cependant répondre aux contraintes relatives au lien. Débit (10Gb/s), transmission sur les distances considérées (quelques dizaines de kilomètres, sans amplification), taux d'erreur, et surtout achromaticité (caractère *colorless*) permettant de soulager les contraintes d'inventaire et de réduire les coûts de production et d'achat, sont les principales difficultés à laquelle la source devra faire face. On proposera dans le quatrième chapitre une source optique colorless innovante, dont on tâchera d'évaluer les performances et les limites.

1.5 Conclusion du chapitre

Les réseaux de fibre optique offrent aujourd'hui l'accès à internet à un nombre toujours croissant d'utilisateurs. En 2013, le nombre d'abonnés très haut débit s'élevait à environ 160 millions de foyers dans le monde, dont plus de 100 millions ayant un accès FTTH ou FTTB. Il est prévu que ce nombre approche de 250 millions en 2017, du fait de la forte croissance du marché. Les flux vidéos, aussi bien sur les réseaux domestiques que mobiles, représentent la majorité du trafic. L'augmentation des flux de données aussi bien pour le marché résidentiel, que pour les entreprises ou le réseau mobile, contraint les différents acteurs du marché à développer de nouvelles solutions.

Le Fronthaul, comme on l'a vu, est un nouveau segment du réseau mobile, situé entre l'antenne mobile et le central de l'opérateur. Son objectif est d'une part de réduire les contraintes d'exploitation du réseau mobile, et d'autre part de simplifier les interventions, en déportant une partie des fonctions à l'origine présentes au niveau de l'antenne, vers le central. Les contraintes, aussi bien en termes de débit, de latence, de supervision, ou de configuration du site permettent d'envisager l'utilisation d'un lien en fibre optique de type WDM-PON avec une densité de canaux tendant vers le WDM dense. Des émetteurs de type "colorless" permettraient également de banaliser certains équipements et de limiter les contraintes d'inventaire. Reste alors à développer la source optique D-WDM-PON-colorless idoine.

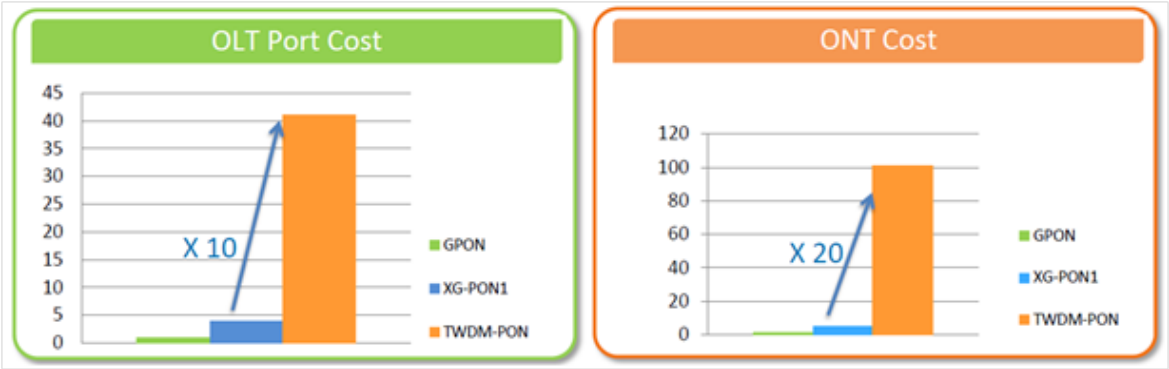

FIGURE 1.15 – Coût comparé des ONT (similaire aux ONU) et OLT des technologies GPON, XG-PON, et NG-PON2-TWDM. [Source interne Orange, ZTE]

Concernant le réseau d'accès optique fixe, la technologie GPON et ses débits asymétriques à l'usage des clients résidentiels est massivement déployée depuis 2006. Les études sur le successeur du GPON, le XG-PON, se poursuivent avec notamment des essais terrain par différents grands opérateurs (China Mobile, China Telecom, Portugal Telecom, Verizon-USA, Brittish Telecom) dont Orange en 2015 en Espagne et en 2016 en France. Bien que présentant des débits plus élevés que le GPON et le XG-PON, le NG-PON2-TWDM peine à convaincre, du fait notamment de l'introduction d'un multiplexage en longueur d'onde qui augmente la complexité et donc le coût des OLT et ONU (voir figure 1.15). Les études actuelles montrent en effet qu'un ONU-NG-PON2-TWDM couterait en moyenne 20 fois plus qu'un ONU-XG-PON et 100 fois plus qu'un ONU-GPON. Pour cette raison, l'ITU-T recommande actuellement le développement de la solution XGS-PON, similaire au XG-PON mais avec des débits symétriques à 10Gb/s. Les évaluations en laboratoire sont prévues pour le second semestre 2016, et seront poursuivies par un essai terrain en Pologne fin 2016.

On propose dans les chapitres suivants une étude sur trois points critiques des technologies PON, liés en particulier à l'introduction du multiplexage en longueur d'onde dense dans le réseau d'accès, que ce soit par le biais du NG-PON2 ou des solutions colorless pour le réseau d'accès mobile.

Chapitre 2

Dérapage en longueur d'onde dans le sens montant de la future technologie NG-PON2

2.1 Introduction du chapitre

On s'intéresse ici à un problème inhérent à la future technologie NG-PON2-TWDM. En effet, le resserrement des contraintes spectrales, associé à la technologie de modulation temporelle (par « bursts »), occasionne des difficultés de gestion de longueur d'onde instantanée. Cette dernière peut brièvement sortir de la plage spectrale qui lui est allouée, jusqu'à entraîner des signaux parasites sur les canaux adjacents. Le but de ce chapitre consiste à présenter plus précisément le phénomène considéré et ses origines, pour ensuite proposer différentes méthodes permettant de mesurer ce dérapage de la longueur d'onde. On tentera alors de déduire l'ampleur du phénomène, tout en proposant des moyens d'y remédier.

2.2 Contexte

2.2.1 Multiplexage temporel et fréquentiel du NG-PON2

Il est question dans ce second chapitre de s'intéresser uniquement au sens montant des transmissions, c'est-à-dire du client vers le central, contrairement au troisième chapitre sur les interactions par émission Raman stimulée dans les PON. De la même façon que le GPON (voir page 13) et le XG-PON (voir page 14), le NG-PON2 (voir page 17) fonctionne sur la base d'un multiplexage temporel (TDM). Cependant, dans le sens montant, le principe du multiplexage temporel consiste à autoriser un ONU à s'exprimer sous le contrôle de l'équipement au central, uniquement dans la plage temporelle qui lui est assignée (cette plage étant typiquement de l'ordre de la microseconde ou de la centaine de microsecondes). De cette manière, les ONU envoient leurs données à l'OLT chacun à leur tour, pour éviter tout recouvrement temporel des informations qu'ils transmettent. On parle alors d'émissions de *"bursts"* (parfois nommés "rafales" ou "paquets", voir page 13), et de *TDMA*.

Cependant, en plus d'augmenter le débit de chaque émetteur par rapport au GPON, on utilise pour le NG-PON2 plusieurs paires de canaux montants/descendants (c'est-à-dire plusieurs longueurs d'onde dans le sens montant, et autant dans le sens descendant) comme le présente la figure 2.1.a. On se place ainsi dans une configuration dite *TWDM*, combinaison de multiplexage temporel et de multiplexage en longueur d'onde. Dans le sens descendant on parle alors de TWDMA [42]. Chaque lien coloré peut être réalisé selon les configurations suivantes : Chaque lien coloré peut utiliser les combinaisons de vitesses de modulation suivantes :

– 9.95328Gb/s descendant ; 9.95328Gb/s montant (par longueur d'onde)

– 9.95328Gb/s descendant ; 2.48832Gb/s montant (par longueur d'onde)
– 2.48832Gb/s descendant ; 2.48832Gb/s montant (par longueur d'onde)

Le débit global, que l'on arrondira par la suite à 2.5Gb/s et 10Gb/s pour alléger la lecture, varie donc selon le débit physique par longueur d'onde demandé par le fournisseur d'accès au constructeur ainsi que par le nombre de canaux requis. Les canaux, au nombre de quatre ou huit selon les besoins, sont situées pour le sens montant dans la bande spectrale 1532-1540nm et peuvent être espacés de 50GHz, 100GHz ou 200GHz [20].

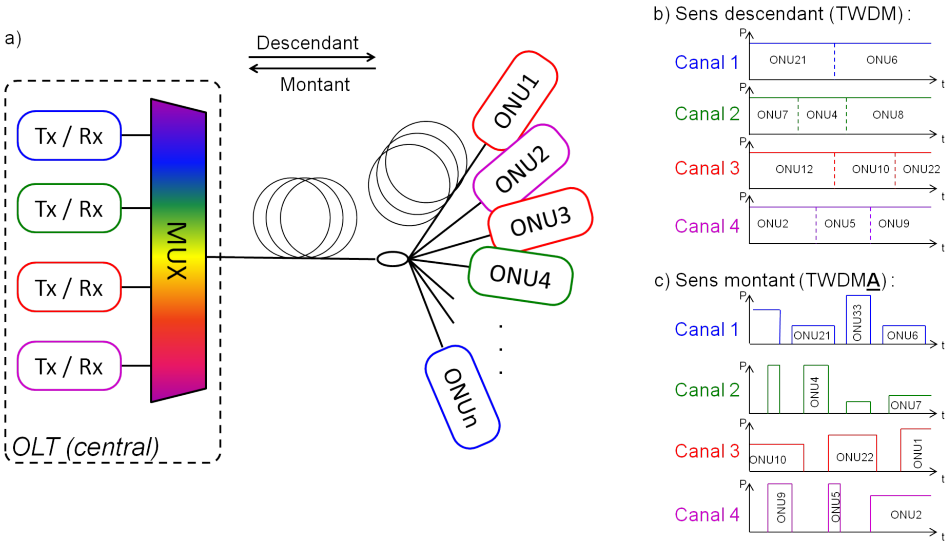

FIGURE 2.1 – Arbre simplifié du NG-PON2 - TWDM (a), et représentation schématique des signaux optiques descendants (b) et montants (c). *Par soucis de simplification, les données au sein des bursts ne sont pas représentées, mais seules les enveloppes des bursts le sont.*

En plus de complexifier l'architecture existante du fait de l'utilisation d'ONU accordables en longueur d'onde, le problème du NG-PON2 auquel on s'intéresse ici vient du fait que le laser émetteur à l'ONU est directement modulé (Directly Modulated Laser (DML)). En effet, le signal optique comporte à la fois les paquets du multiplexage temporel, les "bursts", mais aussi les données à 2.5Gb/s ou 10Gb/s qui sont transmises à l'intérieur de ces paquets. Différentes solutions sont envisagées pour atteindre ces débits de 2.5Gb/s et 10Gb/s à l'intérieur des bursts. Les produits commerciaux sont actuellement capables d'atteindre des débits de 2.5Gb/s par modulation directe d'un laser Distributed Feedback (DFB), tandis qu'un modulateur externe (même intégré à la puce) peut être requis pour atteindre à la fois la modulation à 10Gb/s et supporter les contraintes de budget optique. Or, dans le cas de l'utilisation d'un modulateur externe (de type "modulateur électro-absorbant" généralement), des signaux optiques résiduels émis par des différents ONU imparfaitement obturés peuvent exister entre deux émissions de bursts, si le laser reste allumé en permanence. La somme des signaux résiduels peut être une source de bruit importante, capable de perturber la réception du signal en mode burst.

Le laser doit donc préférablement être éteint entre deux émissions de bursts (comme le présente la figure 2.1.c), puis rallumé à chaque burst, que l'on utilise un modulateur externe ou une modulation directe.

2.2.2 Achromaticité du NG-PON2 (le caractère "colorless")

Les fournisseurs d'accès à internet souhaitent réduire les dépense opérationnelles (OPEX) de leur réseaux. Pour répondre à ce problème, les discussions concernant le NG-PON2 ont conduit au choix d'une technologie *achromatique* (dite *colorless* en anglais). Ceci doit se traduire en pratique par la réalisation d'ONU banalisés, de manière à simplifier le travail d'inventaire extrêmement

complexe vu le nombre d'ONU déployés dans ce marché de masse [20]. On rappelle en effet que fin 2014, environ 15 millions de foyers européens étaient raccordés au réseau de fibre optique FTTH, avec un marché en hausse de 50% l'année précédente [43].

Au lieu de présenter un modèle d'ONU dédié à un canal d'émission, ceux-ci devront dans l'idéal être identiques et pouvoir s'accorder sur n'importe quel canal, selon la charge de trafic sur chacun des canaux, tout en restant accessibles à bas coût. Dès lors, plusieurs solutions sont envisageables :

- Le laser de type DFB possède l'avantage d'être une technologie maitrisée et mature. Il est également possible d'accorder la longueur d'onde d'émission en chauffant et refroidissant le laser [44] (avec cependant des inconvénients comme on le verra par la suite).
- Il a également été envisagé d'utiliser des laser Distributed Bragg Reflector (DBR), lasers multi-section accordables, bien que cette solution soit plus complexe [20].
- Le développement récent de la photonique intégrée sur silicium permet aussi d'envisager une autre gamme de solutions accordables [45], mais dont la maturité pour une production de masse n'est pas encore atteinte.

Deux solutions sont ensuite envisageables pour accorder les émetteurs laser accordables :

- La première consiste à pré-calibrer les émetteurs. Cette solution implique donc de connaitre parfaitement le courant à appliquer au contrôle thermoélectrique de chaque puce commercialisé pour atteindre chacun des canaux, ce qui introduit fatalement un surcoût de production. Il est de plus nécessaire de s'assurer que ce courant de contrôle ne dérive pas dans le temps. Cette solution permet cependant une précision d'accordage suffisamment fiable.
- La seconde solution repose sur un mécanisme de contrôle de la longueur d'onde basé sur une communication entre ONU et OLT, ce dernier devant renvoyer à l'ONU des informations relatives à la longueur d'onde de l'ONU lui permettant de s'accorder au canal [46]. Dans ce cas, aucun surcoût de production n'est à prévoir concernant les lasers. Le mécanisme nécessite cependant de pouvoir être réalisé à coût faible, mais aussi de présenter une rapidité d'accordage.

2.2.3 Descriptions du phénomène de dérapage en longueur d'onde

La mise en fonctionnement périodique du laser demandée par le mode burst est accompagnée d'une variation brutale du courant d'alimentation du laser. Celle-ci se traduit à son tour, dans le semi-conducteur, par une variation toute aussi brutale du nombre de porteurs de charge et d'une variation de la température du laser. A son tour, la longueur d'onde du laser varie sur une échelle de temps de l'ordre de la nanoseconde à plusieurs centaines de microsecondes [47] comme il sera démontré dans la suite de ce chapitre.

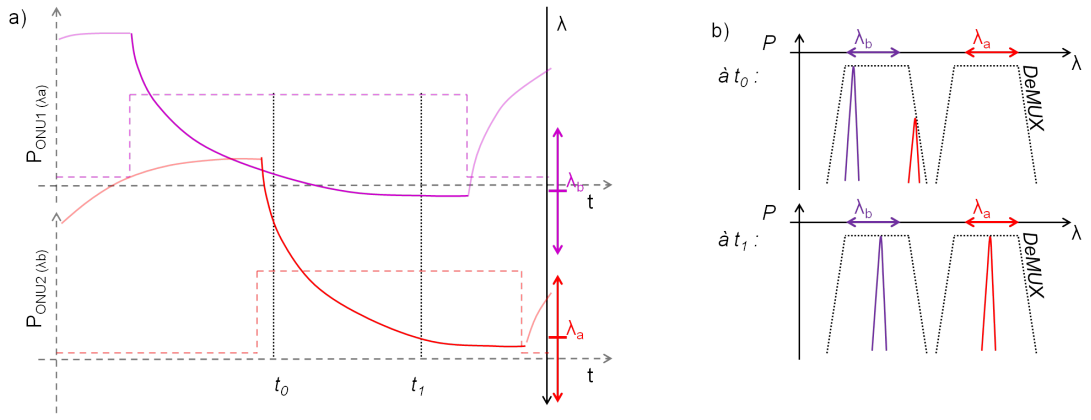

FIGURE 2.2 – Représentation schématique du dérapage en longueur d'onde du NG-PON2 - TWDM, d'un point de vue temporel (a) et fréquentiel (b).

Le phénomène, représenté schématiquement sur la figure 2.2, est en réalité introduit par les chirps adiabatiques et thermiques que l'on étudiera dans la section 2.3. De façon simplifiée, on représente uniquement l'enveloppe de l'émission de deux ONU (en tirets sur la figure 2.2.a), l'un sur la longueur d'onde rouge et l'autre sur la longueur d'onde violette, ainsi que leur longueur d'onde instantanée correspondante. Comme on peut le constater sur la figure 2.2.b, même si à l'instant t_1, la longueur d'onde des deux ONU est dans le canal assigné, à l'instant t_0, la longueur d'onde de l'émetteur rouge est dans le canal violet. Le signal émis par l'ONU rouge n'est alors pas reçu et perturbe en plus la réception de l'ONU violet. Dans un système NG-PON2 où les contraintes spectrales sont resserrées par rapport aux précédentes générations, un dérapage de la longueur d'onde au début d'un paquet peut s'accompagner d'une erreur d'accordage. En effet, l'espacement entre canaux va de 50GHz à 200GHz pour le NG-PON2-TWDM, quand le GPON se voit allouer à lui seul une plage de 20nm (soit 3500GHz environ) centrée à 1310nm (sens montant du GPON).

2.2.4 Conséquences du dérapage en longueur d'onde

La nécessité de concevoir des ONU accordables et les erreurs d'accordage inhérentes, ajoutées au problème de dérapage en longueur d'onde sur la durée d'un burst entraine la possibilité d'observer localement la longueur d'onde d'un émetteur en dehors de la plage spectrale qui lui est allouée.

Une dérive de quelques gigahertzs peut entrainer d'abord une baisse de l'intensité reçue du fait du filtrage du signal par les bord du démultiplexeur, perturbant la réception du signal [48]. Son importance dépendra de la forme du démultiplexeur choisi. Une dérive plus importante peut amener la longueur d'onde du signal à se trouver temporairement dans le canal voisin, ce qui a pour effet de perturber cette fois la transmission du canal considéré mais aussi du canal adjacent.

Dans une moindre mesure, un glissement de longueur d'onde va se traduire par une diminution d'amplitude dont l'importance dépendra de la forme du démultiplexeur choisi, entrainant ainsi un mauvaise réception du signal [48].

2.2.5 Excursion spectrale autorisée

Les normes *ITU-T* ont produit plusieurs recommandations pour parer aux problèmes d'excursion spectrale. La norme ITU-T-G989.2 qui concerne le NG-PON2 définit l'excursion spectrale maximum (Maximum Spectral Excursion (MSE)) comme la *"déviation unilatérale maximum à partir de la longueur d'onde centrale du canal"* [42]. Ce MSE est présenté sur la figure 2.3 (figure issue de [42]) et peut, d'après la norme, avoir les valeurs suivantes :

- +/-12.5GHz pour un espacement de 50GHz entre canaux
- +/-20GHz pour un espacement de 100GHz entre canaux
- +/-25GHz pour un espacement de 200GHz entre canaux

Le *Maximum Tuning Error (MTE)*, erreur d'accordage maximum autorisée, est défini à partir du MSE comme suit :

$$MTE = MSE - \text{ Largeur spectrale unilatérale à -15dB} \tag{2.1}$$

Plus simplement, cette définition signifie que l'erreur d'accordage maximum autorisée est dépassée lorsque le spectre présenté sur la figure 2.3 recouvre partiellement le masque dessiné par les rectangles gris de cette même figure. On notera qu'en pratique le spectre est asymétrique : l'erreur d'accordage maximum autorisée l'est donc également d'après cette définition.

2.2.6 Conclusion

Les normes ITU-T couvrent en réalité insuffisamment le phénomène de dérapage en longueur d'onde. En effet, la définition des MTE et MSE n'est que spectrale, tandis que le phénomène est

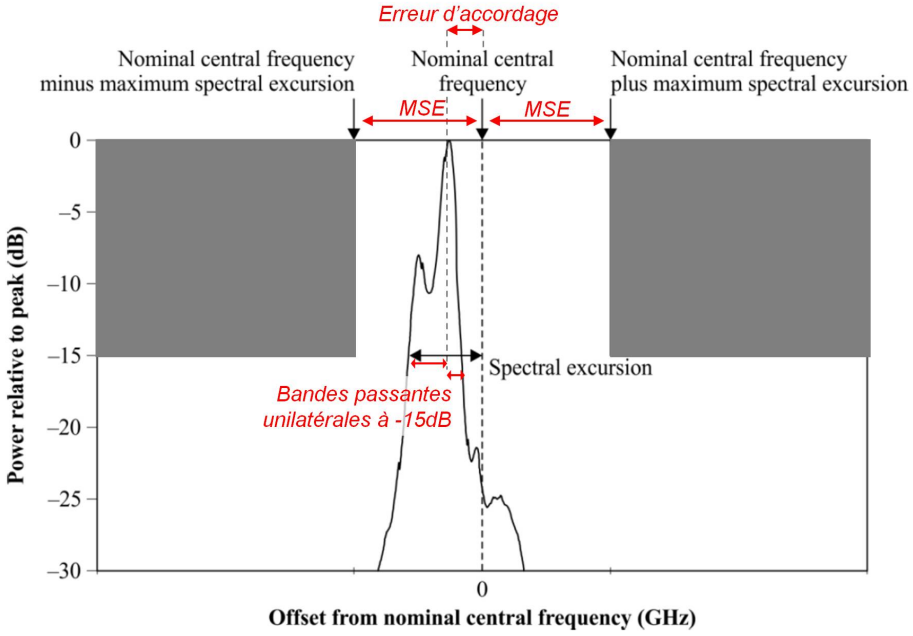

FIGURE 2.3 – Illustration des excursions spectrales [42].

temporel et transitoire, comme nous le verrons dans la prochaine section. Il est de plus important de ne pas négliger la nécessité d'accordabilité des émetteurs : un accordage par contrôle de la température du laser changera les paramètres du laser, ce qui ne sera pas sans conséquences sur la qualité de la transmission.

2.3 Trois types de chirp

Le "chirp", que l'on peut traduire littéralement de l'anglais par "gazouillis d'oiseau", est en télécommunications optique le phénomène de glissement de la fréquence optique instantanée du signal considéré. Celui-ci est introduit lors de la modulation du signal, qu'elle soit directe [49] ou externe [50]. Cependant, pour les raisons évoquées dans la section précédente, on ne s'intéressera ici qu'au chirp impactant les lasers à modulation directe. Le glissement de fréquence est dans ce cas induit par trois phénomènes distincts : chirp transitoire, chirp adiabatique, et chirp thermique.

2.3.1 Chirp transitoire et chirp adiabatique

La modulation électrique d'un laser à semi-conducteur entraîne une variation de la densité de porteurs au sein des régions actives de celui-ci. A son tour, la variation de la densité de porteurs affecte le champ électrique optique au sein du composant, ce qui se traduit par un glissement de la fréquence optique.

En pratique, il a été démontré que la variation de fréquence optique, le chirp, pouvait être décrite en fonction de la puissance optique en sortie du semi-conducteur par l'expression suivante [51] :

$$\Delta\nu_A(t) = \frac{\alpha_H}{4\pi}\left(\frac{1}{P(t)}\cdot\frac{dP(t)}{dt} + \kappa P(t)\right) \tag{2.2}$$

où P(t) est la puissance de sortie du laser, κ le coefficient de chirp adiabatique, α_H le facteur de Henry [52].

Ce dernier est le facteur clé de l'expression 2.2, dans la mesure où la variation de fréquence est nulle si α_H est nul. Celui-ci, également dénommé "facteur d'élargissement homogène", est défini comme le rapport de la variation de la partie réelle de l'indice de réfraction du matériaux sur la variation de sa partie imaginaire, lors d'une variation de la densité de porteurs dans le milieu. Il traduit en réalité une fluctuation du gain du milieu en une fluctuation de phase (et donc de fréquence).

L'expression 2.2 fait apparaître deux termes. Le premier correspond au chirp dit *transitoire* ("transient chirp" en anglais, parfois aussi appelé "dynamic frequency chirp" [53]). Son expression étant proportionnelle à la dérivée de la puissance, le chirp transitoire sera plus présent sur des variations de puissance brèves, sur les fronts montants ou descendants de bits notamment. Dans le cas d'un laser modulé directement, le facteur de Henry étant positif, le glissement de fréquence se fait vers les hautes fréquences sur un front montant (décalage vers le "bleu"), et vers les basses fréquences sur un front descendant(décalage vers le "rouge").

Le second terme de l'expression 2.2 correspond au chirp adiabatique. Le glissement de fréquence engendré par ce phénomène est directement proportionnel à la modulation de courant appliquée. Son importance dépend à la fois de α_H et de κ, coefficient de chirp adiabatique qui dépend des paramètres du laser considéré (efficacité quantique, temps de vie des photons spontanés et stimulés dans la cavité, proportion de photons d'émission spontanée dans le mode laser,... [51]). Le coefficient κ étant généralement positif dans le cas d'un laser modulé directement, une augmentation de la puissance optique entrainera un glissement de la fréquence optique vers les hautes fréquences (décalage vers le "bleu") et inversement.

Ces deux phénomènes, chirps adiabatique et transitoire, ont généralement un impact négatif sur la transmission des données. En effet, au cours de sa propagation, le signal *"chirpé"* interagit avec la fibre optique, en raison de la dispersion chromatique de celle-ci. Cela se traduit par un élargissement de l'impulsion (en cas de modulation directe et de propagation dans de la fibre standard, selon la longueur d'onde et la longueur de la fibre), réduisant la qualité des transmissions selon de la distance parcourue par le signal [54].

Il est cependant possible de s'accommoder de cet inconvénient, par exemple en modélisant la forme du canal dans le cas de la modulation multi-porteuse [17], de manière à ajuster le débit de chaque sous-porteuse selon l'impact du chirp. Il a également été démontré qu'il était possible d'utiliser un modulateur externe avec beaucoup de chirp comme un modulateur de phase, permettant l'utilisation de formats de modulation avancés [55].

2.3.2 Chirp thermique

Le troisième type de chirp, nommé chirp thermique, est moins connu que les deux précédents du fait de son temps de réponse. En effet, comme son nom l'indique, ce glissement de fréquence est le résultat d'une modification de la température du laser, qui peut être observée sur des durées de l'ordre de quelques nanosecondes à plusieurs centaines de microsecondes. Dès lors, ce phénomène n'est pas pénalisant dans les transmissions actuelles continues puisque la température des lasers est généralement régulée, et puisque les modifications des conditions sont introduites par la modulation du laser, dont la durée du bit est faible devant les constantes de temps considérées. Ce chirp a donc principalement été étudié dans les années 1980-1990, où les débits étaient plus faibles et le phénomène non-négligeable.

Suite à une excitation électrique (allumage du laser notamment), l'énergie cinétique de certains porteurs de charge en déplacement est convertie en chaleur par effet Joule. Cette chaleur modifie à son tour les propriétés des différentes couches du matériaux semi-conducteur et de ce fait l'indice de réfraction du matériaux et donc la fréquence optique. La modification de la fréquence optique est modélisée après étude comme directement proportionnelle à celle de l'indice de réfraction [56].

En théorie, il est possible de prédire la modification de la fréquence optique en modélisant la propagation d'un flux thermique dans le semi-conducteur grâce à l'équation de la chaleur, dans le

temps et les trois dimensions de l'espace [56, 57]. Le résultat, dont l'expression est relativement complexe, dépend notamment des dimensions de chaque couche du matériau, ainsi que leurs constantes de propagation thermiques respectives.

Un modèle simplifié semi-empirique a été développé par *Vera et Glance* [47], dont la réponse impulsionnelle à une excitation de courant électrique est donnée par l'expression 2.3.

$$h_{Th}(t) = -\left(\sum^{n} a_n e^{-t/\tau_n}\right) U(t) \tag{2.3}$$

avec $U(t)$ l'échelon d'*Heaviside*. D'après ce modèle, la réponse impulsionnelle totale du système est une somme des *"n"* réponses impulsionnelles de type "filtre passe-bas" de chacune des couches du composants. Ces réponses ont des amplitudes relatives a_n décroissantes, et des constantes de temps τ_n différentes. Ces dernières considèrent les dimensions de chacune des "n" couches du laser, tandis que le paramètre a_n prend également en compte la densité de courant dans le milieu. Ce modèle, bien que simple, a maintes fois été éprouvé [58, 59, 60, 61]. En pratique, l'effet de ce phénomène sur la réponse à un échelon de courant appliqué à un laser à semiconducteur consiste en un glissement de la fréquence vers les basses fréquences (décalage vers le "rouge") symbolisée par le signe "moins" de l'expression 2.3.

2.3.3 Modèle utilisé

Comme expliqué dans la première section, on s'intéresse dans ce chapitre à la mesure du dérapage en longueur d'onde des bursts émis par les ONU dans les systèmes TWDM. Dès lors, au vu des échelles de temps considérées (plusieurs dizaines voire centaines de microsecondes), on ne s'intéresse pas au chirp transitoire.

Le modèle global peut alors s'écrire (à partir des expressions 2.2 et 2.3) :

$$\Delta\nu(t) = \Delta\nu_A(t) \; + \; \Delta\nu_{Th}(t) = \frac{\alpha_H}{4\pi}\kappa\left(I(t) - I_{th}\right)\eta\delta(I) \; - \; I(t) * \left(\sum^{n} a_n e^{-t/\tau_n}\right) \tag{2.4}$$

avec

$$\delta(I) = \begin{cases} 0 \; si \; I \leq I_{th} \\ 1 \; si \; I > I_{th} \end{cases} \tag{2.5}$$

L'équation 2.4 prend en compte le fait que le chirp thermique est modélisé en fonction du courant tandis que l'adiabatique dépend de la puissance optique. On lie alors le courant à la puissance, grâce à l'expression 2.5, en supposant la puissance $P(t)$ nulle si $I \leq I_{th}$ (où I_{th} est le courant de seuil du laser), et proportionnelle au courant si $I > I_{th}$ via un facteur d'efficacité η (en W/A). Le symbole "$*$" représente ici le produit de convolution.

2.3.3.1 Réponse thermique à un unique burst (réponse transitoire)

On peut exprimer un stimulus électrique $S(t)$ correspondant à l'enveloppe d'un burst (présenté sur la figure 2.4) de la manière suivante :

$$S(t) = S_0 + \frac{A}{\Delta_0}(t-t_0)U(t-t_0) - \frac{A}{\Delta_0}(t-t_1)U(t-t_1) - \frac{A}{\Delta_2}(t-t_2)U(t-t_2) + \frac{A}{\Delta_2}(t-t_3)U(t-t_3) \tag{2.6}$$

Le paramètre A correspond à l'amplitude du courant électrique (voir figure 2.4), tandis que le paramètre S_0 correspond à la composante continue. $U(t)$ représente l'échelon de *Heaviside*. Les paramètres t_k correspondent aux débuts des différentes rampes de l'expression 2.6, et on pose $\Delta_0 = t_1 - t_0$ et $\Delta_2 = t_3 - t_2$.

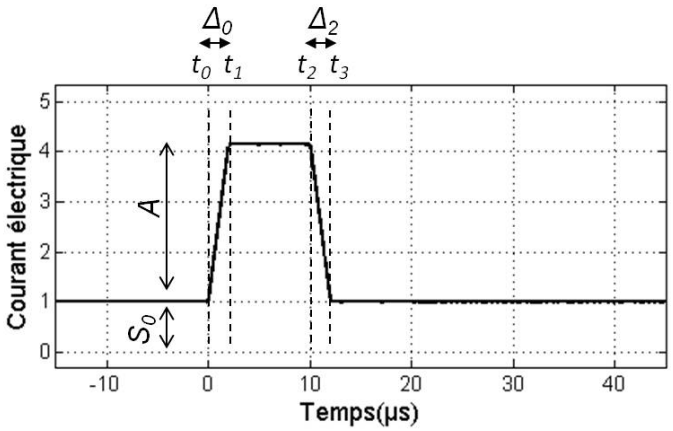

FIGURE 2.4 – Stimulus électrique correspondant à l'expression 2.6

Dès lors, on peut calculer la réponse thermique au stimuli en utilisant la transformée de Laplace, sachant que la transformée de Laplace de chacune des rampes de l'expression 2.6 est :

$$\mathcal{L}\left[\frac{A}{\Delta_i}(t-t_k)U(t-t_k)\right](p) = \frac{A}{\Delta_i}\frac{1}{p^2}e^{-t_k p} \tag{2.7}$$

De plus, la transformée de Laplace de la réponse impulsionnelle du système peut être exprimée sous la forme suivante :

$$\mathcal{L}\left[a_n e^{-t/\tau_n}\right](p) = a_n \frac{1}{p+1/\tau_n} \tag{2.8}$$

On peut donner la réponse temporelle de chacune des k rampes pour une couche n du semi-conducteur :

$$\left(\frac{A}{\Delta_i}(t-t_k)U(t-t_k)\right) * \left(a_n e^{-t/\tau_n}\right)(t) = \frac{A}{\Delta_i} a_n {\tau_n}^2 \left[\frac{t-t_k}{\tau_n} - 1 + e^{-\left(\frac{t-t_k}{\tau_n}\right)}\right] U(t-t_k) \tag{2.9}$$

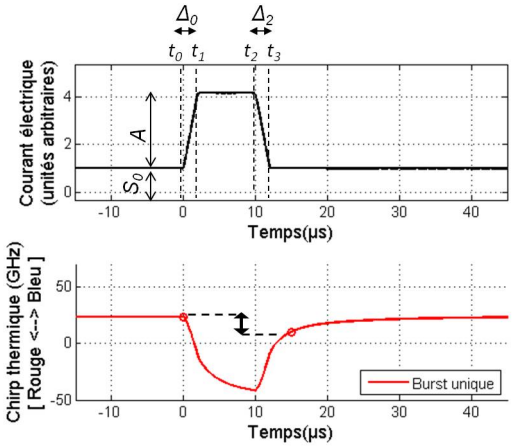

FIGURE 2.5 – Burst unique (haut) et chirp thermique correspondant (bas). *Simulation*

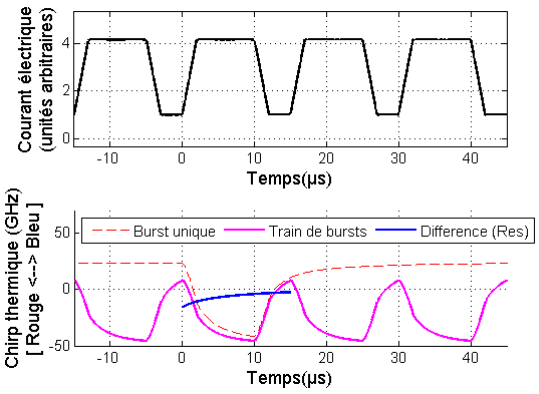

FIGURE 2.6 – Burst périodique (haut) et chirp thermique correspondant (bas). *Simulation*

La réponse thermique complète à une excitation électrique de la forme de $S(t)$ est donc la suivante (représentée figure 2.5) :

$$\Delta\nu_{Th}(t) = [S(t) * h_{Th}(t)](t) = -\sum^{n} a_n\tau_n \Bigg(S_0 + \tau_n\frac{A}{\Delta_0}\left[\frac{t-t_0}{\tau_n} - 1 + e^{-\left(\frac{t-t_0}{\tau_n}\right)}\right] U(t-t_0) - \tau_n\frac{A}{\Delta_0}\left[\frac{t-t_1}{\tau_n} - 1 + e^{-\left(\frac{t-t_1}{\tau_n}\right)}\right] U(t-t_1) - \tau_n\frac{A}{\Delta_2}\left[\frac{t-t_2}{\tau_n} - 1 + e^{-\left(\frac{t-t_2}{\tau_n}\right)}\right] U(t-t_2) + \tau_n\frac{A}{\Delta_2}\left[\frac{t-t_3}{\tau_n} - 1 + e^{-\left(\frac{t-t_3}{\tau_n}\right)}\right] U(t-t_3)\Bigg) \tag{2.10}$$

2.3.3.2 Réponse thermique à un train de bursts (réponse périodique)

L'expression 2.10 prend uniquement en compte le drift d'un burst isolé. Or, on peut constater sur la figure 2.5 à l'instant $t_0 + T$ (avec $t_0 = 0$ et $T = 15\mu s$ par exemple) que la valeur de la fréquence instantanée n'est pas nulle, comme elle l'était à t_0. Dès lors, le drift d'un second burst débutant à l'instant $t_0 + T$ ne commencerait pas à la même valeur de fréquence instantanée et n'aurait pas la même allure que celui entre t_0 et $t_0 + T$.

Il s'agit ici de déterminer l'expression du drift dans le cas où le composant serait soumis à une excitation périodique de période T, et dont l'expression entre t_0 et $t_0 + T$ suit la formule 2.6, en prenant en compte le "résidu" $Res(t)$ des burst précédents. On se place pour commencer dans le cas où $n = 1$ (une seule couche considérée). D'après l'expression 2.10, la réponse thermique périodique à l'instant t ($t_0 < t < t_0 + T$), aux K stimuli précédents prend la forme suivante (on omet volontairement le terme S_0 qui correspond à une composante continue) :

$$Res_1(t) = -\sum_{k=1}^{K} a_1\tau_1 \Bigg(S_0 + \tau_1\frac{A}{\Delta_0}\left[\frac{t-(t_0-kT)}{\tau_1} - 1 + e^{-\left(\frac{t-(t_0-kT)}{\tau_1}\right)}\right] U(t-(t_0-kT)) - \tau_1\frac{A}{\Delta_0}\left[\frac{t-(t_1-kT)}{\tau_1} - 1 + e^{-\left(\frac{t-(t_1-kT)}{\tau_1}\right)}\right] U(t-(t_1-kT)) - \tau_1\frac{A}{\Delta_2}\left[\frac{t-(t_2-kT)}{\tau_1} - 1 + e^{-\left(\frac{t-(t_2-kT)}{\tau_1}\right)}\right] U(t-(t_2-kT)) + \tau_1\frac{A}{\Delta_2}\left[\frac{t-(t_3-kT)}{\tau_1} - 1 + e^{-\left(\frac{t-(t_3-kT)}{\tau_1}\right)}\right] U(t-(t_3-kT))\Bigg) \tag{2.11}$$

Pour $k \geq 1$, les échelons valent tous 1. De plus, les rampes $[t-(t_0-kT)]/\tau_1$ se compensent quatre à quatre. L'expression 2.11 se simplifie alors de la façon suivante :

$$Res_1(t) = -a_1\tau_1^2 e^{-t/\tau_1}\left(\frac{A}{\Delta_0}\left[e^{t_0/\tau_1} - e^{t_1/\tau_1}\right] - \frac{A}{\Delta_2}\left[e^{t_2/\tau_1} - e^{t_3/\tau_1}\right]\right)\sum_{k=1}^{K} e^{-kT/\tau_1} \tag{2.12}$$

Dans la mesure où la somme de l'expression 2.12 constitue une somme géométrique de raison e^{-T/τ_1}, on peut obtenir le résidu pour "n" couches :

$$Res(t) = -\sum^{n} a_n \tau_n^2 e^{-t/\tau_n} \left(\frac{A}{\Delta_0} \left[e^{t_0/\tau_n} - e^{t_1/\tau_n} \right] - \frac{A}{\Delta_2} \left[e^{t_2/\tau_n} - e^{t_3/\tau_n} \right] \right) \left(\frac{e^{-T/\tau_n}}{1 - e^{-T/\tau_n}} \right) \quad (2.13)$$

Ce résultat est présenté sur la figure 2.6 (en bleu).

Dans le cas d'un stimuli périodique dont l'expression sur une période pourra s'exprimer sous la forme de l'expression 2.6, on utilisera donc finalement l'expression suivante pour décrire le drift :

$$\begin{aligned}
\Delta\nu_{Th}(t) = [S_T(t) * h_{Th}(t)](t) = [S(t) * h_{Th}(t)](t) + Res(t) = -\sum^{n} a_n \tau_n \Bigg\{ & S_0 \\
& + \tau_n \frac{A}{\Delta_0} \left[\frac{t - t_0}{\tau_n} - 1 + e^{-\left(\frac{t - t_0}{\tau_n}\right)} \right] U(t - t_0) - \tau_n \frac{A}{\Delta_0} \left[\frac{t - t_1}{\tau_n} - 1 + e^{-\left(\frac{t - t_1}{\tau_n}\right)} \right] U(t - t_1) \\
& - \tau_n \frac{A}{\Delta_2} \left[\frac{t - t_2}{\tau_n} - 1 + e^{-\left(\frac{t - t_2}{\tau_n}\right)} \right] U(t - t_2) + \tau_n \frac{A}{\Delta_2} \left[\frac{t - t_3}{\tau_n} - 1 + e^{-\left(\frac{t - t_3}{\tau_n}\right)} \right] U(t - t_3) \\
& + \tau_n e^{-t/\tau_n} \left(\frac{A}{\Delta_0} \left[e^{t_0/\tau_n} - e^{t_1/\tau_n} \right] - \frac{A}{\Delta_2} \left[e^{t_2/\tau_n} - e^{t_3/\tau_n} \right] \right) \left(\frac{e^{-T/\tau_n}}{1 - e^{-T/\tau_n}} \right) \Bigg\}
\end{aligned} \quad (2.14)$$

L'expression 2.14 est valable pour $t_0 < t < t_0 + T$ (modulo T) et présentée sur la figure 2.6 (en violet).

Les avantages de cette expression sont d'une part qu'elle modélise relativement bien le phénomène du chirp thermique (comme on le verra par la suite), mais aussi qu'elle évite d'avoir à utiliser les séries de Fourier, qui nécessitent un nombre infini de coefficients (sous peine de subir le phénomène de Gibbs).

2.3.4 Démonstration expérimentale

2.3.4.1 Exemple :

Expérimentalement, il est possible de mesurer le glissement de fréquence d'un laser et de le comparer au modèle précédent. La méthode de mesure utilisée, fondée sur la détection hétérodyne, sera développée dans la section suivante de ce chapitre.

L'émetteur considéré est ici un laser DFB, émettant autour de 1542nm et directement modulé par un signal périodique de période 125µs. Durant la première phase, le laser reçoit 60mA (son courant de seuil étant de 30mA) pendant une durée variable de 3µs, 62.5µs et 122µs successivement lors de trois mesures différentes. Un courant de 50mA est appliqué durant la durée restante (122µs, 62.5µs et 3µs respectivement). On fait ici, pour démontrer la véracité des précédents calculs, le choix de toujours appliquer un courant supérieur au seuil de manière à faciliter l'observation du glissement de fréquence lorsque le laser est normalement éteint (entre deux bursts). On notera également qu'une thermo-régulation ayant une température de consigne de 20°C est appliquée au laser, par le biais de l'effet Peltier. Dans la mesure où la réponse du chirp thermique prévoit des constantes de temps allant jusqu'à la nanoseconde, on considère que cette régulation par effet Peltier est trop lente pour compenser le glissement de fréquence.

Le signal optique issu du laser est présenté sur la figure 2.7 (en bleu sur les figures 2.7.a, 2.7.b et 2.7.c), ainsi les glissements de fréquence correspondants (en rouge, sur les figures en 2.7.d, 2.7.e

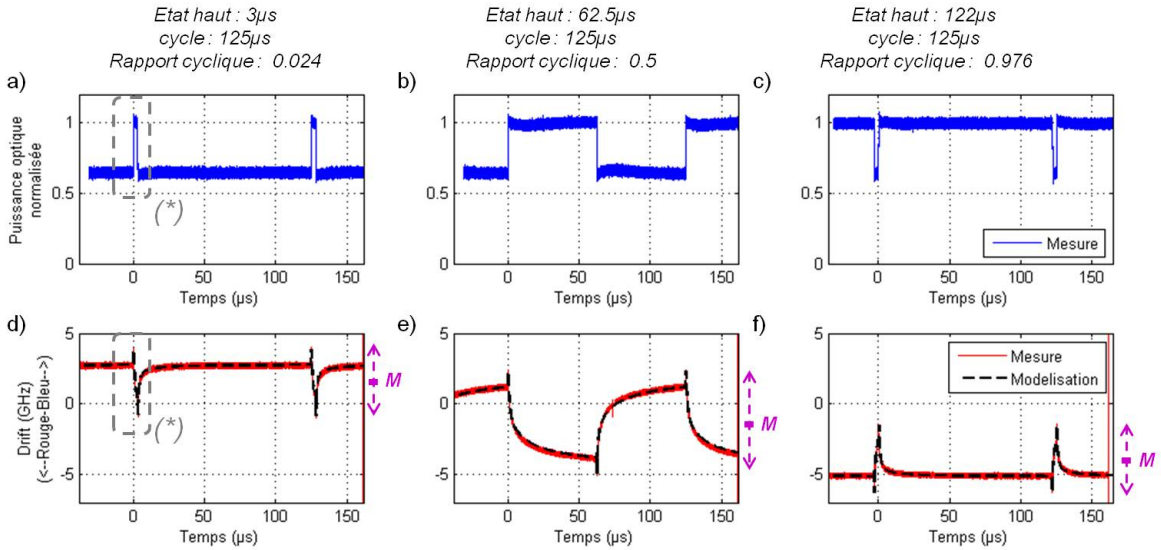

FIGURE 2.7 – a),b),c) : signal optique. d), e), f) : glissement de fréquence correspondant (mesures en rouge et modélisation en tirets noirs). *(* : Un zoom sur les premières microsecondes des figures a) et d) est présenté sur la figure 2.10).*

et 2.7.f). Il est ainsi possible de vérifier expérimentalement que, comme précédemment décrit, la fréquence du laser ne dérape pas de façon instantanée en suivant la forme du stimulus électrique, du fait de l'influence du chirp thermique, mais avec un délai lié à l'inertie thermique.

On peut aussi observer que l'amplitude totale de la dérive dépend de la durée de l'état haut. Dans nos trois exemples de la figure 2.7, la plus grande dérive correspond non pas au cas où la durée de l'état est la plus importante (lorsque la durée de cycle est fixe), mais lorsque que le rapport cyclique (rapport entre la durée de l'état haut et la durée de cycle) est proche de 0.5, ce qui correspond au figures 2.7.b et 2.7.e. En effet, dans le cas d'un rapport cyclique supérieur à 0.5, la durée de l'état bas n'est pas suffisante pour permettre au composant de refroidir. Dès lors, l'état haut suivant atteint plus rapidement sa valeur de saturation.

Il est également intéressant de noter sur les figures 2.7.d et 2.7.f que l'amplitude drift est la même, puisque les rapports cycliques de ces deux exemples sont complémentaires ($0.0024 + 0.976 = 1$). Dans le premier cas (figure 2.7.d), l'émetteur a 3µs pour "chauffer", puis beaucoup plus de temps pour refroidir, tandis dans l'autre cas (figure 2.7.f), l'émetteur n'a que 3µs pour "refroidir", mais beaucoup plus de temps pour chauffer.

On peut par contre constater que même si l'amplitude du drift est la même pour deux rapports cycliques complémentaires, la position moyenne de la longueur d'onde varie selon le rapport cyclique. Celle-ci est définie comme la moyenne des deux extrema de longueur d'onde mesurés, et représentée par un "M" sur les figures 2.7.d, 2.7.e et 2.7.f.

2.3.4.2 Modélisation :

Il est possible, grâce au modèle précédemment décrit, de simuler le comportement de la puce, ce qui est représenté sur les figures 2.7.d, 2.7.e et 2.7.f par des tirets noirs.

Les paramètres suivants ont été utilisés :

- $t_0 = 0\mu s$, $t_1 = 0.125\mu s$, $t_2 = 3/62.5/122\mu s$, $t_3 = t2 + 0.125\mu s$, $T = 125\mu s$, $S_0 = 50mA$, $A = 10mA$ (cf. figure 2.4)
- $I_{th} = 30mA$,
- $\alpha_H.\kappa.\eta = 0.18GHz/mA$
- $a_1 = 1260000MHz^2/mA$, $a_2 = 216000MHz^2/mA$, $a_3 = 19800MHz^2/mA$, $a_4 = 3400MHz^2/mA$,

– $\tau_1 = 0.1\mu s$, $\tau_2 = 1.2\mu s$, $\tau_3 = 10\mu s$, $\tau_4 = 70\mu s$

D'après les précédents calculs et notamment les expressions 2.4 page 35 et 2.14 page 38, l'amplitude du drift pour un burst de période T entre les instants t_0 et t_3 (plage où le laser émet, dans notre cas), peut être donnée par l'expression suivante :

$$\Delta\nu(t_1) - \Delta\nu(t_3) = \sum^{n} a_n\tau_n \Bigg\{ \tau_n \frac{A}{\Delta_0} \left[e^{-\left(\frac{t_3 - t_0}{\tau_n}\right)} - e^{-\left(\frac{t_3 - t_1}{\tau_n}\right)} - e^{-\left(\frac{t_1 - t_0}{\tau_n}\right)} + 1 \right] - \tau_n \frac{A}{\Delta_2} \left[\frac{\Delta_2}{\tau_n} - 1 + e^{-\left(\frac{t_3 - t_2}{\tau_n}\right)} \right] + \tau_n \left(e^{-t_3/\tau_n} - e^{-t_1/\tau_n} \right) \cdot \left(\frac{A}{\Delta_0} \left[e^{t_0/\tau_n} - e^{t_1/\tau_n} \right] - \frac{A}{\Delta_2} \left[e^{t_2/\tau_n} - e^{t_3/\tau_n} \right] \right) \left(\frac{e^{-T/\tau_n}}{1 - e^{-T/\tau_n}} \right) \Bigg\} - \frac{\alpha_H}{4\pi} \kappa A \tag{2.15}$$

L'expression 2.15 est présentée ici sous réserve que les extremums de drift soient atteints en t_1 et t_3, et que $S0 > I_{th}$.

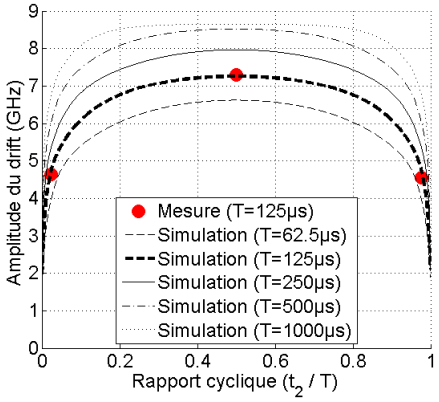

FIGURE 2.8 – Amplitude du drift estimée en fonction du rapport cyclique, selon les paramètres de la figure 2.7. *Courbe en "U renversé"*

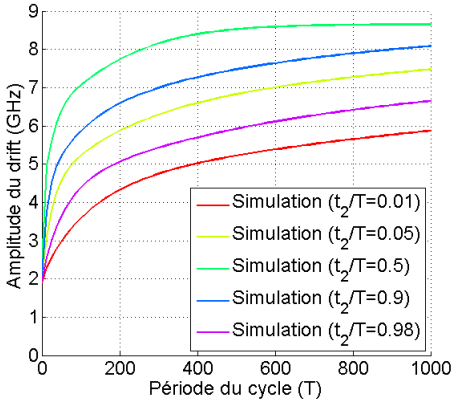

FIGURE 2.9 – Amplitude du drift estimée en fonction de la période du cycle, selon les paramètres de la figure 2.7.

On peut ainsi, grâce à l'expression 2.15 et aux paramètres expérimentaux précédents, estimer le dérapage global sur une période quelconque ($T = 125\mu s$ par exemple) en fonction du rapport cyclique (t_2/T). Le résultat de simulation, présenté sur la figure 2.8, montre alors une courbe symétrique en "U renversé". Le point d'abscisse $t_2/T = 0.5$ correspond au plus important dérapage, tandis que les points rouges correspondent à l'amplitude du drift sur les figures 2.7.d, 2.7.e et 2.7.f ($T = 125\mu s$).

La figure 2.9 montre de la même manière l'évolution de l'amplitude du drift selon la période du cycle pour différents rapports cycliques.

La figure 2.10 représente les premières microsecondes du signal optique issu du laser (en 2.10.a) et le dérapage correspondant (en 2.10.b), qui correspond à un "zoom" des figures 2.7.a et 2.7.d. La "pointe" dans les 200 premières nanosecondes de la figure 2.10.c montre d'abord un glissement vers les hautes fréquences (résultat de l'effet du chirp adiabatique) suivi ensuite d'un glissement vers les basses fréquences lorsque la puissance optique est stabilisée (de 0.2µs à 3µs). Grâce à la modélisation, il est possible de séparer les deux contributions : figure 2.10.b pour l'adiabatique et 2.10.d pour le thermique).

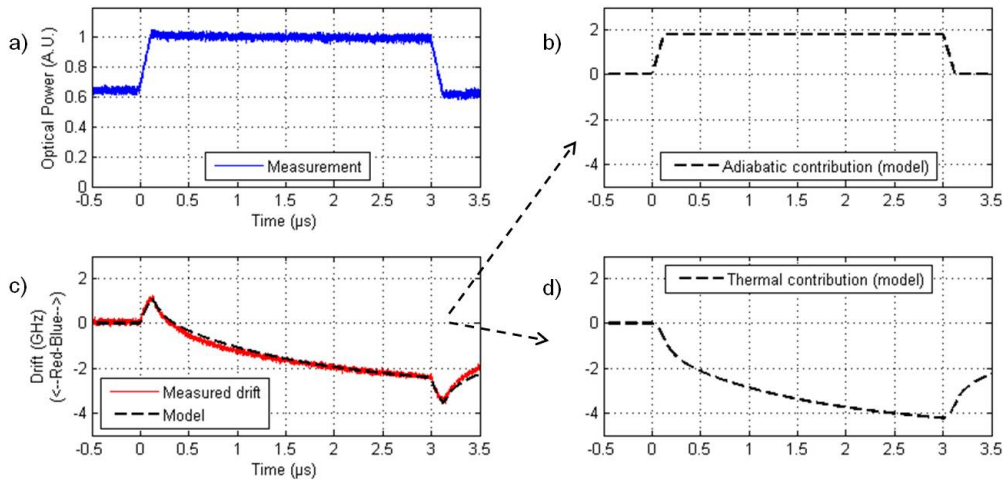

FIGURE 2.10 – a) Zoom sur les premières microsecondes du signal optique de la figure 2.7.b, et c) drift correspondant (zoom de la figure figure 2.7.e). Le drift modélisé sur (c) est décomposé en la contribution du chirp adiabatique (b) et du chirp thermique (d).

2.3.5 Conclusion

Trois types de chirp ont été présentés dans cette section. On a cependant démontré à la fois expérimentalement et théoriquement qu'en réalité seuls deux d'entre eux (le chirp adiabatique et le chirp thermique) prennent part au dérapage en longueur d'onde qui nous intéresse. On s'intéresse maintenant au moyen de détecter ce phénomène.

2.4 Méthodes de mesure

Plusieurs méthodes de mesures ont été proposées dans la littérature pour étudier le glissement de fréquence [48, 62, 63, 64, 65]. Puisque le glissement de fréquence s'effectue en fonction du temps, la plupart des méthodes de mesures sont résolues dans le temps, à l'instar de la méthode à base de filtres périodiques présentée dans [66], ou de celle fonctionnant grâce à la détection homodyne [60].

On propose dans cette section deux méthodes de mesures, dont on comparera les avantages et inconvénients ainsi que les résultats expérimentaux. Ces derniers seront rapprochés du modèle de chirp précédemment proposé.

2.4.1 Première méthode : détection hétérodyne

La détection hétérodyne est de loin la méthode qui a été la plus utilisée au cours de ces travaux de thèse. Elle consiste à transposer une haute fréquence optique (celle du laser directement modulé, ν_{DML}, en l'occurrence) à une fréquence plus basse en utilisant un Oscillateur Local (Local Oscillator (LO)) de fréquence ν_{LO}. La méthode se compose de deux grandes étapes qui sont développées successivement : acquisition du signal, puis traitement (différé) de celui-ci. Le fonctionnement de certains outils mathématiques employés est également développé.

2.4.1.1 Description générale

Le signal optique de l'oscillateur local, qui consiste en une source laser à cavité externe et à faible bruit de phase, est mélangé à une fraction du signal émis par le DML que l'on souhaite tester. En effet, la fréquence optique de ce dernier $\nu_{DML}(t)$ est dépendante du temps, comme représenté sur la figure 2.11.c. Dès lors, la fréquence de l'oscillateur local est accordée de manière

à ce que le signal de fréquence $[\nu_{DML}(t) - \nu_{LO}]$ (dit *signal de battement*) soit dans la bande-passante d'un photo-détecteur quadratique. Un courant électrique proportionnel à la puissance optique est alors généré. Le détail de ce calcul est donné par l'expression 2.16 page 43.

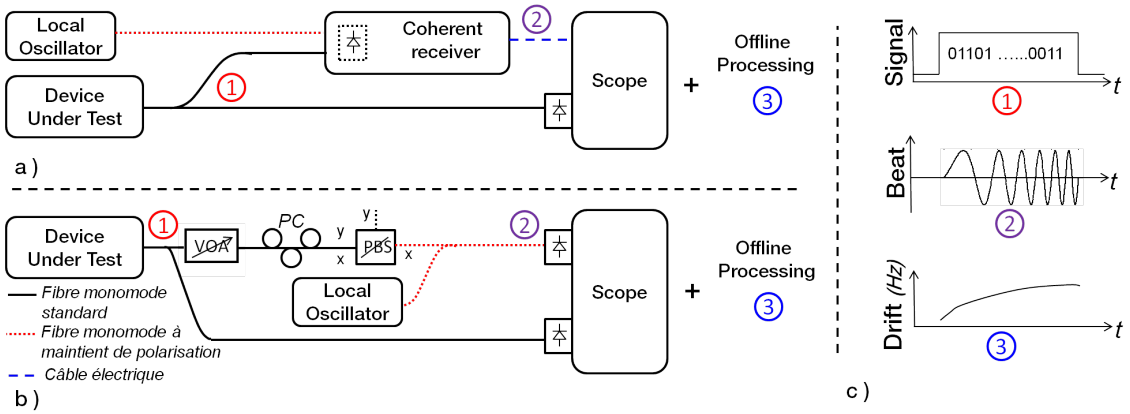

FIGURE 2.11 – Montages expérimentaux pour la mesure de drift avec détection hétérodyne. En a) : utilisation d'un détecteur cohérent. En b) : simple photodiode. Les principales étapes sont représentées en c).

Expérimentalement, un détecteur cohérent conçut pour les transmissions de type "DP-QPSK" à 100Gb/s en bande C des télécommunications (1530-1550nm) a été utilisé de manière éliminer les composantes continues résiduelles grâce aux photodiodes équilibrées (bande passante d'environ 14GHz). Le battement électrique est ensuite capturé par un oscilloscope (Digital Storage Oscilloscope (DSO)). Dans la mesure où le signal optique issu de l'oscillateur local est supposé stable en termes de fréquence et d'amplitude, le battement électrique de fréquence $(\nu_{DML}(t) - \nu_{LO})$ inclut toutes les variations d'intensité et de phase du signal de fréquence $\nu_{DML}(t)$ issu du DML. De cette manière, un drift en fréquence du DML sera directement transposé en un glissement de fréquence du signal de battement électrique.

Une variante de ce montage expérimental (voir figure 2.11.b), n'utilisant pas de détecteur cohérent mais une simple photodiode et des composants optique passifs (séparateur de polarisation "PBS" et contrôleur de polarisation "PC" sur la figure 2.11.b) a également été utilisée [67]. Ce montage a permis de couvrir la bande optique de 1260nm à 1350nm sur laquelle le détecteur cohérent précédent ne fonctionne pas correctement.

Le signal de battement "brut" précédent, nécessite maintenant d'être traité pour en extraire la fréquence instantanée qui nous intéresse. Dans un premier temps, la phase et l'enveloppe du signal sont extraites grâce à la transformée de Hilbert [68] (étape de calcul développée page 44).

Ensuite, la phase du battement est dérivée et lissée grâce à l'algorithme de Savitzky-Golay [69] (étape de calcul développée page 45), permettant ainsi l'obtention de la fréquence instantanée du signal de battement $(\nu_{DML}(t) - \nu_{LO})$.

Dans le cas où le DML est modulé non-seulement par l'enveloppe d'un burst, mais aussi par des données, il est utile de faire une acquisition parallèle du signal issu du DML non-mélangé avec le signal issu de l'oscillateur local (signal de référence). En effet, les données ("1" et "0") peuvent être discriminées grâce à un simple seuil de détection. Dès lors, les échantillons de la fréquence instantanée correspondants aux "1" peuvent être séparés des "0" grâce à une synchronisation précise de l'enveloppe du signal de battement avec le signal non-mélangé avec l'oscillateur local. Cette synchronisation est réalisée grâce à un calcul de la fonction de corrélation de l'enveloppe du signal de battement avec le signal non-mélangé avec l'oscillateur local. Ainsi, seule la fréquence instantanée des "1" est interpolée, dans le but de simplifier l'analyse du résultat final.

2.4.1.2 Description mathématique : détection

On s'attache ici à décrire mathématiquement la détection hétérodyne. Un des deux axes de polarisation sur lequel se propage le signal à analyser est extrait grâce au détecteur cohérent précédemment décrit, puis ce signal est envoyé sur une photodiode, qui reçoit également le champ électrique d'un oscillateur local dont la pulsation est proche de celle du signal à analyser. Le courant "$i(t)$" en sortie de la photodiode peut être décrit de la façon suivante :

$$\begin{aligned} i\left(t\right) &= K\left|\sqrt{I_{DML}\left(t\right)}e^{j\left[2\pi\nu_{DML}(t)\cdot t+\theta_{DML}(t)\right]}+\sqrt{I_{LO}}e^{j\left[2\pi\nu_{LO}\cdot t+\theta_{LO}(t)\right]}\right|^2 \\ &= K\left[I_{DML}\left(t\right)+I_{LO}+2\sqrt{I_{DML}\left(t\right)}\sqrt{I_{LO}}\cos\left(2\pi\left\{\nu_{DML}\left(t\right)-\nu_{LO}\right\}\cdot t+\Delta\theta\left(t\right)\right)\right] \end{aligned} \quad (2.16)$$

Où les différents termes sont :

- K : le coefficient de proportionnalité entre l'intensité du champ électrique d'un faisceau optique et le courant généré par la photodiode.
- $I_x(t)$: l'intensité du champ électrique "x". Celle de l'oscillateur local est supposée fixe dans les conditions expérimentales.
- $\nu_x(t)$: la fréquence du champ électrique "x". Celle de l'oscillateur local est supposée fixe dans les conditions expérimentales.
- $\theta_x(t)$: la phase à l'origine du champ électrique "x". $\Delta\theta(t)$ correspond à la différence de ces phases.

Lorsqu'un détecteur cohérent est utilisé (voir montage expérimental figure 2.11.a), les termes "$I_{DML}(t)$" et "I_{LO}" sont filtrés par les photodiodes équilibrées. Il ne reste alors que le dernier terme de 2.16, donné par l'expression 2.17.

Lorsque de simples photodiodes sont utilisées (voir montage expérimental figure 2.11.b), le terme "I_{LO}", constant, est éliminé par la fréquence de coupure basse du module photodiode - amplificateur transimpédance (TIA). Le terme "$I_{DML}(t)$", qui varie dans le temps, ne peut pas être parfaitement éliminé de l'expression 2.16 dans ce cas. Cependant, réduire la puissance optique de "$I_{DML}(t)$" grâce à l'atténuateur optique variable (VOA) du montage de la figure 2.11.b, et augmenter la puissance optique de I_{LO} permet en pratique de négliger le terme "$I_{DML}(t)$" de l'expression 2.16 devant le troisième de la même expression. Dans ce cas, il ne reste alors également que le dernier terme de 2.16, donné par l'expression 2.17

$$\begin{aligned} i\left(t\right) &= 2K\sqrt{I_{DML}\left(t\right)}\sqrt{I_{LO}}\cdot\cos\left(2\pi\left\{\nu_{DML}\left(t\right)-\nu_{LO}\right\}\cdot t+\Delta\theta\left(t\right)\right) \\ &= A(t)\cos\left(\phi(t)\right) \end{aligned} \quad (2.17)$$

Avec :

$$\begin{aligned} A(t) &= 2K\sqrt{I_{DML}\left(t\right)}\sqrt{I_{LO}} \\ \phi(t) &= 2\pi\left\{\nu_{DML}\left(t\right)-\nu_{LO}\right\}\cdot t+\Delta\theta\left(t\right) \end{aligned} \quad (2.18)$$

Il faudrait en toute rigueur rajouter aux expressions 2.16 et 2.17 un facteur devant le terme de battement, pour prendre en compte le recouvrement des deux signaux (le produit scalaire des vecteurs de Jones). Ce terme de battement serait nul pour des polarisations perpendiculaires et égal à un lorsqu'elle seraient parallèles. On considère l'alignement des polarisations réalisé expérimentalement par un contrôleur de polarisation ("PC" sur la figure 2.11.b).

Il reste maintenant à extraire la quantité $\nu_{DML}\left(t\right)-\nu_{LO}$ de l'expression 2.17. Ceci se fera en deux temps : d'abord en extrayant la phase $\phi(t)$ grâce à la *transformée de Hilbert*, puis en dérivant la phase grâce à l'*algorithme de Savitzky-Golay*.

2.4.1.3 Description mathématique : transformée de Hilbert

On souhaite maintenant extraire, grâce à la *Transformée de Hilbert* [68], la phase $\phi(t)$ de l'expression 2.17 qui porte l'information $\{\nu_{DML}(t) - \nu_{LO}\}$ qui nous intéresse. La transformée de Hilbert est un opérateur mathématique linéaire du domaine considéré (ici, le temps) vers lui-même (contrairement à la *transformée de Fourier* par exemple). Cette transformation peut être définie par le biais d'une convolution avec $1/\pi t$ de la manière suivante :

$$\mathcal{H}[s(t)](t) = s(t) * \frac{1}{\pi t} = v.p.\frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{s(\tau)}{t-\tau}\,\mathrm{d}\tau \tag{2.19}$$

Le symbole "$*$" représente le produit de convolution, tandis que "$v.p.$" devant l'intégrale signifie que cette intégrale est définie au sens de la valeur principale de Cauchy, prenant en compte la singularité à $t - \tau = 0$.

Il est intéressant de noter que la transformée de Fourier de $1/\pi t$ peut s'exprimer comme suit (avec $sgn(f)$ représentant le signe de f) :

$$\mathcal{F}\left[\frac{1}{\pi t}\right](f) = -j.sgn(f) \tag{2.20}$$

Dès lors, l'intérêt de la transformée de Hilbert réside dans la transformation d'un signal modulé en phase et en fréquence du type suivant qui correspond à la forme de notre signal après détection cohérente (voir expressions 2.17 et 2.18) :

$$i(t) = A(t)cos(\phi(t)) \tag{2.21}$$

En effet, grâce à l'expression 2.20, il est possible de montrer que la transformée de Hilbert de l'expression 2.21 a la forme suivante, déphasant les "fréquences négatives" de π par rapport aux "fréquences positives" :

$$\mathcal{H}[i(t)](t) = A(t)sin(\phi(t)) \tag{2.22}$$

En additionnant un signal supposé du type de 2.20 avec sa transformée de Hilbert multipliée par "j", on obtient un signal dans le domaine complexe dont le module correspond à l'enveloppe du signal $i(t)$ (de 2.20) et dont l'argument correspond à la phase de $i(t)$ (de 2.20) :

$$\begin{aligned}\widehat{s}(t) &= i(t) + j\mathcal{H}[i(t)](t)\\ &= A(t)cos(\phi(t)) + jA(t)sin(\phi(t))\\ &= A(t)e^{\phi(t)}\end{aligned} \tag{2.23}$$

A partir de cette étape, les outils de traitement numérique du signal permettent d'extraire le module et surtout la phase $\phi(t)$ de l'expression 2.17, qui nous intéresse, comme suit :

$$\begin{aligned}A(t) &= |\widehat{s}(t)| = |i(t) + j\mathcal{H}[i(t)](t)|\\ \phi(t) &= \angle\{\widehat{s}(t)\} = \angle\{i(t) + j\mathcal{H}[i(t)](t)\}\end{aligned} \tag{2.24}$$

L'avantage de l'utilisation de la transformée de Hilbert réside dans le fait de pouvoir séparer de manière simple l'enveloppe du signal de la phase correspondante. L'extraction de la phase est ainsi peu impactée par les fluctuations de l'enveloppe, potentiellement induites par la modulation électrique du laser, par différentes sources de bruit (le bruit de polarisation par exemple puisque la détection se passe sur un seul axe de polarisation), et le bruit apporté par la détection et l'amplification électrique. En pratique, les résultat qui suivent dans ce chapitre sont obtenus après avoir capturé le signal de battement grâce à un DSO, et extrait la phase par le biais du logiciel *Matlab*.

2.4.1.4 Description mathématique : algorithme de Savitzky-Golay

Pour extraire la quantité $\{\nu_{DML}(t) - \nu_{LO}\}$, il reste cependant à extraire de l'expession 2.18 la phase $\phi(t)$ que l'on sait maintenant obtenir grâce à la transformée de Hilbert. Cette opération, réalisée sur des données expérimentales, reste délicate dans la mesure où les données sont bruitées. La technique adoptée consiste à utiliser l'algorithme de Savitzky-Golay [70, 69, 71], rendu célèbre dans les années soixante, qui présente à la fois l'avantage de lisser des données expérimentales mais aussi d'en déterminer les dérivées *"enième"* lissées. L'algorithme consiste à sélectionner une fenêtre d'échantillons, et à déterminer sur cette fenêtre le polynôme de degré donné qui approxime le mieux les données au sens des moindres carrés. De là, la clé de la compréhension réside dans le fait que le coefficient de plus bas degré du polynôme, noté a_0, est la valeur moyenne de la fonction sur la fenêtre considérée. En effet, on peut écrire le polynôme de la façon suivante : $P(x) = a_0 + a_1 x + a_2 x^2 + ... + a_D x^D$. La variable x est déterminée de manière à ce que $x = 0$ soit au centre de la fenêtre. Alors, la valeur approximée des échantillons sur la fenêtre est donnée par : $P(x = 0) = a_0$.

De même, la dérivée première au centre de la fenêtre est approximée par $dP/dx_{(x=0)} = a_1$ et $d^n P/dx^n{}_{(x=0)} = n! a_n$.

En faisant glisser la fenêtre d'échantillonnage et en calculant les polynômes sur chaque fenêtre, on peut ainsi calculer la courbe expérimentale lissée, ainsi que sa dérivée de degré "n" souhaité.

Le problème consiste donc à calculer les coefficients du polynôme de chaque fenêtre considérée. Supposons que nous ayons une mesure de N échantillons expérimentaux, notés $y[n]$ $(1 < n < N)$ correspondent à N instants de mesures notés $t[n]$, séparés par un intervalle de temps δt fixe. On commence par sélectionner une plage d'échantillons $y[k]$ de longueur $2M + 1$ ($[2M + 1]$ est donc impair, et $-M < k < M$). On fait correspondre à ces échantillons des instants normalisés : $x[k] = (t[k] - t[k = 0])/\delta t$. Au final, les $x[k]$ sont définis de manière à prendre les valeurs $-M, -M + 1, ..., 0, .., M - 1, M$.

Le polynôme, de coefficients a_i, vérifiera donc la condition suivante :

$$p(x[k]) = a_0 + a_1 x[k] + a_2 x[k]^2 + ... + a_D x[k]^D = \sum_{i=0}^{D} a_i x[k]^i \tag{2.25}$$

L'expression 2.25 devant être vérifiée pour tout k tel que $-M < k < M$, elle s'écrit également :

$$\begin{pmatrix} p(x[-M]) \\ p(x[-M+1]) \\ ... \\ p(x[M]) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x[-M]^0 & x[-M]^1 & x[-M]^2 & ... & x[-M]^D \\ x[-M+1]^0 & x[-M+1]^1 & x[-M+1]^2 & ... & x[-M+1]^D \\ ... & ... & ... & ... & ... \\ x[M]^0 & x[M]^1 & x[M]^2 & ... & x[M]^D \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_0 \\ a_1 \\ ... \\ a_D \end{pmatrix}$$

$$\iff P = JA \tag{2.26}$$

La matrice de l'expression 2.26 est notée "J" car elle correspond à la matrice Jacobienne, bien connue en mathématiques, dont les éléments sont définis par $\partial(p(x[k]))/\partial a_i$.

Dans 2.26, du fait des différentes sources de bruit lors de la mesure, il est quasiment impossible de trouver un polynôme de degré inférieur au nombre d'échantillons vérifiant le problème $Y = JA$, c'est à dire $P = Y$ (les coefficients de Y étant les valeurs de $y[k]$ mesurées). Cependant, en résolvant l'équation normale, le polynôme peut être au plus proche (au sens des moindres carrés) des valeurs expérimentales, c'est à dire $p(x[k]) \approx y[k]$, ce qui est équivalent à $Y \approx JA$. Cela revient à calculer "A" de la manière suivante :

$$\begin{aligned} J^T Y &= J^T J A \\ soit : \quad A &= (J^T J)^{-1} J^T Y \end{aligned} \tag{2.27}$$

Ce dernier calcul est possible même si $Y \neq JA$, bien que cela ne semble pas intuitif.

La matrice J étant de dimension $(2M+1; D+1)$, la matrice $(J^T J)^{-1} J^T$ se calcule aisément en fonction des paramètres M et D, et cela indépendamment de la valeur des échantillons expérimentaux. Les valeurs de $(J^T J)^{-1} J^T$ sont d'ailleurs tabulées.

Pour mieux comprendre, prenons par exemple une fenêtre de 5 échantillons (M=2), que l'on veut lisser avec un polynôme d'ordre D=3. La matrice J est alors de dimension $(5, 4)$:

$$J = \begin{pmatrix} 1 & -2 & 4 & -8 \\ 1 & -1 & 4 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 4 & 1 \\ 1 & 2 & 4 & 8 \end{pmatrix} \tag{2.28}$$

$$et\ A = \begin{pmatrix} a_0 \\ a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{pmatrix} = (J^T J)^{-1} J^T\ Y = \begin{pmatrix} -3/35 & 12/35 & 17/35 & 12/35 & -3/35 \\ 1/12 & -8/12 & 0 & 8/12 & -1/12 \\ 2/14 & -1/14 & -2/14 & -1/14 & 2/14 \\ -1/12 & 2/12 & 0 & -2/12 & -1/12 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} y[-2] \\ y[-1] \\ y[0] \\ y[1] \\ y[2] \end{pmatrix} \tag{2.29}$$

De l'expression 2.29, on peut connaitre la valeur de a_0 en faisant le produit scalaire du vecteur des $y[k]$ par la première ligne de la matrice $(J^T J)^{-1} J^T$. On peut ensuite décaler la fenêtre de $y[k]$ d'un échantillon, et répéter l'opération, etc. comme sur la figure 2.12. Les coefficients a_0 de chaque fenêtre (en rose sur la figure 2.12) correspondent alors au résultat du lissage.

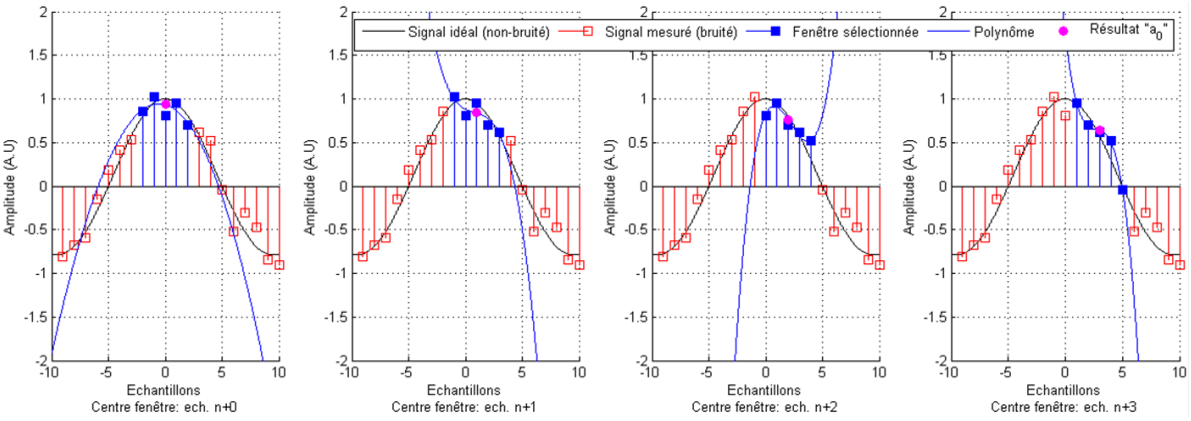

FIGURE 2.12 – Décomposition de l'algorithme de Savitzky-Golay. Détermination des coefficients du polynôme (ici d'ordre 3) sur une fenêtre d'échantillonnage donnée (ici 5 échantillons, en bleu), puis décalage de la fenêtre d'un échantillon et détermination du nouveau polynôme.*Simulation*

Il est intéressant de noter que le fait de faire glisser ainsi la fenêtre des $y[k]$ en multipliant à chaque fois les échantillons par les coefficients de la première ligne de la matrice $(J^T J)^{-1} J^T$ revient à faire un produit de convolution sur des variables discrètes. L'algorithme de Savitzky-Golay peut donc se résumer à effectuer une convolution du signal avec un filtre à réponse impulsionnelle finie de longueur $2M+1$. Cette réponse impulsionnelle finie doit être déterminée selon le type de signal désiré (signal lissé ou sa dérivée "enième" lissée), ainsi que par l'importance du lissage désiré.

La figure 2.13 présente un exemple d'utilisation de l'algorithme de Savitzky-Golay pour différentes largeurs de fenêtre et différents ordres de polynômes. Les trois cadres du haut correspondent au signal lissé, tandis que les trois cadres du bas représentent la dérivée, obtenue en calculant le coefficient a_1 grâce à cette fois la seconde ligne de $(J^T J)^{-1} J^T$ (expression 2.29). La

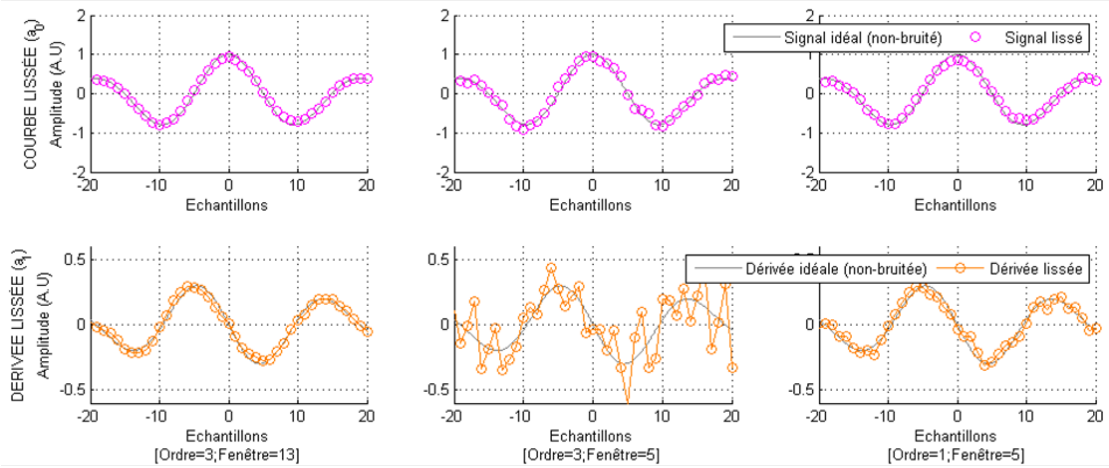

FIGURE 2.13 – Résultats du lissage (en-haut), et de la dérivation lissée (en-bas), pour différents filtres. La colonne centrale correspond au cas de la figure 2.12. *Simulation*

colonne du milieu correspond au cas de la figure 2.12, tandis que le signal non-bruité est présenté en gris.

On peut constater que l'ordre du polynôme et la largeur de la fenêtre agissent sur la capacité de l'algorithme à lisser les échantillons. Globalement on retiendra deux choses :

- Une fenêtre large moyennera sur un grand nombre d'échantillons et atténuera donc les fluctuations rapides du signal, les hautes fréquences.
  Augmenter la largeur de la fenêtre revient ainsi à réduire la fréquence de coupure du filtre.
- Un ordre de polynôme élevé laissera passer des fluctuations brèves du signal.
  Diminuer l'ordre du polynôme revient ainsi à réduire la fréquence de coupure du filtre.

Par la suite, l'ordre de polynôme et la largeur de la fenêtre seront adaptés selon la résolution souhaitée.

2.4.1.5 Description mathématique : dérivation

En considérant que l'on peut désormais exploiter nos signaux expérimentaux grâce à la dérivation permise par l'algorithme de Savitzky-Golay, on peut reprendre l'expression 2.24 de la phase pour extraire la fréquence instantanée du signal $i(t)$ détecté :

$$\begin{aligned}\frac{1}{2\pi}\cdot\frac{d\phi\left(t\right)}{dt} &= \frac{1}{2\pi}\frac{d}{dt}\left(\angle\left\{i(t)+j\mathcal{H}[i(t)](t)\right\}\right)\\ &= \frac{1}{2\pi}\frac{d}{dt}\left[2\pi\left\{\nu_{DML}\left(t\right)-\nu_{LO}\right\}\cdot t+\Delta\theta\left(t\right)\right]\\ &= \left(\nu_{DML}\left(t\right)-\nu_{LO}\right)+\frac{d\nu_{DML}\left(t\right)}{dt}\cdot t+\frac{1}{2\pi}\cdot\frac{d\Delta\theta(t)}{dt}\\ &\approx \nu_{DML}\left(t\right)-\nu_{LO}\end{aligned} \tag{2.30}$$

Les termes en $d\nu_{DML}(t)/dt$ et $d\Delta\theta(t)/dt$ sont supposés négligeables puisqu'ils correspondent à des variations rapides de la phase, lissées par l'algorithme de dérivation. De plus, $d\Delta\theta(t)/dt$ prend en compte le bruit de phase des lasers (DML et LO) ; or, l'oscillateur local a justement été choisi pour son faible bruit de phase.

Une façon plus terre-à-terre de vérifier ces approximations est de mesurer la période moyenne entre deux sinusoïdes à un instant donné du signal de battement, et de s'assurer que celle-ci correspond au résultat de l'analyse (après transformée de Hilbert et dérivation) au même instant.

2.4.1.6 Quelques détails sur le traitement de la mesure

La modulation directe d'un laser entraîne une différence de fréquence instantanée entre les bits à "0" et ceux à "1" dans la mesure où ils n'ont pas la même puissance. Le traitement hors-ligne prend en compte ce phénomène grâce à l'acquisition du burst (non mélangé avec le LO) en parallèle du signal de battement. Une corrélation entre ce burst et l'enveloppe du signal de battement obtenu après transformée de Hilbert (expression 2.24) sert à remettre les signaux du burst et du battement en phase l'un avec l'autre (avec une précision inférieure à la moitié de la période d'échantillonnage), alors que l'étude du burst permet de déterminer quels échantillons du battement concernent un "1" envoyé (en utilisant un seuil de détection). Les échantillons de fréquence instantanée correspondants aux "1" sont alors séparés des autres. Seuls les échantillons correspondant à des 1 sont gardés pour tracer le dérapage en fréquence du laser considéré.

La méthode de mesure ne permet de couvrir qu'une bande optique allant de la fréquence de l'oscillateur local diminué de la bande passante de la photodiode, à la fréquence de l'oscillateur local augmentée de la bande passante de la photodiode. Soit une bande de deux fois la bande passante de la photodiode, centrée sur la fréquence de l'oscillateur local (30GHz typiquement). Lorsque le dérapage est plus grand que cette valeur, plusieurs mesures successives en déplaçant la fréquence de l'oscillateur local sont nécessaires. Plusieurs détecteurs dotés d'oscillateurs locaux étalonnés pourraient également être utilisés.

2.4.2 Seconde méthode : détection en "bord de filtre"

Une autre méthode de mesure du glissement de fréquence a également été étudiée dans le but de comparer les résultats avec ceux de la détection hétérodyne.

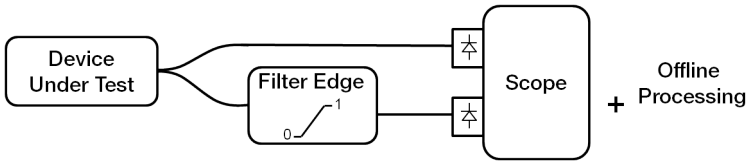

FIGURE 2.14 – Montage expérimental pour la mesure de drift avec détection en "bord de filtre".

Cette seconde méthode, dont le montage expérimental est représenté en figure 2.14, repose sur un filtrage optique en bord de bande permettant ainsi de transformer une déviation de fréquence optique en fluctuation d'intensité. Le bord du filtre doit être positionné de manière à recouvrir la plage de longueur d'onde balayée par le signal optique à mesurer. La fréquence instantanée est ensuite extraite en faisant le rapport des signaux filtrés et non-filtrés. Un bord de filtre linéaire simplifie le traitement des données.

2.4.3 Comparaison des méthodes

Les méthodes hétérodyne et en "bord de filtre" sont ici comparées. L'émetteur considéré est un laser DFB, émettant autour de 1542nm et directement modulé par un signal périodique de période 125µs consistant en 79µs durant lesquelles le laser est alimenté par deux fois son courant de seuil (soit 36mA). Durant les 46µs restantes, le laser ne reçoit pas de courant (0mA). Le signal optique généré est ensuite divisé en deux :

- la première partie est envoyée vers un filtre programmable réalisant le banc de mesure de type "bord de filtre". La pente du filtre est alors fixée à 0.01 GHz $^{-1}$.
- un détecteur cohérent commercial prévu pour réaliser des transmissions à 100Gb/s en Dual Polarization multiplexed Quadrature Phase Shift Keying (DP-QPSK) reçoit la seconde partie du signal, de manière à réaliser la détection hétérodyne. La longueur d'onde de l'oscillateur local est fixée à 1542.25nm, tandis que la bande-passante de chaque photodiode du détecteur cohérent est de 14GHz, permettant ainsi de couvrir 28GHz de bande optique.

Les résultats, présentés sur la figure 2.15, montrent une très bonne correspondance entre les deux méthodes. Le contraste entre les méthodes de mesures conforte ainsi la validité des résultats présentés par la suite.

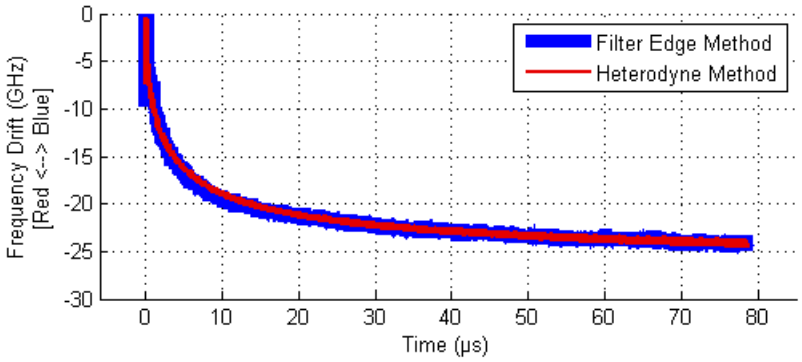

FIGURE 2.15 – Comparaison des mesures de drift avec méthode hétérodyne (rouge) et en "bord de filtre" (bleu).

2.4.4 Conclusion

En pratique, la méthode en "bord de filtre" présente l'avantage d'utiliser un traitement simple, mais nécessite de trouver un filtre optique accordable approprié. En effet, le filtre accordable utilisé précédemment couvre uniquement la bande "C" des télécommunications (1530-1565nm). De plus, il est nécessaire de capturer la composante continue ainsi que les très basses fréquences du signal filtré de manière à empêcher la distorsion de l'enveloppe du signal et permettre un traitement adéquat de la mesure. Trouver un photodétecteur ayant un amplificateur transimpédance ne filtrant pas les très-basses fréquences et qui possède tout de même une bande-passante large peut s'avérer difficile en pratique. Pour cette raison, c'est la méthode de mesure à base de détection hétérodyne qui a été choisie et utilisée dans le reste de ce chapitre.

On a montré [67] que la méthode à base de détection hétérodyne permettait une observation sur les bandes "C" et "O" des télécommunications, et cela avec une très grande précision. La résolution temporelle peut quant à elle être inférieure à la durée du temps bit pour des débits de 10Gb/s [72]. L'inconvénient majeur de la méthode hétérodyne réside dans le traitement des mesures qui nécessite la réalisation d'un programme pouvant être complexe.

2.5 Résultats

Maintenant que le problème du dérapage en longueur d'onde dans le NG-PON2 est posé, que les sources du problème ont été exposées, et que l'on sait comment mesurer ce "drift", on peut s'intéresser à l'importance de ce drift sur différents types de systèmes. On propose ici dans un premier temps de caractériser le drift sur les technologies GPON et XG-PON existantes, ainsi que sur des lasers à modulation directe candidats au NG-PON2. La seconde partie de cette section concerne des mesures réalisées sur un prototype NG-PON2 TWDM de chez Nokia.

2.5.1 Dérapage en longueur d'onde du G-PON, XG-PON, et candidats NG-PON2

2.5.1.1 Systèmes et puces testées

On propose tout d'abord ici deux types de lasers à modulation directe émettant dans la bande C (aux alentours de 1550nm).

Le premier composant est un laser à "rétroaction répartie" (DFB) non-commercial issu du projet ANR-DIQDOT [73], de type "Quantum-dash". On peut accorder la longueur d'onde du laser DFB en modifiant sa température par le biais d'un module thermoélectrique à effet Peltier, de manière à couvrir une plage de 4.7nm (de 1538.3nm pour 10°C, à 1543.0nm 50°C). La tension de 2Vpp d'amplitude, appliquée au laser, lui permet d'émettre à une puissance pic de 600µW.

Le second dispositif est un laser commercial à cavité externe (ou External Cavity Laser (ECL)), dont un côté de la cavité est composé d'une région active semiconductrice n'ayant qu'une seule facette réflective. La cavité est close par un réseau de diffraction en polymère, situé à plusieurs millimètres de la zone active. Une chaufferette, logée sous le réseau de diffraction permet d'accorder le laser sur 5.4nm (de 1537.3nm à 1542.9nm). Une modulation de 2Vpp permet d'émettre un burst de 6.5mW de puissance crête.

Ces deux lasers, candidats pour le sens montant du NG-PON2 TWDM puisque accordables et directement modulables, sont modulés en mode burst par un signal NRZ à 2,5Gb/s. Leurs performances en termes de dérapage en longueur d'onde sont comparées à celles de systèmes commerciaux GPON et XG-PON de marque *Huawei*, émettant respectivement à 1311nm et 1271nm. Le type de lasers présents dans ces deux systèmes n'est pas connu puisque inaccessible, mais on supposera qu'il s'agit de DFB. Les caractéristiques principales des différents types d'émetteurs sont résumées dans le tableau 2.1.

Dénomination	Type	Longueur d'onde d'émission	Fabricant
DFB	composant prototype	≈ 1540nm (accordable)	ANR-DIQDOT
ECL	composant commercial	≈ 1540nm (accordable)	ChemOptics
GPON	système commercial (ONU)	1311nm (sens montant)	Huawei
XG-PON	système prototype (ONU)	1271nm (sens montant)	Huawei

TABLE 2.1 – Récapitulatif des émetteurs testés

2.5.1.2 Résultats

On mesure, à l'aide de la méthode hétérodyne précédemment décrite, le dérapage en longueur d'onde des quatre composants et systèmes étudiés : DFB, ECL, systèmes GPON et XG-PON. La durée de cycle du burst est fixée à 125µs (fréquence de 8kHz), durée de cycle classique des systèmes GPON et suivants, héritée des précédentes technologies. Cette valeur est liée à la fréquence d'échantillonnage des systèmes téléphoniques.

La figure 2.16 présente un exemple de mesure réalisée sur le DFB dans le cas d'un burst de 1µs. Le signal optique (modulé) est présenté en haut de la figure 2.16 en noir, tandis que le battement correspondant mesuré apparait au milieu en bleu. Enfin, le modèle de chirp thermique précédemment décrit permet de modéliser la réponse du composant grâce aux paramètres suivants :

- $a_1 = 400$, $a_2 = 50$, $a_3 = 2.2$ (MHz^2/mA, à un facteur d'échelle près)
- $\tau_1 = 0.01\mu s$, $\tau_2 = 0.2\mu s$, $\tau_3 = 5\mu s$

Dans ce cas, un drift total de 15.8GHz est observé dans le cas du burst de 1µs.

Plusieurs mesures de ce type ont été effectuées sur les quatre émetteurs précédemment décrits, et sont présentées sur la figure 2.17. La valeur maximum d'amplitude du drift apparaît non pas pour des bursts long courts, mais pour ceux dont la durée de cycle est proche de 62.5µs, soit la moitié du temps de cycle (rapport cyclique : 0.5). Ces courbes ne sont pas sans rappeler la courbe symétrique en "U renversé" de la figure 2.8 page 40. Dans la mesure où le dérapage en longueur d'onde est attribué au chirp thermique, l'intervalle de temps entre la fin d'un burst et le début du suivant permet au composant de refroidir. Si ce temps n'est pas suffisamment long, le composant ne peut pas refroidir entre deux bursts : la température sature et reste ainsi stable. L'amplitude du drift est alors faible.

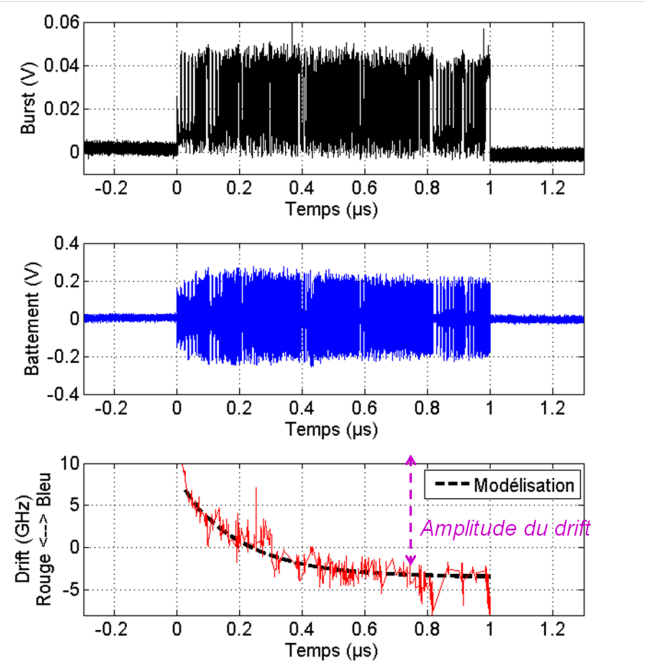

FIGURE 2.16 – Burst (haut), Battement (milieu), et fréquence instantanée correspondante (bas ; après traitement). *Laser : DFB ; Burst : 1µs.*

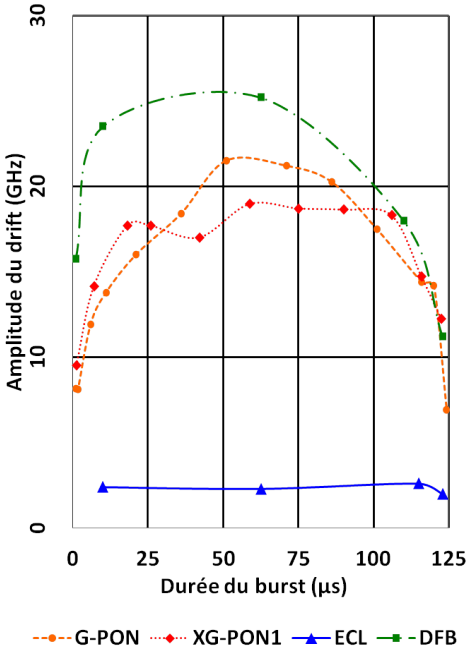

FIGURE 2.17 – Amplitude du drift selon la longueur du burst pour les quatre émetteurs (cycle : 125µs).

De la même manière, pour les trois composants DFB GPON et XG-PON testés, un burst très court de quelques microsecondes introduit un dérapage non négligeable. Dans le cas du DFB par exemple, les figures 2.16 et 2.17 ont montré un drift de 15.8GHz d'amplitude pour un burst de 1µs, tandis que le maximum mesuré était de 25.2GHz dans le cas d'un burst de 62.5µs. Cela peut s'expliquer par la présence de constantes de temps τ_n du chirp thermique de faible valeur. Celles-ci ont le temps de pleinement s'exprimer même si le burst est court ($\tau_1 = 0.01\mu s$ et $\tau_2 = 0.2\mu s$, dans le cas du DFB).

Les systèmes GPON et XG-PON ont montré des dérapages maximums de 19GHz et 21.5GHz respectivement, à chaque fois dans le cas d'un rapport cyclique proche de 0.5 (bursts de 62.5µs).

Cependant, le dérapage maximum mesuré pour l'ECL est de 2.6GHz, ce qui est faible en comparaison des autres émetteurs. En réalité, du fait de sa fabrication, seule la partie active de l'ECL (d'environ 1mm de long alors que la cavité mesure plusieurs millimètres) est affectée par le chirp thermique. Dès lors, la majeure partie de l'ECL ne subit pas (ou peu) les variations de température. C'est le cas en particulier du réseau de diffraction qui sert à choisir la longueur d'onde d'émission. On pourrait alors penser que ce type de lasers à cavité longue serait la solution à nos problèmes. La stabilité en longueur d'onde de ce type de lasers n'est qu'apparente puisqu'en pratique la longueur de la cavité entraine des sauts de mode aléatoires durant l'émission, entrainant des fluctuations des puissances, sources de bruit sur les données transmises [74].

Pour des raisons de simplification, on s'est contenté dans les sections précédentes de ce chapitre, de décrire le glissement de fréquence en ne considérant qu'une modulation de l'enveloppe du burst. Or, les émetteurs présentés ici sont modulés par des données binaires (NRZ). On sait également que la modulation électrique d'un laser à semi-conducteur entraine une variation de la densité de porteurs au sein des régions actives de celui-ci, traduisant à leur tour un glissement de la fréquence optique. C'est le phénomène de chirp adiabatique décrit section 2.3.1 page 33.

La précision de la méthode de détection hétérodyne permet de mesurer ces variations de fréquences optiques d'un bit à l'autre, comme le montre la figure 2.18 réalisée à un débit de 2.5Gb/s. Nous avons également pu réaliser ce type de mesures à 10Gb/s. Sur la figure 2.18, on peut dis-

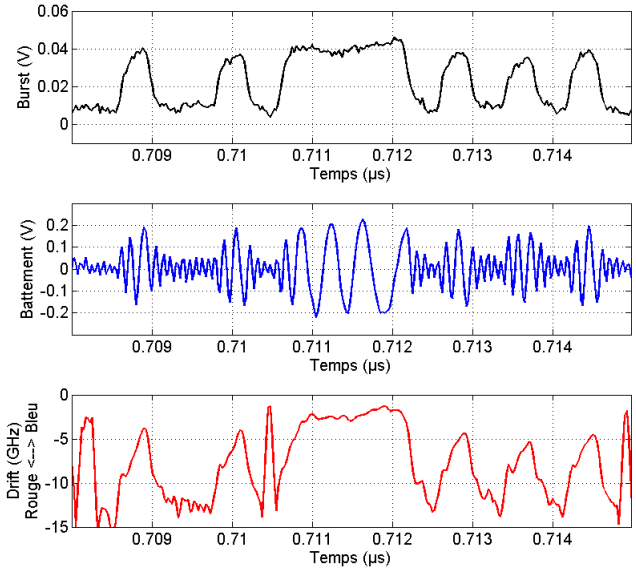

FIGURE 2.18 – Zoom sur quelques bits de la figure 2.16. Burst (haut), Battement (milieu), et fréquence instantanée correspondante (avant traitement). *Laser : DFB ; Burst : 1µs ; Débit : 2.5Gb/s.*

tinguer le signal optique binaire émis (en haut en noir) et la fréquence optique correspondante (en bas en rouge), sur une échelle de quelques nanosecondes. La modulation d'amplitude induite par le signal optique du DML apparait sur le battement optique mesuré (en bleu au milieu de la figure 2.18) : on rappelle que le battement, est proportionnel à l'intensité optique du burst émis par le DML (ici modulé) par le biais du terme noté $\sqrt{I_{DML}(t)}$ de l'équation 2.17 page 43. D'autre part, la modulation de fréquence (terme noté $\{\nu_{DML}(t) - \nu_{LO}\}$ de l'équation 2.17 page 43 réalisée par le chirp adiabatique apparait également sur cette figure. L'amplitude du chirp adiabatique est de 10GHz environ, dans les cas du DFB, et de 1.3GHz et 2.5GHz dans les cas de l'ECL et du système XG-PON respectivement.

Ce phénomène de glissement adiabatique d'un bit à l'autre n'est pas négligeable, dans la mesure où il s'additionne au drift de l'enveloppe du burst présenté par la figure 2.17, que l'on peut considérer comme le drift des bits égaux à "1" (les fréquences optiques de chaque "1" émis reliées entre elles).

2.5.2 Dérapage en longueur d'onde du prototype NG-PON2 Nokia

Les précédents résultats ont permis de quantifier l'importance du phénomène de dérapage en longueur d'onde dans le cas de différents lasers candidats pour le NG-PON2 et systèmes antérieurs. On propose ici une étude du phénomène réalisée sur un prototype NG-PON2-TWDM conçu par Nokia (anciennement Alcatel-Lucent).

2.5.2.1 Description du prototype

Le prototype NG-PON2 - TWDM est conçu sur une base de quatre canaux séparés par 100GHz dans les deux sens (montant et descendant). La carte côté OLT ne comporte en réalité que deux émetteurs/récepteurs à ce stade du prototypage, émettant sur les canaux 1 et 3 (λ_1 et λ_3, séparés de 200GHz) comme représenté sur la figure 2.19. Les émetteurs de l'OLT sont capables d'émettre des données au format NRZ à 10Gb/s sur la bande L des télécommunications, à 1596.3nm et 1598nm respectivement.

De l'autre côté du lien, deux ONU (appelés "ONU A" et "ONU B") produisent des signaux optiques en mode burst à l'intérieur desquels les données sont modulées à 10Gb/s. Le module thermoélectrique à effet Peltier présent au sein des ONU permet d'ajuster la température du laser, et par ce biais, d'ajuster sa longueur d'onde d'émission. Les températures de chacun des ONU sont pré-calibrées de manière à atteindre les longueurs d'onde des différents canaux. Le critère *colorless* requis par les ONU du NG-PON2 n'est donc pas rempli par un mécanisme d'accordage basé sur une boucle de rétroaction entre ONU et OLT où l'OLT "informe" l'ONU qu'il est mal accordé et doit corriger ce décalage, mais sur une pré-calibration de chaque composant opto-électronique émetteur, coûteuse mais plus fiable. Du fait de la présence de récepteurs uniquement sur les canaux 1 et 3 à l'OLT, les ONU A et B n'ont pu s'accorder que sur les canaux correspondants qui ne sont pas adjacents, ce qui n'a pas permis d'observer la diaphonie entre deux canaux adjacents.

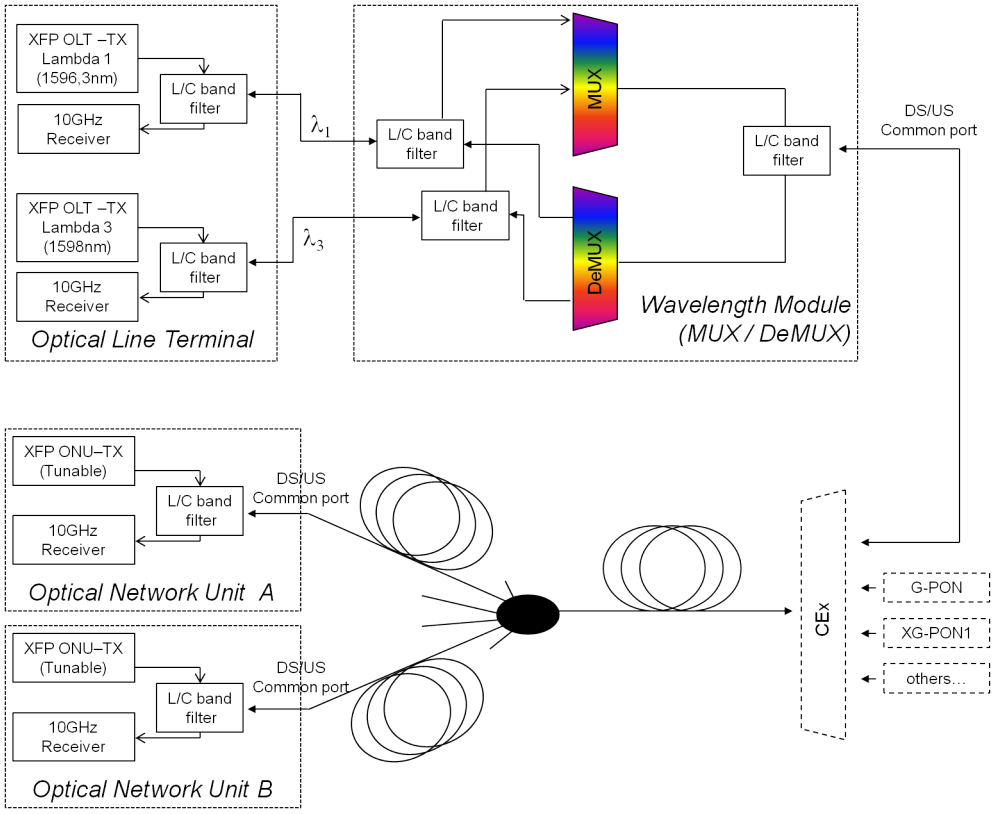

FIGURE 2.19 – Schéma du prototype TWDM-PON Nokia

Enfin, l'élément dénommé "wavelength module" sur la figure 2.19 permet le multiplexage des signaux descendants et le démultiplexage des signaux montants, grâce notamment à l'utilisation de filtres bande C / bande L (les signaux montants étant en bande C, et ceux descendant en bande L). Les canaux des multiplexeurs et démultiplexeurs, espacés de 100GHz, présentent une bande passante (largeur à -3dB) "plate" (*flattop*)de 80GHz et une bande passante à -15dB (ou largeur à -15dB) de 115GHz. La fonction de transfert du démultiplexeur est présentée sur la figure 2.20.

Les autres éléments représentés sur la figure 2.19 (Coexistence Element (CEx) notamment) ne font pas partie du prototype et ont pu être rajoutés expérimentalement de manière à déterminer les performances du système.

2.5.2.2 Mesures spectrales du dérapage en longueur d'onde

Les normes ITU-T concernant le MSE et le MTE étant définies spectralement (voir sous-section 2.2.5), on propose dans un premier temps de s'intéresser aux spectres optiques de bursts de longueurs variables. On parlera dans ce qui suit de densité spectrale de puissance (DSP) optique pour désigner ce que l'on qualifie en général (abusivement) de spectre optique, mesuré avec un "analyseur de spectre optique".

On s'intéresse dans un premier temps à un burst de 59µs émis périodiquement tous les 125µs par le laser de l'ONU A. La figure 2.20 présente la DSP de l'émetteur (en bleu sur 2.20). D'après les définitions des MTE et MSE, une erreur d'accordage non-autorisable correspond aux cas où la DSP en bleu sur la figure 2.20 recouvre le masque défini par les rectangles noirs, positionnés de manière à correspondre à l'excursion maximale permise (MSE) dans le cas d'un espacement entre canaux de 100GHz, soit +/-20GHz. Dès lors, la largeur spectrale à -15dB ne peut dépasser deux fois la taille du MSE. Dans le cas de la figure 2.20, on peut de plus observer une erreur d'accordage de 5GHz environ.

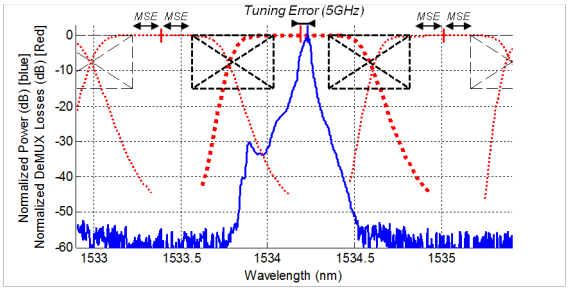

FIGURE 2.20 – Spectre optique de l'ONU A émettant un burst de 59µs (trait bleu continu), fonction de transfert du démultiplexeur (pointillés rouges), et zones non-recommandées (rectangles noirs en tirets) [Résolution : 20pm].

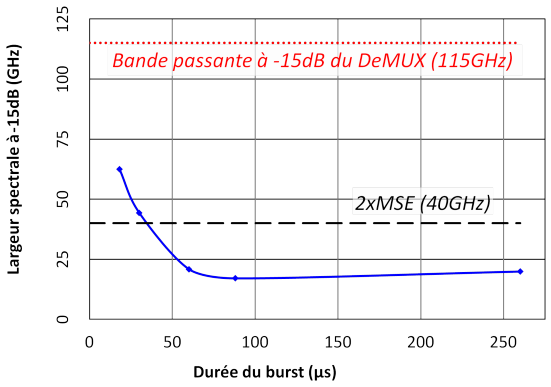

FIGURE 2.21 – Largeur spectrale à -15dB du spectre optique de l'ONU A.

La largeur spectrale totale à -15dB est représentée sur la figure 2.21 pour différentes longueurs de burst. Les burst courts (moins de 30µs) présentent une bande passante totale à -15dB dépassant la limite de deux fois le MSE. Ceux-ci recouvrent donc nécessairement une partie du masque spectral défini par le MSE. Cependant, dans la mesure où un demultiplexeur à bande passante large (115GHz à -15dB) est utilisé, et puisque la longueur d'onde de l'émetteur est centrée (erreur d'accordage de seulement 5GHz, grâce à la pré-calibration), aucune détérioration du signal n'a été observée lors de son démultiplexage.

2.5.2.3 Mesures temporelles du dérapage en longueur d'onde : • Premières nanosecondes du burst

Le dérapage en longueur d'onde étant un phénomène temporel (comme on l'a précédemment démontré), on propose ici des mesures temporelles de drift réalisées sur le prototype de Nokia, que l'on va comparer avec les mesures spectrales précédentes. On reprendra dans un premier temps l'exemple du burst de 59µs émis périodiquement toutes les 125µs par l'ONU A, présenté sur la figure 2.22.a (dont le spectre optique apparait sur la figure 2.20). La variation de fréquence optique correspondante est présentée 2.22.c. Pour cet exemple, un dérapage de 52GHz est mesuré. Or, une grande partie ce dérapage s'effectue dans les premières nanosecondes du burst. Ceci nécessite un zoom.

La figure 2.22.b (partie droite) présente un zoom sur les premières 0.3µs du burst révélant la présence d'un *overshoot* se produisant entre 0µs et 0.04µs (40ns). La comparaison des premières nanosecondes du burst avec la fréquence optique correspondante, c'est-à-dire la comparaison des

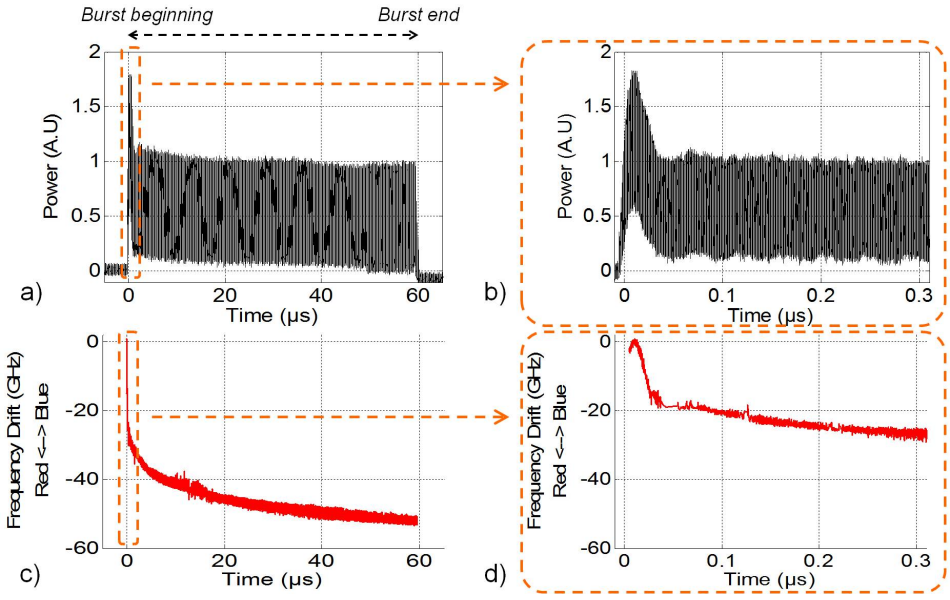

FIGURE 2.22 – Burst optique (haut) et dérapage en longueur d'onde correspondant (bas), sur la totalité du burst ((a) et (c)) et sur les premières 300ns du burst ((b) et (d)).

figures 2.22.b et 2.22.d, permet de déduire la relation entre l'intensité du signal optique et sa fréquence.

- de 0ns à 10ns, la fréquence optique dérape vers les hautes fréquences (vers le "bleu"), tandis que la puissance optique croît sur le front montant de l'overshoot.
- par la suite, la puissance optique décroît fortement sur le front descendant de l'overshoot (de 10ns à 40ns).

Ces observations concordent avec la description des sources de dérapage en longueur d'onde déterminées jusqu'à présent. En effet, comme décrit dans la sous-section 2.3.1, le chirp adiabatique est un phénomène de glissement de fréquence optique proportionnel à la puissance du signal entrainant un glissement vers les hautes fréquences (*bleu*) lorsque la puissance augmente (et vers l'infrarouge lointain lorsqu'elle décroît), ce qui correspond aux figures 2.22.b et 2.22.d. Il est de plus intéressant de noter que sur la partie descendante de l'overshoot, de 10ns à 40ns, la théorie décrivant les chirps adiabatiques et thermiques prévoient que ces deux phénomènes s'additionnent, expliquant l'importance du glissement de fréquence (19GHz) vers le *rouge* sur cette plage de signal. A l'inverse, de 0ns à 10ns sur le front montant de l'overshoot, les deux phénomènes se compensent d'après cette même théorie.

Bien que d'une durée de 40ns seulement, l'overshoot entraine 19GHz de dérapage, soit environ un tiers des 52GHz mesurés au total pour toute la durée de ce burst de 59µs.

2.5.2.4 Mesures temporelles du dérapage en longueur d'onde : • Description globale du phénomène sur l'intégralité du burst

On rappelle que les figures 2.22.c et 2.22.d ne montrent que les fréquences optiques calculées après traitement, c'est-à-dire que la courbe tracée correspond à l'interpolation des fréquences optiques de chaque "1" émis (les "0" sont écartés). Dès lors, après l'overshoot, l'enveloppe du burst est relativement constante, comme on peut le constater sur la figure 2.22.a. L'effet du chirp adiabatique ne s'exprime plus sur le dérapage en longueur d'onde de l'enveloppe du burst. On peut alors constater l'effet du chirp thermique (seul) et sa réponse indicielle typique en forme de somme d'exponentielles, que l'on peut calculer à partir de la réponse impulsionnelle (donnée par l'expression 2.3 page 35) :

$$H_{Th}(t) = -\sum^{n} a_n \tau_n (1 - e^{-t/\tau_n}) \tag{2.31}$$

Le dérapage en longueur d'onde de l'ONU A est modélisé sur la figure 2.22.c grâce aux paramètres suivants :

- $a_1 = 70000 MHz^2/mA$, $a_2 = 5000 MHz^2/mA$, $a_3 = 650 MHz^2/mA$, $a_4 = 175 MHz^2/mA$, $a_5 = 50 MHz^2/mA$ *(à un facteur d'échelle près : on ne connait pas le courant appliqué au laser)*
- $\tau_1 = 0.1\mu s$, $\tau_2 = 2\mu s$, $\tau_3 = 10\mu s$, $\tau_4 = 120\mu s$, $\tau_5 = 300\mu s$

On mesure ensuite le drift des ONU A et B pour différents profils de burst. Ces profils sont obtenus en fonction des paramètres de l'algorithme d'allocation de bande passante Dynamic Bandwidth Allocation algorithm (DBA), du système situé à l'OLT. Ce DBA a pour mission d'améliorer la performance du réseau en introduisant de la flexibilité, via une allocation de capacité de transfert de trafic agissant sur la durée des bursts et leur périodicité [75], selon le nombre de clients, des services auxquels ils souscrivent, et de la charge de trafic instantané utilisée. Comme présenté sur le tableau 2.2, colonne 2, la périodicité est toujours un multiple de 125µs.

Durée du burst (µs)	Périodicité (µs)	Durée de repos (µs)	Drift total de l'ONU A (GHz)	Drift total de l'ONU B (GHz)
16	125x2	234	45.5	34
59	125x1	66	52	38
88	125x1	37	54	37
128	125x9	997	62.5	45.5
384	125x4	116	51.5	40

TABLE 2.2 – Drifts totaux pour les ONU A et B

Les résultats sont présentés dans la table 2.2. La présence du DBA ne permet pas de tracer la courbe habituelle en "U renversé", puisque la durée de cycle est adaptée au débit demandé. On peut cependant observer un comportement similaire à ce qui a été précédemment décrit (voir figures 2.8 et 2.9 page 40). En effet, là encore le temps de repos entre deux émissions (présenté dans la troisième colonne de la table 2.2 permet aux lasers de refroidir. Dès lors, même si le burst de 384µs (dernière ligne de la table 2.2) est le plus long, ce n'est pas celui qui présente le plus grand drift que ce soit pour l'ONU A ou l'ONU B, puisque la durée de repos n'est que de 116µs. C'est ainsi l'avant-dernier profil de burst de la table 2.2 qui présente la plus grande amplitude de drift, avec ses 128µs d'émission et ses 997µs de repos. L'amplitude du drift est alors de 62.5GHz pour l'ONU A.

A la vue des résultats précédents, on pourrait envisager d'agir sur les paramètres du DBA de manière à réduire la périodicité des bursts et de réduire le temps de relaxation des bursts ou leur durée (ce qui revient à s'éloigner du rapport cyclique 1/2 de la courbe en "U renversé") pour réduire l'amplitude du drift. Cependant, on sait que les constantes de temps du chirp thermique peuvent être relativement faibles ($\tau_1 = 0.1\mu s$ et $\tau_2 = 2\mu s$ dans notre cas), et auront donc assez de temps pour s'exprimer. Ainsi, une réduction partielle du drift pourra être observée, mais restera cependant limitée, tandis que les contraintes sur les bandes passantes allouées aux clients augmenteront fortement.

2.5.2.5 Mesures temporelles du dérapage en longueur d'onde : • Comparaison des méthodes spectrales et temporelles

La figure 2.23.c montre la DSP (mesurée grâce à un analyseur de spectres optiques) du précédent signal optique de 59µs répété périodiquement toutes les 125µs. Le spectre est alors asymétrique et présente une largeur spectrale totale à -15dB de 21GHz. La largeur spectrale

latérale à -15dB (*single-sided -15dB bandwidth*, dans la norme) du côté des basses-fréquences ("rouge") est alors de 13GHz. On représente arbitrairement le spectre de manière à ce que l'erreur d'accordage maximum (MTE) soit au maximum autorisé dans le cas d'un espacement inter-canaux de 100GHz. Le spectre vient ainsi "s'adosser" au masque spectral défini par les rectangles en pointillés noirs sur la figure 2.23.c. Le "désaccordage" est ici introduit artificiellement. Cependant, dans la mesure où les émetteurs des ONU de NG-PON2 doivent être *colorless*, ce désaccordage pourrait être introduit en pratique par les conditions d'utilisation du système (conditions thermiques extrêmes), ou par un manque de précision du mécanisme d'accordage.

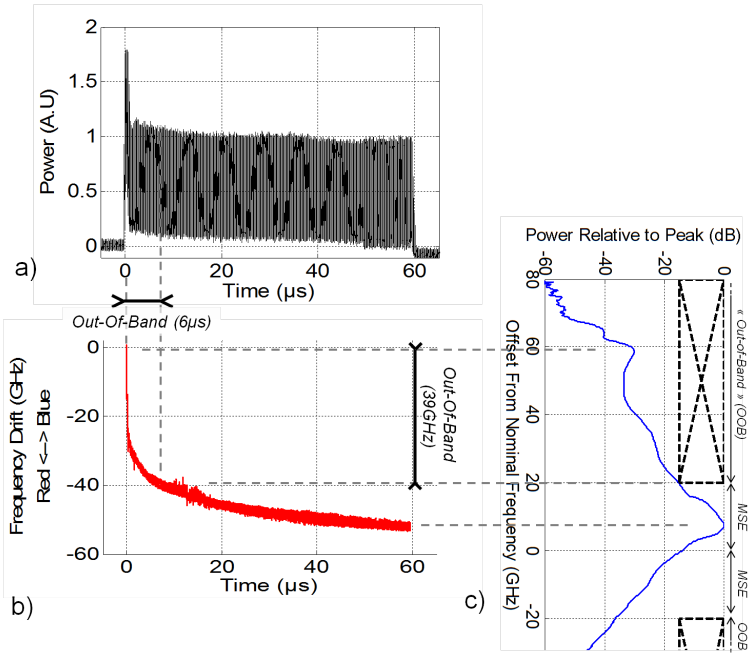

FIGURE 2.23 – Burst de 59µs (a) et fréquence optique correspondant (b), comparés au spectre optique (c) [Résolution : 20pm].

Les figures 2.23.a et 2.23.b reproduisent le burst de 59µs de la figure 2.22 et le drift correspondant. Dans la mesure où l'on sait que la fréquence optique dérive rapidement au début du burst et lentement à sa fin, et puisque l'enveloppe du burst est relativement constante après l'overshoot, il est normal de constater que la DSP de la figure 2.23.c est asymétrique. On supposera pour la suite que le pic de la DSP correspond à la fin du burst, moment où la fréquence dérive plus lentement et où une plus grande puissance est intégrée sur une même bande spectrale.

On définit le signal comme étant *hors-bande* quand la fréquence instantanée n'est pas dans la plage spectrale définie par le centre du canal plus ou moins le MSE (défini page 33). Comme le montre la figure 2.23, durant les premières 6µs du burst (dans cet exemple de burst durant 59µs), la fréquence instantanée du signal optique est alors hors-bande, comme si durant cet intervalle l'accordage était inacceptable selon les normes. Cependant, cet effet ne peut pas être observé en utilisant une simple mesure de DSP malgré l'asymétrie du spectre, puisque le spectre 2.23.c est conforme aux recommandations de l'ITU-T.

La figure 2.24 présente les résultats obtenus en suivant la procédure précédente tout en variant les profils de burst. Sont ainsi présentés l'amplitude du drift sur toute la durée du burst considéré, la largeur spectrale unilatérale "basse longueur d'onde" à -15dB, et la durée pendant laquelle le signal est hors-bande. Des durées hors-bandes allant jusqu'à 20µs ont été observées, pour un burst de 257µs.

Le désaccordage est ici introduit artificiellement lors du traitement hors-ligne, de manière à ce que la DSP soit à la limite du hors-bande, c'est-à-dire que l'erreur d'accordage soit égale au MTE. Cependant, en pratique, ce désaccordage peut résulter d'une erreur d'accordage dans la

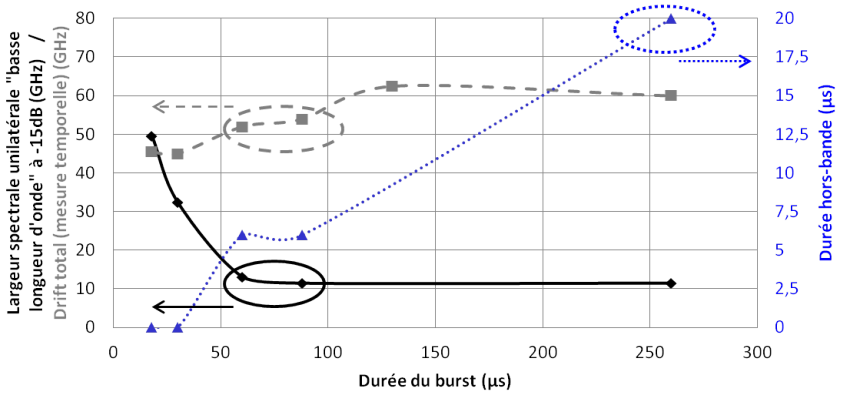

FIGURE 2.24 – Largeur spectrale unilatérale "basse longueur d'onde" à -15dB (trait noirs pleins), mesures temporelles de drift correspondantes (tirets gris), et durée de hors-bande possible (pointillés noirs), selon la longueur du burst.

mesure où les ONU du NG-PON2 doivent être colorless, d'après le cahier des charges de l'ITU-T.

Une simple mesure de DSP pourrait sous-estimer l'importance du phénomène de dérapage en longueur d'onde sur les DML en mode burst et les conséquences qui en découlent. Les critères de MSE et MTE ainsi que les méthodes de mesure doivent être améliorés de manière à prendre en compte le caractère temporel du phénomène. Les travaux ici présentés et notamment la mise en évidence du phénomène ont contribué à amener le FSAN à réviser les méthodes de mesures initialement prévues, ainsi que les spécifications (travaux toujours en cours au moment de l'écriture de ce document).

2.5.2.6 Conséquences d'une sous-estimation du dérapage en longueur d'onde

Les conséquences d'un dérapage de la longueur d'onde hors de la bande dépendront des caractéristiques du multiplexeur/démultiplexeur situé à l'OLT (espacement inter-canaux, isolation des canaux, forme gaussienne ou plate) qui ne sont pas définies dans la norme ITU-T G989.2 [42]. Le multiplexeur n'a donc pas nécessairement une bande passante aussi restreinte que deux fois le MSE. Cependant, deux conséquences peuvent être introduites en cas de sous-estimation du dérapage :

- Premièrement, les données pourront se trouver à un instant donné en début de burst au bord du canal du démultiplexeur et donc subir une atténuation beaucoup plus forte qu'au centre du canal. Comme sur la figure 2.23, ce phénomène impactera principalement le début du burst, qui ne sera pas détecté puisque hors-bande, mais sera en fait en dehors de la bande passante du démultiplexeur. Ce problème est d'autant plus grave que le début du burst comporte le préambule nécessaire à la détection de la totalité du burst (voir figure 1.7 page 13).
- Deuxièmement, des données parasites peuvent être ponctuellement introduites sur les canaux voisins et ainsi se comporter comme une source de bruit. Ce problème pourra apparaitre à n'importe quel instant du burst voisin, dans la mesure où les signaux émis sur des longueurs d'ondes différentes ne sont pas synchronisés. La détérioration sera d'autant plus importante que l'espacement entre canaux sera faible.

Il est séduisant d'imaginer résoudre ces deux derniers problèmes en augmentant l'espacement entre canaux jusqu'à 200GHz (maximum prévu par la norme ITU-T G989.2), permettant ainsi d'augmenter la largeur des canaux dans la foulée. On rappelle cependant que les émetteurs du NG-PON2 doivent être accordables en longueur d'onde pour être *colorless*. Or, bien qu'il existe de nombreuses sources optiques de laboratoire (par exemple [45]) à la fois accordables et capable de produire de signaux à 10Gb/s par modulation directe, peu d'entre elles présentent en 2016

une maturité de fabrication suffisante et coût suffisamment faible pour être déployées à grande échelle. Par ailleurs, à la mi-2016, l'accordabilité sur 4 à 8 canaux espacés par 200GHz présente une telle difficulté pratique (hors laboratoire) que l'organisme de pré-normalisation *FSAN*, qui travaille en amont d'ITU-T a abandonné cette idée. Le NG-PON2 TWDM devra donc être réalisé avec un espacement inter-canaux de 100GHz, voire 50GHz, ce qui nécessite des solutions adaptées qui devront respecter les contraintes de coûts, de débit, et d'accordabilité.

On propose justement dans la section suivante de ce chapitre, de discuter des problèmes inhérents à l'accordabilité des ONU colorless, et de l'association de ces problèmes avec les problèmes de dérapage en longueur d'onde.

2.5.3 Drift et accordabilité : système NG-PON2 ZTE et compléments

Les deux sections précédentes ont permis de quantifier l'importance du phénomène de dérapage en longueur d'onde dans l'implémentation NG-PON2-TWDM de Nokia grâce à l'évaluation de son prototype. Les lacunes quant à la capacité des normes à prévenir ce type de problèmes ont également été pointées du doigt. Cependant, les études menées dans les deux sections précédentes ne prennent pas en compte le besoin d'accordabilité des ONU de NG-PON2, ce qui correspond pourtant à la grande nouveauté de NG-PON2 en comparaison du GPON et du XG-PON. On propose ici une étude menée sur un système pré-commercial NG-PON2-TWDM prêté par le constructeur *ZTE*.

2.5.3.1 Description du système NG-PON2 ZTE

Le système pré-commercial repose sur l'utilisation de quatre paires de canaux montants / descendants, séparés dans chaque sens par 100GHz, et fonctionnant à 10Gb/s pour le sens descendant et 2.5Gb/s pour le sens montant. Quatre ONU *colorless* sont disponibles pour réaliser les tests, chacun d'entre eux étant accordé par le biais de la température du laser DFB émettant en bande C des télécommunications, lui-même modulé par l'enveloppe du burst. Enfin, un modulateur externe permet d'envoyer des données au format NRZ pendant la durée de ce burst. Les signaux optiques montants reçus à l'OLT sont séparés par un démultiplexeur "plat" présentant 70GHz de bande passante à -3dB. Des budgets optiques allant de 23.5dB à 29.5dB ont été atteints, en fonction de l'ONU et du canal d'émission.

L'amplitude du drift est premièrement mesurée sur l'ONU numéro 1 grâce à la méthode de détection hétérodyne, pour différents profils de bursts. La durée du cycle est arbitrairement fixée à 500µs, seule la durée du burst est modifiée.

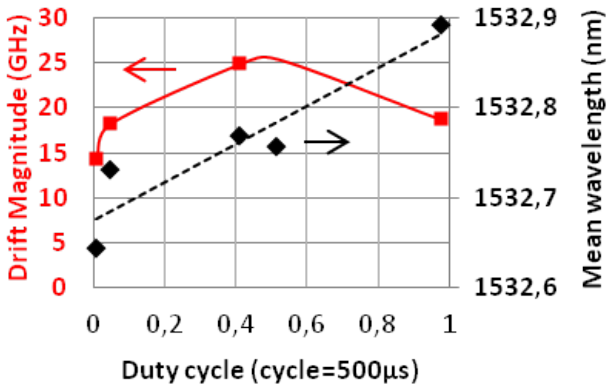

FIGURE 2.25 – Dérapage et décalage de longueur d'onde du système ZTE.

On peut une fois de plus observer sur la figure 2.25 une courbe symétrique en "U renversé", rappelant la figure 2.8 page 40. En effet, la plus importante amplitude du drift est atteinte lorsque le burst dure environ 250µs, équivalent à un rapport cyclique de 0.5.

On mesure également la position moyenne de la longueur d'onde, en prenant pour référence la longueur d'onde de l'oscillateur local. La position moyenne de la longueur d'onde a précédemment été définie sur la figure 2.7 page 39 comme la moyenne des deux extremums de longueur d'onde mesurés (longueurs d'onde des débuts et fin de bursts). On peut constater sur la figure 2.25 que ce paramètre augmente avec le rapport cyclique, c'est à dire que le point autour duquel la longueur dérape se décale également. Le mécanisme d'accordage de la longueur d'onde de l'ONU devra donc être assez rapide pour prendre en compte ce décalage, sans quoi les effets néfastes du dérapage et du décalage de la longueur d'onde pourront s'additionner et sortir la longueur d'onde du canal.

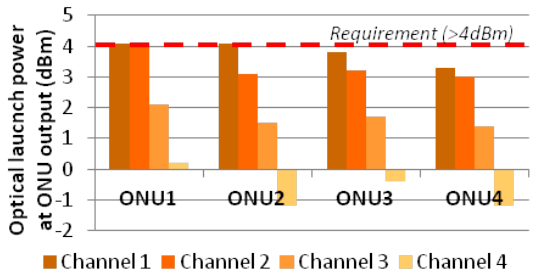

FIGURE 2.26 – Puissance moyenne émise par les 4 ONU, sur les 4 canaux testés *(burst : 256µs/500µs)*.

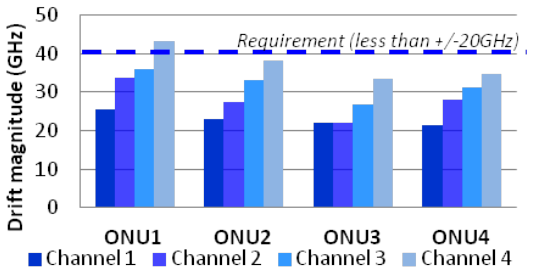

FIGURE 2.27 – Drift des 4 ONU, sur les 4 canaux testés *(burst : 256µs/500µs)*.

On s'intéresse par la suite à la puissance de sortie et au drift des quatre ONU fonctionnant sur chacun des quatre canaux. Dans chacun des cas, un burst de 256µs de long et 500µs de cycle est appliqué à l'ONU, soit un rapport cyclique proche de 0.5. La figure 2.26 présente la puissance optique moyenne émise par les ONU, sachant que l'ITU-T recommande de +4dBm à +9dBm pour des OLT sans pré-amplification. Les quatre ONU présentent des puissances optiques de plus de 3dBm sur les canaux 1 et 2. Cependant, cette valeur décroit à mesure que les ONU sont chauffés de manière à atteindre les canaux 3 et 4. Dans le pire cas, l'ONU 2 présente une puissance de sortie de -1.2dBm sur le canal 4. Une réduction moyenne de la puissance optique de 4.5dB est observée en passant du canal 1 au canal 4, ce qui implique une réduction conséquente du budget optique.

A l'inverse, le dérapage en longueur d'onde des quatre ONU augmente lorsque le laser est chauffé pour atteindre le dernier canal, comme on peut le constater sur la figure 2.27. Une élévation moyenne de 60 % du drift est observée en passant du canal 1 au canal 4. Le drift de l'ONU 1 passe quant à lui de 25.5GHz sur le canal 1 à 43.1GHz sur le canal 4 (+69%), dépassant légèrement la limite de +/-20GHz définie par le MSE.

Le système ici étudié n'est pas démontable. Dès lors, il est impossible de s'assurer de la source des perturbations précédemment mesurées. Dans le but de comprendre la source de ces variations de drift et de puissance optique, une analyse conjointe a été enclenchée dans le but de mieux décrire et comprendre les phénomènes précédents.

2.5.3.2 Complément : laser commercial

Dans le but de mieux comprendre les interactions entre accordage, drift, et puissance optique, des mesures complémentaires sont réalisées sur un laser DFB commercial émettant en bande C des télécommunications. Le laser est thermoélectriquement accordé par effet Peltier de manière à couvrir huit canaux séparés par 100GHz. Une élévation de 8.56°C est nécessaire pour couvrir 100GHz, la température allant ainsi de 5°C pour le canal 1 à 65°C pour le canal 8. Le laser reçoit périodiquement un signal électrique de 40mA pendant 62.5µs, puis ne reçoit plus de courant pour les 62.5µs restantes du cycle de 125µs. Ce signal est supposé correspondre à l'enveloppe

du burst : on considère que les données pourraient être ajoutées par le biais d'un modulateur externe si nécessaire.

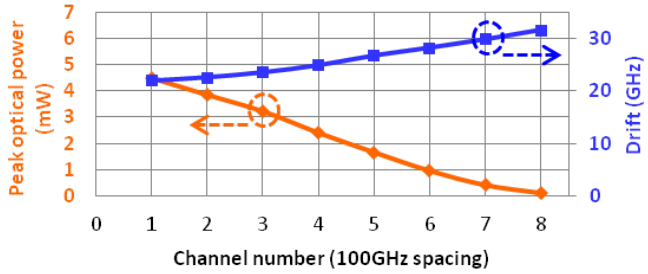

FIGURE 2.28 – Puissance pic et drift du laser commercial pour les différents canaux (courant de burst fixe : 40mA).

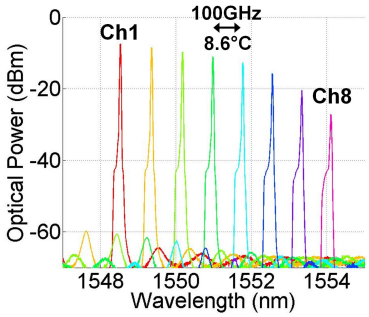

FIGURE 2.29 – Spectres optiques (courant de burst fixe : 40mA).

Les résultats en termes de puissance optique moyenne et de drift sont présentés sur la figure 2.28. Le drift passe de 21.9GHz sur le canal 1 (le plus *froid*) à 24.9GHz sur le canal 4 (+13.5%) puis à 31.6GHz pour le canal 8, soit une élévation de 44% comparé au canal 1. Parallèlement, la puissance optique pic décroit, comme le montre la figure 2.28. Elle passe de 4.5mW sur le canal 1 à 2.4mW sur le 4 (-2.7dB) puis à 0.12mW sur le canal 8 (-16dB comparativement au canal 1). Les spectres optiques correspondants sont présentés sur la figure 2.29.

Dès lors, force est de constater que pour un courant électrique fixe appliqué au laser, le drift augmente lorsque le laser est chauffé, tandis que la puissance optique diminue ce qui impacte fatalement le budget optique du système. En réalité, le phénomène de variation de la puissance optique émise en fonction de la température est bien connu dans le cas des lasers à semi-conducteurs. Une loi empirique [76] décrit l'évolution du seuil I_S d'un laser donné en fonction de la température T (en Kelvins) de la manière suivante : $I_S(T) = I_{S0}exp(T/T_0)$, avec I_{S0} le seuil extrapolé pour une température de zéro Kelvins, et T_0 un paramètre inhérent à la structure du laser. De manière générale, la puissance optique émise diminue lorsque la température du laser augmente (à courant fixe).

Il est envisageable d'adapter le courant électrique pour chaque canal, dans le but de maintenir la puissance de sortie et le budget optique constants. Ceci a été réalisé expérimentalement, pour une puissance pic cible de +3dBm.

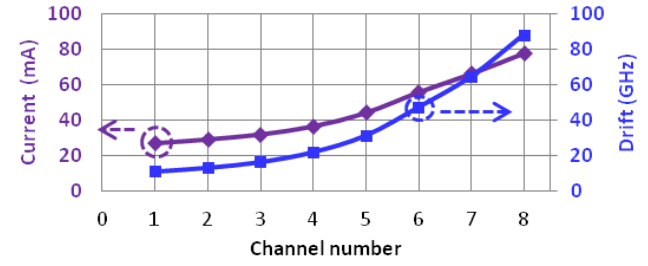

FIGURE 2.30 – Courant électrique appliqué et drift du laser commercial pour les différents canaux (puissance pique fixe : 3dBm).

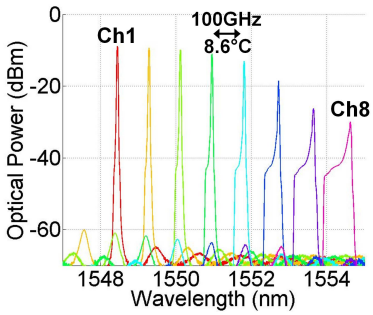

FIGURE 2.31 – Spectres optiques (puissance pique fixe : 3dBm).

Les résultats et les spectres optiques correspondants sont présentés sur les figures 2.30 et 2.31 respectivement. Il apparait que dans le cas de ce laser, un courant de 26.7mA appliqué suffit pour atteindre la puissance optique cible pour le canal 1 (cf. figure 2.30). Cependant, ce courant doit atteindre 36.3mA puis 77.7mA pour atteindre les canaux 4 et 8 respectivement. Selon la théorie du chirp thermique précédemment décrite, le drift augmente avec le courant. Pour cette raison,

même si le drift du canal 1 n'est que de 10.7GHz, il doublera pour atteindre 21.7GHz pour le canal 4 et augmentera de 720% pour le canal 8 (87.8GHz).

Finalement, les mesures basées sur le système NG-PON2-TWDM de ZTE, complétées par des expérimentations sur un laser commercial accordable, ont démontré que pour un point de fonctionnement fixe en terme de courant, l'accordage thermique des lasers des ONU implique des variations non-négligeables du drift. Parallèlement, la puissance optique de l'émetteur s'effondre à mesure que celui-ci est chauffé pour atteindre les canaux désirés. Le budget optique atteignable en est alors nécessairement affecté. Nous avons de plus démontré que la longueur d'onde centrale du drift se décalait à mesure que le rapport cyclique du burst émis augmentait. Dès lors, le mécanisme d'accordabilité du système devra être capable de compenser rapidement ce décalage de la longueur d'onde, qui s'additionne au dérapage en longueur d'onde.

Nous avons également montré qu'accroître le courant de polarisation du laser pour compenser la baisse de puissance de sortie des ONU (pouvant potentiellement être réalisé par une rétroaction intégrée) implique automatiquement une augmentation substantielle du dérapage en longueur d'onde. En effet, nous avons présenté par le biais du système présenté ici que même pour un prototype à quatre paires de canaux, il est difficile de satisfaire à la fois les exigences de budget optique et d'excursion spectrale sur tous les canaux et pour tous les ONU.

Enfin, considérant les précédents commentaires, il est nécessaire que les tests de qualification de la technologie NG-PON2-TWDM prennent en compte la mesure de la puissance de sortie et de l'excursion spectrale pour tous les ONU et tous les canaux du système.

Le dérapage en longueur d'onde des émetteurs en mode burst reste donc un des principaux défis des futurs implémentations NG-PON2-TWDM. On propose par la suite des solutions permettant de se débarrasser partiellement ou totalement de ce problème.

2.6 Solutions potentielles

Plusieurs solutions ont été proposées pour se débarrasser du problème de dérapage en longueur d'onde précédemment exposé. On présente dans un premier temps deux moyens permettant de limiter le phénomène, avant de rappeler d'autres solutions proposées pour en discuter les avantages et inconvénients majeurs.

2.6.1 Chauffage en pente douce et chauffage sous-seuil

On a précédemment mis en évidence le fait que le dérapage en longueur d'onde était induit principalement, non pas seulement par le chirp thermique (comme les premières publications sur le sujet le laissait penser), mais par le chirp adiabatique (voir page 33) *et* le chirp thermique (voir page 35).

L'idée de la première solution repose sur la possibilité de compenser partiellement la dérive d'un des chirps, par l'autre chirp. On sait en effet que le chirp adiabatique entraine un glissement vers les hautes fréquences optiques lors d'une augmentation de puissance optique. Or, le chirp thermique est caractérisé par un glissement vers les basses fréquences optiques lorsque le courant augmente. Cependant, le chirp adiabatique s'exprimait jusqu'ici sur les premières nanosecondes du burst, jusqu'à ce que la puissance optique de l'enveloppe du burst se stabilise, tandis que le chirp thermique présente des constantes de temps τ_n de l'ordre de la dizaine de nanosecondes à plusieurs microsecondes. On propose ici non pas d'avoir un front montant abrupt, mais plutôt un front ayant une pente douce, qui laisse le temps au chirp thermique de s'exprimer et de compenser le chirp adiabatique. On dénomme par la suite cette idée sous le terme de CPD.

La solution CPD est comparée à une autre solution visant elle aussi à réduire le dérapage en longueur d'onde. Cette dernière, connue sous le nom de CSS (*Subthreshold heating* en anglais) a été proposée par *Poehlmann et al.* [63]. Il s'agit ici de réduire le courant appliqué au laser à une valeur juste au-dessous du seuil entre deux émissions de bursts, au lieu de réduire le courant à

zéro comme on le faisait jusqu'à présent. De cette manière, le laser refroidit moins entre deux émissions de bursts, ce qui permet de réduire l'amplitude du drift.

Ces deux solutions sont comparées sur la figure 2.32. Le laser ne reçoit ici que l'enveloppe du burst, sans données à l'intérieur. Le temps de montée est défini comme le temps correspondant à la croissance du signal optique de 10% à 90% de sa variation totale. Pour des raisons pratiques, le courant appliqué augmente linéairement entre son état bas et son état haut. Il est cependant possible d'envisager d'appliquer d'autres types de front montant pour optimiser l'effet de compensation des deux chirps, dépendamment des paramètres du laser.

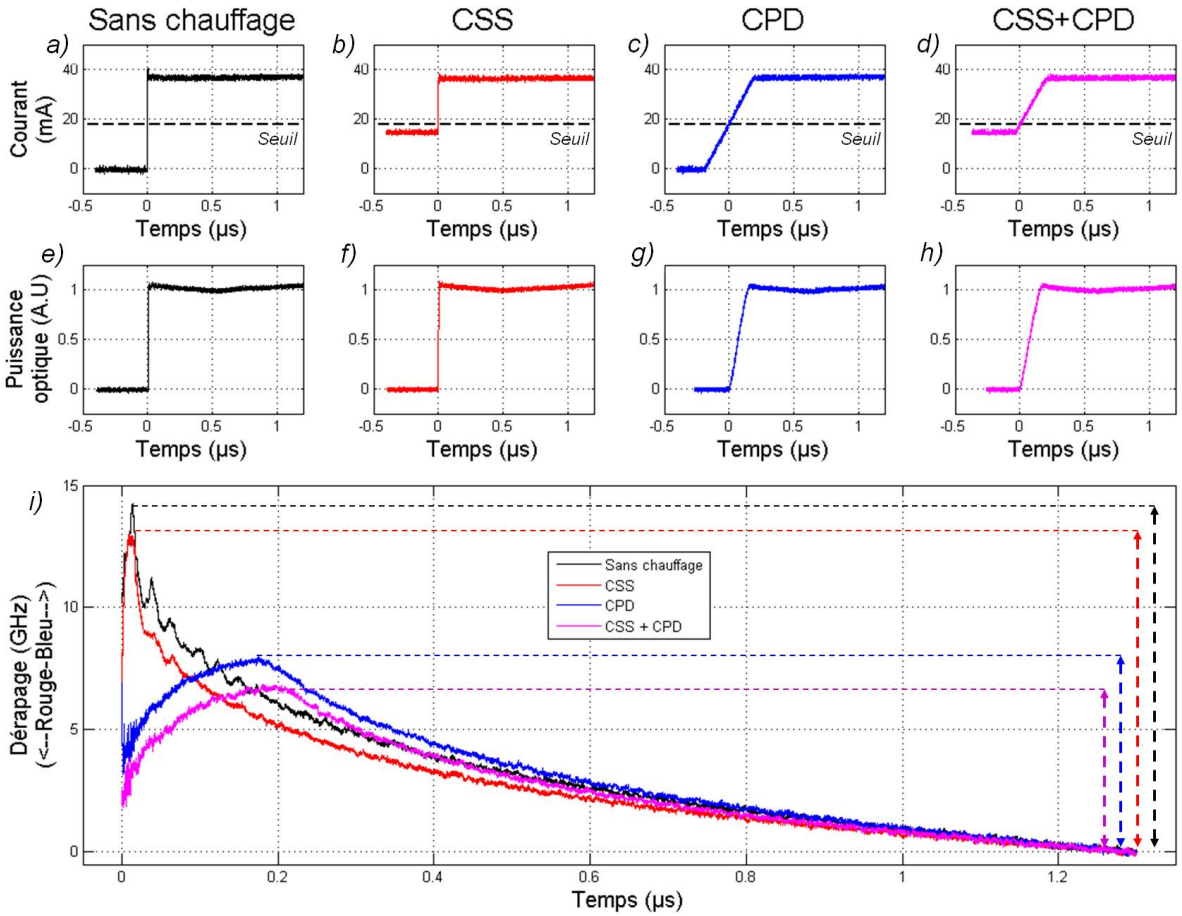

FIGURE 2.32 – Courants appliqués au laser (haut), puissance optique en sortie du laser (milieu), et drift correspondant (bas), dans le cas d'utilisation de différents solutions.

- La première colonne (en noir) correspond au cas classique d'émission *sans chauffage*. Le courant appliqué au laser passe de 0mA à 36mA (deux fois le seuil laser) en 2ns (figure 2.32.a), ce qui se traduit sur le signal optique en un temps de montée de 0.8ns (figure 2.32.e).
- La seconde colonne (en rouge) correspond au cas de CSS. Le courant appliqué au laser passe de 15mA (juste au-dessous du seuil) à 36mA (deux fois le seuil laser) en 2ns (figure 2.32.b), ce qui se traduit sur le signal optique en un temps de montée de 2.2ns (figure 2.32.f).
- La troisième colonne (en bleu) correspond au cas de CPD. Le courant appliqué au laser passe de 0mA à 36mA (deux fois le seuil laser) en 300ns (figure 2.32.c), ce qui se traduit sur le signal optique en un temps de montée de 111ns (figure 2.32.g).
- Enfin, la quatrième colonne (en violet) correspond au cas de l'utilisation de CSS et de CPD. Le courant appliqué au laser passe de 15mA (juste au-dessous du seuil) à 36mA (deux fois le seuil laser) en 200ns (figure 2.32.d), ce qui se traduit sur le signal optique en un temps

de montée de 128ns (figure 2.32.h).

Les mesures de drift sont présentées sur la figure 2.32.i. Leur drift est mesuré sur une durée de 1.3µs à partir du moment où le courant franchit le seuil du laser. Les deux premiers cas, *sans chauffage* (en noir) et *CSS seul* (en rouge), laisse apparaître dans les premières dizaines de nanosecondes une augmentation abrupte de la fréquence instantanée correspondant au cas où le chirp adiabatique domine le drift La fréquence optique dérape ainsi dans cet exemple de 14.2GHz pour le cas *sans chauffage*, qui constitue la référence. L'utilisation du *CSS seul* permet de diminuer cette valeur à 12.7GHz soit une réduction de 10%.

Le *CPD seul* dans le cas précédent (temps de montée optique de 111ns) montre un réduction du drift plus importante puisque le dérapage est cette fois de 7.8GHz, soit une diminution de 45% par rapport à la référence. Enfin, lorsque les deux solutions *CPD* et *CSS* sont conjointement utilisées avec un temps de montée optique de 128ns (comparable au cas de CPD seul), le dérapage est réduit de 53% par rapport à la référence pour atteindre 6.7GHz. La réduction comparée à l'utilisation du *CPD seul* est alors de 14%.

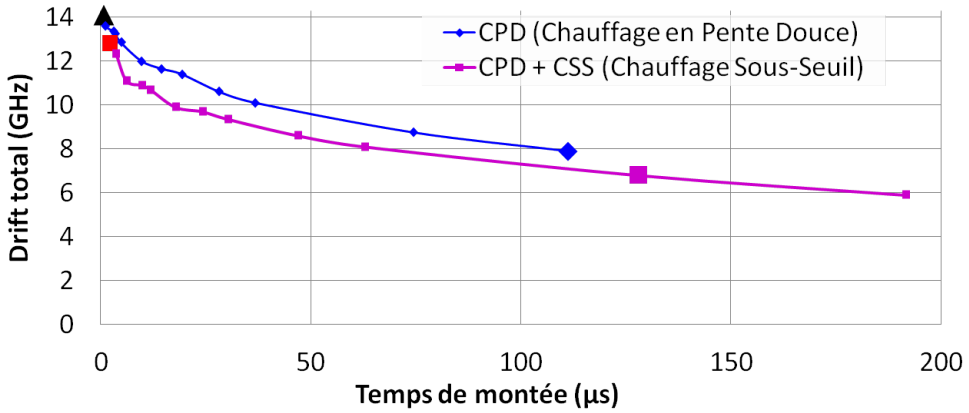

FIGURE 2.33 – Comparaison de la solution CPD, et CPD+CSS, pour différents temps de montée.

Les mesures précédentes sont répétées pour différents temps de montée optique. Les résultats de mesure d'amplitude de drift sur 1.3µs sont présentés sur la figure 2.33. Comme on l'a vu, dans le cas de ce laser, le drift peut être réduit de moitié en utilisant un CPD de 111ns. Augmenter la durée de ce CPD permet globalement de réduire le drift. Cependant, le protocole de transmission des bursts requiert un préambule dans lequel le niveau de puissance des données doit être stable, de manière à récupérer l'horloge et à déterminer le seuil de décision. Dans le cas du CPD, le front montant du burst sera difficilement utilisable par le récepteur situé à l'OLT, dans la mesure où la puissance optique croît en permanence, et le préambule ne devra débuter qu'après la fin de la rampe. Dès lors, le CPD réduit la bande passante au sens des débits clients. Une utilisation pratique nécessitera de trouver un compromis entre réduction du drift et réduction de la bande passante du client. La solution présente cependant l'avantage d'être relativement simple à implémenter, de ne pas demander la création de composants dédiés à la résolution du problème du drift, et de ne pas présenter de surcoût d'utilisation majeur en terme de consommation énergétique.

La figure 2.32 a montré que l'utilisation de la solution *CSS seule* ne permettait, dans le cas de ce laser, qu'une réduction de 10% du drift. L'utilisation des deux solutions proposées, CPD et CSS, montre sur la figure 2.33 une différence relativement faible par rapport à l'utilisation du CPD seul, environ 10-15% de réduction supplémentaire, démontré par la proximité des deux courbes de la figure 2.33. Dès lors, l'intérêt de la solution CSS semble limitée. Le surcoût énergétique introduit par la consommation de courant du laser entre deux émissions est à prendre en compte, ainsi que la présence de photons émis spontanément par l'émetteur non-éteint qui pourraient perturber la réception des autres bursts. Cependant, l'intérêt de la solution CSS reste

la facilité d'implémentation, ainsi que la possibilité d'utiliser des composants traditionnels. De plus, dans le cas de l'utilisation du CSS seul, aucune réduction de bande passante client n'est à craindre, contrairement au CPD.

2.6.2 Autres solutions

D'autres solutions ont également été proposées dans la littérature pour répondre à ce problème de dérapage en longueur d'onde. On en propose ici une liste non-exhaustive, dont on discutera les avantages et inconvénients majeurs, en gardant à l'esprit que ces propositions ont différents niveaux de maturité et de réalisation pratique.

Une partie des solutions consiste en l'utilisation de composants dédiés à la lutte contre le drift, notamment :

- l'utilisation de lasers (DFB ou Externaly Modulated Laser (EML)) possédant un module Semiconductor Optical Amplifier (SOA) intégré [77]. Le laser peut ainsi rester allumé (moyennant un coût énergétique) et stable en température tandis que le SOA joue le rôle d'obturateur entre deux émissions de bursts.
- Les lasers DBR dont le réseau de Bragg qui accorde le laser est commandé par un signal électrique en début de burst censé compenser le drift [58, 78, 79].
- Les composants semiconducteurs à chaufferette intégrée. Un courant électrique est appliqué à la chaufferette entre deux émissions, de sorte que la température globale du laser reste relativement constante [80, 81].
- Les Photonic Integrated Circuits (PIC) ont également montré de bons résultats en laboratoire. Les lasers possédant un anneau intégré dans la cavité laser permettant l'accordabilité ont montré des performances intéressantes [45], permettant d'envisager de compenser le drift par le biais de l'élément d'accordage (la cavité en anneau dans le cas présent).
- L'utilisation d'un modulateur externe de type Mach-Zehnder est difficilement envisageable dans les réseaux d'accès, du fait de la complexité du composant qui augmente le coût de l'émetteur.
- L'utilisation d'un EML sans SOA est également complexe. Le taux d'extinction des Modulateurs Electro-Absorbants (MEA) est généralement inférieur à 15dB. Sachant que 128 ONU peuvent potentiellement se trouver sur le même canal, et qu'un seul laser doit émettre à un instant donné sur un canal donné, le taux d'extinction des MEA multiplié par le nombre d'émetteurs "éteints" serait une source de bruit trop importante.

On peut aussi considérer les solutions consistant à adapter le signal appliqué à l'émetteur :

- la réduction du courant appliqué au laser, proposée dans [63], permettrait de réduire à la fois la contribution adiabatique et celle thermique au dérapage global, avec cependant une puissance de sortie plus faible et donc une réduction du budget optique.
- la réduction ou l'augmentation de la durée du burst de manière à s'éloigner du point de drift maximum (durée du cycle égale à deux fois la durée du burst), ainsi que la variation de la durée du burst, ont déjà été discutées page 56.
- nous avons également proposé [82] d'envoyer des données de "bourrage" en début de burst, dont la perte ne serait pas impactante pour la transmission. Cette solution implique tout de même une diminution de l'efficacité de transmission pouvant aller jusqu'à 10% [82], ainsi qu'une réduction de la bande-passante client.
- les solutions CSS et CPD, précédemment discutées (voir page 63) entrent dans cette catégorie.

Il est également possible de concevoir des démultiplexeurs plats à bas prix, et/ou d'espacer les canaux ou de réduire leur nombre, entrainant cependant une réduction de la bande passante du client et des problèmes d'accordabilité (voir discussion page 58).

A l'heure actuelle, aucune solution idéale ne semble émerger. La solution finalement choisie

par les constructeurs et les organismes de normalisation sera vraisemblablement un compromis entre les propositions précédentes, les différents coûts impliqués (CAPEX et OPEX), et les besoins en débit des opérateurs.

2.7 Conclusion du chapitre

Le dérapage en longueur d'onde du NG-PON2 - TWDM est donc, comme on l'a vu, un phénomène de glissement très bref de la longueur d'onde lors de l'émission d'un burst, dans le sens montant des transmissions. Induit par les phénomènes de chirp adiabatique et de chirp thermique, le dérapage de la longueur d'onde d'un émetteur peut se traduire par une perte partielle du burst émis se traduisant à son tour potentiellement par la non-reconnaissance de l'entête et donc l'annulation de la totalité du burst. Les canaux du NG-PON2 étant proches, le dérapage sur un canal peut également aller jusqu'à perturber les canaux voisins, remettant en cause la capacité des technologies NG-PON2 - TWDM à répondre au cahier des charges. Ce problème est d'autant plus grave que, comme on l'a vu, l'état actuel des normes ne permet pas d'estimer correctement l'importance du phénomène, les méthodes de mesure suggérées n'ayant pas pris en compte le phénomène observé.

Dès lors, et même si des solutions semblent émerger, la route est encore longue avant de réussir à réaliser des systèmes NG-PON2 - TWDM à bas coût à une échelle industrielle. Cela est d'autant plus vrai que le pendant de la phase d'industrialisation massive est la réalisation d'outils de mesure opérationnels (plus légers que ce qui est présenté ici) permettant de détecter la source des potentielles pannes induites chez le client par la superposition des multiplexages temporels et en longueur d'onde.

Enfin, bien que la technologie NG-PON2 ne soit pas encore finalisée, les premières discussions concernant la génération suivante de réseaux d'accès la sélection à nouveau du mutiplexage TWDM-TWDMA. La nouveauté consisterait cependant dans l'utilisation d'un format de modulation plus avancé que le simple NRZ utilisé jusqu'à présent, permettant ainsi d'augmenter le débit sans la nécessité d'augmenter la bande passante des composants, et donc le coût [83]. Quid alors des problèmes de dérapage en longueur d'onde lors de l'émission de bursts en modulation NRZ à 25Gb/s, en modulation duobinaire, ou en modulation d'amplitude (Amplitude Shift Keying (ASK)) ?

Chapitre 3

Impacts de la diffusion Raman stimulée sur la coexistence PON

3.1 Introduction du chapitre

Ce chapitre a pour but de mettre en évidence certains problèmes introduits par la nécessité de coexistence entre plusieurs technologies de réseaux optiques passifs (GPON, XG-PON, XGS-PON, et NG-PON2 en particulier).

Des transferts d'énergie non-désirés entre différentes technologies PON sont à craindre du fait de la conjonction de deux facteurs :

- les fortes puissances optiques requises par les émetteurs NG-PON2 pour satisfaire les recommandations en termes de budget optique,
- la répartition des plages spectrales allouées à chaque technologie PON (espacements de l'ordre de 100nm entre GPON en NG-PON2, par exemple).

Ces facteurs favorisent l'apparition d'un phénomène non-linéaire connu sous le nom de *diffusion Raman stimulée*.

On propose dans ce chapitre de décrire succinctement le phénomène de diffusion Raman stimulée en le plaçant dans le contexte des réseaux optiques passifs. Une étude expérimentale épaulée par une étude théorique permettra également, sous certaines approximations, de quantifier l'importance des interactions entre technologies, de manière à estimer dans le pire des cas l'impact sur la qualité du signal optique reçu par le client. Les résultats de cette étude préliminaire seront appliqués à des cas concrets de déploiement proposés par Orange en zones peu denses et moyennement denses.

3.2 Contexte

3.2.1 Coexistence des PON

L'Union Internationale des Télécommunications (ITU) a récemment terminé la rédaction de la norme de la future génération de réseaux optiques passifs, le « NG-PON2 » [34]. Cette nouvelle technologie s'inscrit dans la lignée des précédentes générations de réseaux optiques passifs, le GPON et ses successeurs, XG-PON et XGS-PON. Le GPON et les XG-PON/XGS-PON fonctionnent sur une base de « multiplexage temporel », où un émetteur s'adresse à un récepteur associé pendant une plage de temps définie, tandis qu'une partie du NG-PON2 fonctionne sur un mélange de multiplexage temporel et de multiplexage en longueur d'onde (NG-PON2 dit « TWDM »). Parallèlement à cette solution, des besoins ont été exprimés pour développer des solutions point-à-point basées uniquement sur du multiplexage en longueur d'onde (NG-PON2 dit « WDM », en architecture point-à-point).

La technologie NG-PON2 a été conçue de manière à satisfaire la demande toujours croissante en terme de débit, et est donc vouée à remplacer le GPON et les XG-PON/XGS-PON si le besoin se fait sentir. Cependant, le passage d'une technologie à l'autre ne pourra se faire du jour au lendemain, si l'on considère les millions de foyers aujourd'hui raccordés à internet par le biais de la fibre optique.

Pour cette raison, les technologies GPON, XG-PON, XGS-PON et NG-PON2 devront être capables de coexister sur le même réseau de fibre optique, c'est-à-dire sur le même « arbre PON » (représenté sur la figure 3.1). Il est intéressant de noter que ces technologies doivent aussi pouvoir coexister avec la télévision par câble (RF-vidéo) dans certains pays, bien que ce ne soit pas le cas en France. On gardera également à l'esprit qu'à l'heure de la rédaction de ce document, les standards du XGS-PON ne sont pas finalisés. Cependant, il semble que les classes de budget optique, les puissances d'émission, et les bandes spectrales allouées seront identiques au XG-PON. Pour cette raison, on parlera souvent dans ce document indifféremment du XGS-PON et du XG-PON.

Le réseau optique a grossièrement repris l'architecture du réseau téléphonique : l'OLT, équipement optique situé à l'extrémité du réseau d'accès optique se trouve placé aux Nœuds de Raccordement d'Abonnés (nœuds de réseau téléphonique, parfois appelés répartiteurs). On parle alors de Nœud de Raccordement Optique (NRO). Ce NRO est relié au Point de Mutualisation (PM) par la fibre dite "commune", le point de mutualisation étant aussi appelé "sous-répartiteur", nom hérité du réseau téléphonique, ou "remote node" en anglais. Le signal optique est ensuite réparti aux différents abonnés à partir de ce PM.

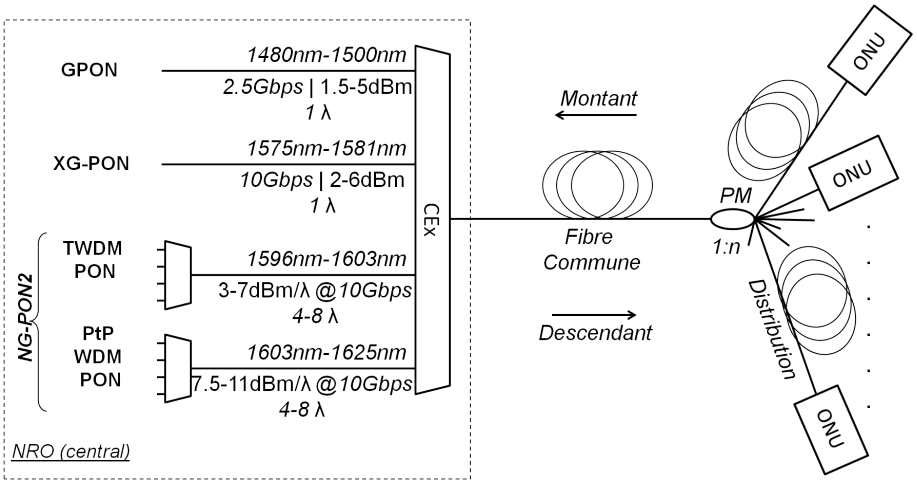

FIGURE 3.1 – Arbre PON.

3.2.2 Plages de longueurs d'onde allouées

D'un point de vue pratique, chaque technologie s'est vu attribuer une plage de longueur d'onde pour le sens montant, et une autre pour le sens descendant. Un élément de coexistence, dénommé « CEx » (Coexistence Element), représenté sur l'arbre PON de la figure 3.1, permettra le multiplexage de toutes ces techniques. Cet élément ne devra pas apporter de pertes d'insertion supérieures à 1.3dB selon le canal, d'après les standards (voir [84]).

La plage 1480-1500nm est allouée au canal descendant du GPON, ayant un débit de 2.5Gb/s reposant sur une seule longueur d'onde. Le sens montant est lui aussi assuré par un seul canal, fonctionnant cette fois à 1.25Gb/s, et dont la plage "étroite" (voir figure 1.10 page 19) se situe entre 1300 et 1320nm. L'unique canal descendant à 10Gbit/s du XG-PON (ou du XGS-PON) se voit assigner la plage 1575-1581nm, et la plage 1260-1280 pour l'unique canal à 2.5Gb/s du sens montant (idem pour les 10Gb/s montants du XGS-PON). Parallèlement, le NG-PON2-TWDM

utilisera quatre à huit canaux dans chacun des deux sens, la plage "étroite" 1532-1540nm (voir figure 1.10 page 19) étant destinée aux canaux montants, et la plage 1596-1603nm étant réservée aux canaux descendants ayant un débit généralement de 10Gbit/s et pouvant être séparés de 200GHz, 100GHz ou 50GHz. La plage adjacente, de 1603 à 1625nm, est réservée aux canaux montants et descendants du NG-PON2-WDM.

La figure 3.2 résume les différentes bandes optiques allouées par l'ITU-T à chaque technologie de réseau optique passif.

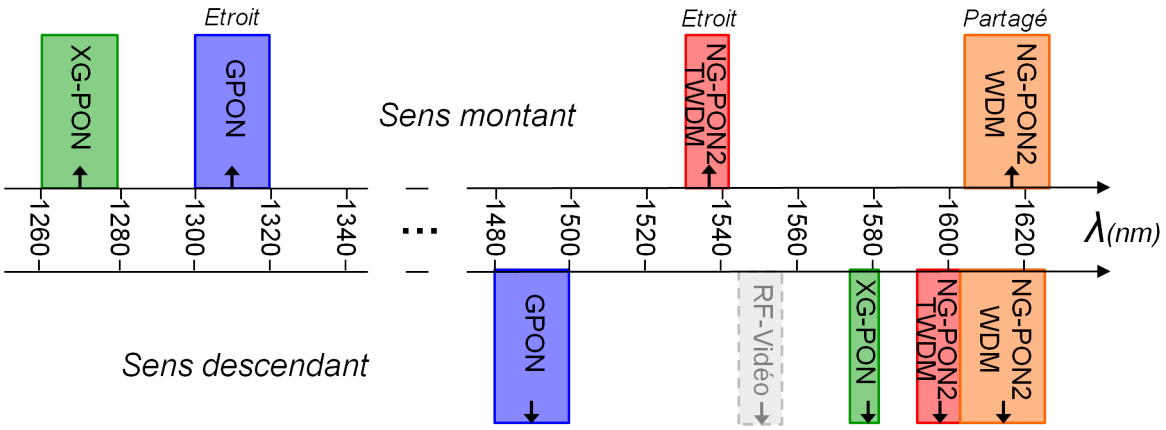

FIGURE 3.2 – Plan de longueur d'onde des différentes technologies PON considérées.

3.2.3 Puissances optiques à l'entrée de l'élément de coexistence (CEx)

Dans le but d'être au plus proche de la réalité du terrain, on considérera dans cette étude les classes de budget optique utilisées par Orange en France. Dans le cas du GPON, il s'agit de la classe « B+ », qui suppose une puissance optique moyenne allant de 1.5dBm à 5dBm pour le sens descendant, en sortie d'émetteur avant la traversée du CEx sur la figure 3.1 (voir [85]). Le XG-PON (ou XGS-PON) doit quant à lui fournir de 2dBm à 6dBm en puissance optique moyenne, là-aussi dans le sens descendant, pour la classe de budget optique N1 [86].

Le NG-PON2-TWDM descendant supportera la classe de budget optique « N1 » dans les cas d'application considérés. Chaque canal NG-PON2-TWDM descendant présentera alors jusqu'à 7dBm par longueur d'onde dans le cas d'un débit à 10Gb/s, ce qui se traduira dans le cas à 8 longueurs d'onde par une puissance totale allant jusqu'à 16dBm. La technologie NGPON2-WDM sera quant à elle capable de débiter jusqu'à 11dBm par longueur d'onde (quelque soit le sens), ce qui se traduira par une puissance optique cumulée pour 8 canaux descendants égale au maximum à 20dBm à l'entrée de l'élément de coexistence CEx. Dès lors, la puissance cumulée du NG-PON2 (TWDM et WDM) pourra monter jusqu'à 21.5dBm. Ces valeurs de puissance optique sont résumées pour chaque canal sur la figure 3.1.

La présence d'intensités optiques importantes, introduites ici principalement par le NG-PON2 descendant, est généralement source de non-linéarités dans la fibre optique. Le cas ici étudié ne déroge pas à la règle, comme on va le voir par la suite. En particulier, l'espacement entre les plages spectrales allouées aux différentes technologies favorisera les interactions par diffusion Raman stimulée.

3.3 Modélisation de l'effet

3.3.1 Diffusion Raman stimulée

La *diffusion Raman stimulée* est un effet non-linéaire découvert en 1928 notamment par *Chandrashekhara Venkata Râman* [87], physicien indien qui lui donna son nom. Il reçut également

le prix Nobel de physique de 1930 pour cette découverte et l'ensemble de son travail sur la diffusion de la lumière.

Ce phénomène consiste en une diffusion inélastique de la lumière par une molécule, ce qui signifie que l'énergie du photon diffusé n'est pas la même que celle du photon incident : l'onde diffusée n'a alors pas la même longueur d'onde que l'onde incidente (contrairement à la *diffusion Rayleigh* [39], par exemple). On parle de décalage de longueur d'onde (ou de fréquence).

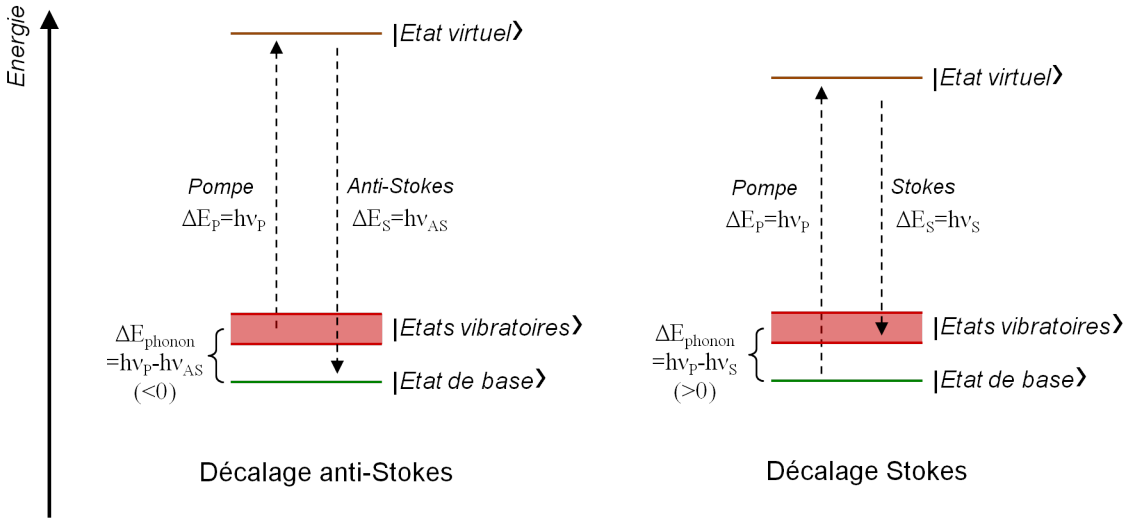

FIGURE 3.3 – Illustration schématique de la diffusion Raman stimulée du point de vue énergétique [88].

Deux cas de figure sont possibles. Dans le cas où la molécule est à un niveau d'énergie excité ("état vibratoire" sur la figure 3.3), l'énergie d'un photon diffusé $\Delta E_{AS} = h\nu_{AS}$ (avec h la *constante de Planck*, et ν la fréquence optique), peut être plus importante que celle du photon incident $\Delta E_P = h\nu_P$, dit photon de pompe : on parle alors de décalage anti-Stokes (décalage vers les basses longueurs d'onde). Une pseudo-particule, appelée "phonon" et dont l'énergie $\Delta E_{phonon} = h\nu_P - h\nu_{AS}$ correspond à la différence entre l'énergie de la pompe et celle du photon diffusé, est alors annihilée. La molécule redescend à l'état de base

L'énergie d'un photon diffusé, peut également être plus faible que celle du photon incident : on parle alors de décalage Stokes (décalage vers les hautes longueurs d'onde). La différence d'énergie est alors absorbée par la molécule sous la forme d'un phonon : la molécule "vibre", à la fréquence $\nu_{phonon} = \nu_{Pompe} - \nu_{Stokes}$ (voir figure 3.3). En pratique, le décalage Stokes domine l'anti-Stokes dans les applications qui nous intéressent [89], en particulier dans les fibres optiques. Cela est notamment lié au fait que le décalage anti-Stokes nécessite que la molécule soit préalablement excitée, ce qui est peu probable naturellement. Les deux types de décalages sont cependant observables dans d'autres types de matériaux, ce qui permet la spectroscopie à diffusion Raman par exemple.

La diffusion Raman stimulée est connue depuis longtemps dans les fibres optiques [90, 91]. Le transfert d'énergie se fait quasi-instantanément (en des temps inférieurs à la picoseconde [92]), et indépendamment de la direction relative de la pompe et du Stokes [93]. L'efficacité de ce transfert d'énergie dépend notamment d'un paramètre de gain Raman g_R représenté sur la figure 3.4, dont la valeur varie selon l'écart entre les longueurs d'onde de pompe et de Stokes $\lambda_S - \lambda_P$. Il est intéressant de remarquer que du fait de la nature amorphe de la silice constituant la fibre optique, le milieu possède une bande d'amplification relativement large, contrairement aux cristaux dont les symétries et les motifs de la structure impliquent des résonances vibrationnelles à des fréquences précises (utilisées en spectroscopie Raman). Le maximum de gain Raman g_R se trouve, pour une fibre optique monomode standard (ITU G652 [94]), à 13.2THz de la fréquence

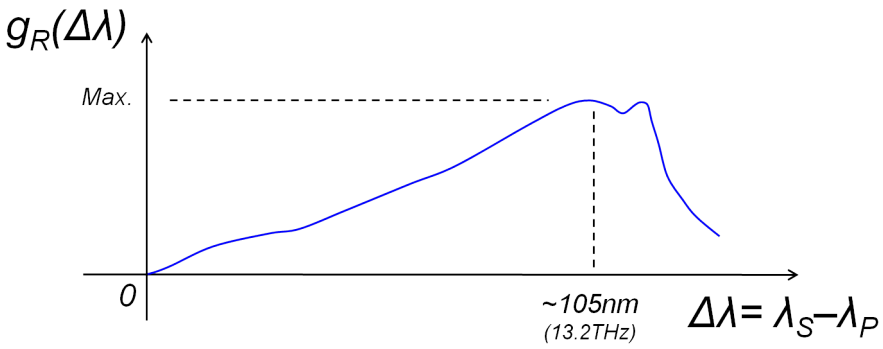

FIGURE 3.4 – Gain Raman g_R selon la différence de longueur d'onde entre pompe et Stokes, pour les fibres optiques en silicium monomodes standard (ITU G.652), et pour des signaux co-polarisés.

de la pompe, ou 105nm environ dans la plage de longueurs d'onde qui nous intéresse. Or, les recommandations des technologies GPON et NG-PON2 prévoient justement une séparation d'une centaine de nanomètres entre les plages de longueurs d'ondes allouées, dans le sens descendant du lien [34]. En outre, les puissances optiques relativement fortes (jusqu'à 20.5dBm pour l'ensemble du NG-PON2) favorisent de manière générale les effets non-linéaires dans les fibres optiques, permettant notamment à l'effet Raman de s'exprimer.

Ce phénomène de diffusion Raman stimulée a été longuement étudié dans la littérature, ce qui a permis de développer différents modèles de compréhension. Ceux-ci peuvent nécessiter la résolution d'équations de Schrödinger non-linéaires couplées qui prennent en compte des variables temporelles, spatiales, de polarisation... Cependant, comme on va le démontrer, une description simplifiée de l'effet Raman conduit à une modélisation qui préserve l'accord avec les relevés expérimentaux.

3.3.2 Modèle à deux canaux co-propagatifs

Comme on l'a vu dans la partie précédente, de nombreux canaux optiques pourront avoir à coexister du fait des technologies GPON, XG-PON, XGS-PON, NG-PON2. On commencera cependant à modéliser cet effet en ne considérant que les canaux de pompe (de basse longueur d'onde, noté « p ») et Stokes (de haute longueur d'onde noté « s »). D'après Agrawal [88], il est possible de modéliser phénoménologiquement la variation d'intensité tout au long d'une fibre optique en considérant l'interaction entre ces canaux co-propagatifs selon les équations de l'expression 3.1, qui considèrent un modèle continu ou quasi-continu (variations lentes des signaux optiques devant le temps de réponse du phénomène). Ceci est également représenté sur les figures 3.5 et 3.6.

$$\begin{aligned} \frac{dI_P}{dz} &= -\alpha_P I_P - \frac{\omega_P}{\omega_S} g_{R(\lambda_S-\lambda_P)} I_P I_S \\ \frac{dI_S}{dz} &= -\alpha_S I_S + g_{R(\lambda_S-\lambda_P)} I_P I_S \end{aligned} \tag{3.1}$$

Avec :
- I_i : Intensité du champ électrique de l'onde optique « i » (en W/m^2)
- α_i : coefficient de perte du champ « i » par propagation dans la fibre optique
- $g_{R(\lambda_S-\lambda_P)}$: coefficient de gain Raman, qui dépend de $\lambda_S - \lambda_P$
- ω_i : pulsation du champ électrique « i » ($\omega_i = 2\pi\nu_i = 2\pi C/\lambda_i$)

Le terme en $\alpha_i I_i$ dans le système 3.1 correspond aux pertes du signal se propageant dans la fibre. Le terme croisé, en $g_{R(\lambda_S-\lambda_P)} I_S I_P$ correspond pour sa part au terme d'interaction par diffusion Raman stimulée. Le signe négatif dans la première équation de l'expression 3.1 montre

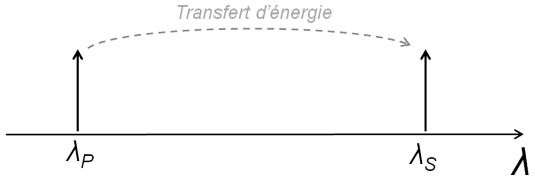

FIGURE 3.5 – Représentation schématique du spectre des deux canaux considérés

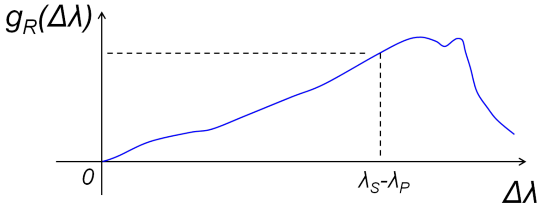

FIGURE 3.6 – Gain de la diffusion Raman stimulée en fonction de l'écart entre longueurs d'ondes, pour le modèle à deux canaux

bien une déplétion de la pompe, c'est à dire une perte de puissance ou un gain négatif. L'énergie perdue par la pompe se retrouve dans le Stokes (signe « plus » devant le terme croisé de la seconde équation de 3.1), à un facteur ω_P/ω_S près correspondant au rapport d'énergie des photons mis en jeu. L'importance du transfert d'énergie est donc d'autant plus importante que I_P, I_S et $g_{R(\lambda_S-\lambda_P)}$ sont importants.

3.3.3 Modèle à « N » canaux co-propagatifs

Dans le cas de la coexistence des technologies PON, un nombre de canaux supérieur à deux est à considérer dans le sens descendant du lien (co-propagation). Il est possible d'étendre le modèle continu à deux canaux co-propagatifs précédemment décrit aux interactions par effet Raman lorsque « N » canaux sont impliqués dans le système. Comme dans le modèle à deux canaux, la variation de l'intensité du signal se propageant dépendra d'un facteur $\alpha_n I_n$, traduisant l'absorption de la lumière par la fibre lors de sa propagation. Cependant, comme représenté sur la figure 3.7, la puissance d'un canal quelconque se verra amplifiée par tous les canaux dont les longueurs d'onde lui seront inférieures(somme d'indice l de l'expression 3.2), et déplétée par tous les canaux dont les longueurs d'onde lui seront supérieurs (somme d'indice k de l'expression 3.2). Là encore, les interactions entre deux canaux donnés dépendront du coefficient g_R, lui-même dépendant de la différence de longueur d'onde des deux canaux considérés, comme le présente la figure 3.8.

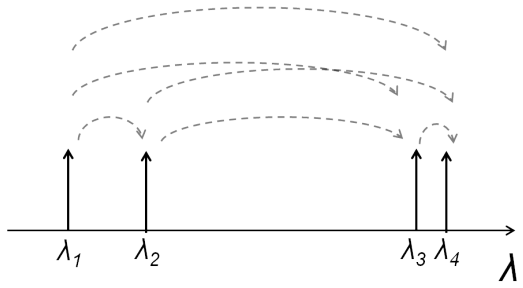

FIGURE 3.7 – Représentation schématique du spectre des N=4 canaux considérés, et des 6 interactions possibles.

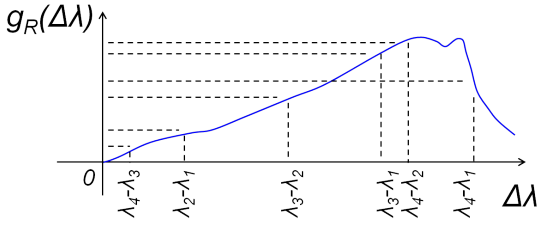

FIGURE 3.8 – Gain de la diffusion Raman stimulée en fonction de l'écart entre longueurs d'ondes, pour le modèle à N=4 canaux

De manière générale, l'expression 3.2 décrit alors la variation de l'intensité du "enième" signal se propageant, pour un système à « N » canaux.

$$\begin{cases} \dfrac{dI_n}{dz} = -\alpha_n I_n - \displaystyle\sum_{k=n+1}^{K} \frac{\omega_n}{\omega_k} g_{R(\lambda_k-\lambda_n)} I_n I_k + \sum_{l=1}^{n-1} g_{R(\lambda_n-\lambda_l)} I_n I_l \qquad (\forall\ 1 \leq n \leq N) \end{cases} \tag{3.2}$$

Le système 3.2 à « N » canaux co-propagatifs comporte donc « N » équations différentielles couplées, et n'est donc pas facilement résoluble analytiquement. Il est possible de le résoudre numériquement simplement, mais il est également possible d'y apporter des simplifications selon le cas, permettant d'obtenir une solution analytique comme on va le voir par la suite.

3.3.4 Modèle de coexistence des PON (sens descendant uniquement)

Le point de mutualisation (*PM*, voir figure 3.1 page 70) fractionne la puissance d'un signal descendant. Or, les interactions par diffusion Raman stimulée nécessitent de fortes puissances. Celles-ci auront donc principalement lieu dans la section du réseau séparant le NRO du PM (fibre commune, voir figure 3.1). On cherche ici à caractériser le pire cas d'interaction possible, connaissant le caractère aléatoire de certains paramètres (ce qui sera développé par la suite).

On rappelle qu'il faut considérer :

- un canal pour le GPON,
- un canal pour le XG-PON ou le XGS-PON (on notera "XG-PON" de manière générique, pour alléger la lecture),
- jusqu'à huit canaux pour le NG-PON2-TWDM,
- jusqu'à huit canaux pour le NG-PON2-WDM,

soit un total allant jusqu'à 18 canaux. La modélisation des interactions entre ces 18 canaux nécessite dans l'absolu la résolution de 18 équations différentielles couplées (possible numériquement), comportant $17 + 16 + ... + 1 = 153$ combinaisons d'interactions (chaque canal va interagir avec les 17 autres).

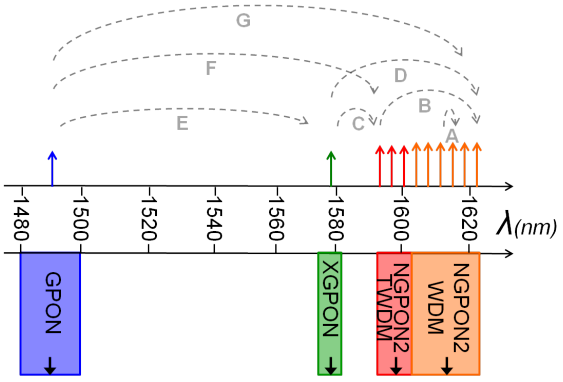

FIGURE 3.9 – Représentation schématique du spectre des canaux PON

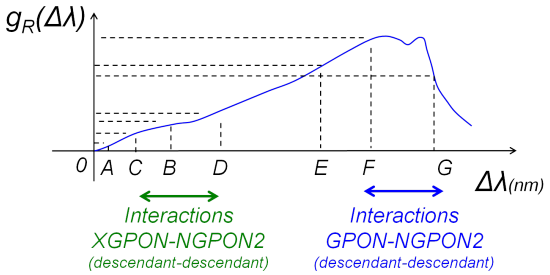

FIGURE 3.10 – Gain de la diffusion Raman stimulée en fonction de l'écart entre longueurs d'ondes, pour le modèle de coexistence des PON

Il est possible de réaliser quelques simplifications avant d'écrire un système comportant 18 expressions couplées du type de l'expression 3.2 :

- On rappelle que les interactions dépendent du paramètre g_R , qui dépend lui-même de l'espacement entre longueurs d'onde. Or, l'espacement entre les canaux du NG-PON2 sera au minimum de 50GHz (cas "A" sur la figure 3.9), et au maximum de 29nm (cas "B" sur la figure 3.9). Le paramètre g_R est alors faible, comme le montre la figure 3.10. On négligera les interactions des canaux NG-PON2 entre eux.
- De la même manière, les cas "C" et "D" représentent les interactions du XG-PON avec respectivement le plus proche et le plus éloigné des canaux du NG-PON2. La figure 3.10 montre que dans ces cas, le paramètre g_R devrait varier entre 1/6 et 1/3 du maximum environ, ce qui n'est pas totalement négligeable, surtout si l'on considère l'importance des puissances cumulées des canaux NG-PON2. On ne négligera donc pas les interactions entre XG-PON et NG-PON2.
- Le cas "E" sur la figure 3.9 correspond à la possibilité de transfert d'énergie du GPON au XG-PON. Même si dans ce cas le g_R semble assez fort, il faut garder à l'esprit que le

transfert d'énergie prend aussi en compte la puissance des différents canaux (terme croisé de l'expression 3.2). Or, les puissance du GPON et du XG-PON sont relativement faibles. On négligera donc les interactions entre GPON et XG-PON.

– Enfin, les cas "F" et "G" correspondent aux interactions entre GPON et NG-PON2. Le paramètre g_R est ici proche de son maximum, d'après la figure 3.10. De plus, les canaux NG-PON2 comportent des puissances de sortie potentiellement très importantes. On ne négligera donc pas les interactions entre GPON et NG-PON2.

Vu les simplifications précédentes, le système donné par l'expression 3.2 peut s'écrire à la manière des expressions 3.3, avec "M" le nombre de canaux du NG-PON2. Le système 3.3 comporte donc "M+2" équations couplées.

$$\begin{aligned}
\frac{dI_{gpon}}{dz} &= -\alpha_{gpon}I_{gpon} & &- \sum_{m=1}^{M} \frac{\omega_{gpon}}{\omega_{ngpon2(m)}} g_{R(\lambda_{ngpon2(m)}-\lambda_{gpon})} I_{ngpon2(m)} I_{gpon} \\
\frac{dI_{xgpon}}{dz} &= -\alpha_{xgpon}I_{xgpon} & &- \sum_{m=1}^{M} \frac{\omega_{xgpon}}{\omega_{ngpon2(m)}} g_{R(\lambda_{ngpon2(m)}-\lambda_{xgpon})} I_{ngpon2(m)} I_{xgpon} \\
\frac{dI_{ngpon2(m)}}{dz} &= -\alpha_{ngpon2(m)}I_{ngpon2(m)} & &+ g_{R(\lambda_{ngpon2(m)}-\lambda_{gpon})} I_{ngpon2(m)} I_{gpon} \\
& & &+ g_{R(\lambda_{ngpon2}-\lambda_{xgpon})} I_{ngpon2(m)} I_{xgpon} \\
& & &\quad (\forall\, 1 \leq m \leq M)
\end{aligned} \tag{3.3}$$

Cependant, comme on l'a vu grâce à la figure 3.10, le paramètre $g_{R(\lambda_{ngpon2(m)}-\lambda_{gpon})}$ est proche de son maximum et quasi-constant sur la plage considérée. On prendra également une valeur moyenne pour considérer les interactions du GPON avec le XG-PON. On considérera ainsi :

$$g_{R(\lambda_{ngpon2(m)}-\lambda_{gpon})} \approx g_{R(\lambda_{ngpon2}-\lambda_{gpon})} \text{ et } g_{R(\lambda_{ngpon2(m)}-\lambda_{xgpon})} \approx g_{R(\lambda_{ngpon2}-\lambda_{xgpon})}$$

On négligera également les variations de la pulsation $\omega_{ngpon2(m)}$ en fonction de "m" ($\omega_{ngpon2(m)} \approx \omega_{ngpon2}$), ainsi que les fluctuations d'atténuation ($\alpha_{ngpon2(m)} \approx \alpha_{ngpon2}$).

Enfin, on considérera l'ensemble des canaux NG-PON2 comme un *super-canal*, dont l'intensité sera la somme des intensités des différents canaux NG-PON2, noté : $\sum_{m=1}^{M} I_{ngpon2(m)} = I_{\Sigma ngpon2}$. En considérant les précédentes approximations sur les paramètres g_R et α, l'expression 3.3 comportant $M+2$ équations couplées peut se simplifier en un système à 3 équations couplées, décrit par l'expression 3.4.

$$\begin{aligned}
\frac{dI_{gpon}}{dz} &= -\alpha_{gpon}I_{gpon} - \frac{\omega_{gpon}}{\omega_{ngpon2}} g_{R(\lambda_{ngpon2}-\lambda_{gpon})} I_{\Sigma ngpon2} I_{gpon} \\
\frac{dI_{xgpon}}{dz} &= -\alpha_{xgpon}I_{xgpon} - \frac{\omega_{xgpon}}{\omega_{ngpon2}} g_{R(\lambda_{ngpon2}-\lambda_{xgpon})} I_{\Sigma ngpon2} I_{xgpon} \\
\frac{dI_{\Sigma ngpon2}}{dz} &= -\alpha_{ngpon2}I_{\Sigma ngpon2} + g_{R(\lambda_{ngpon2}-\lambda_{gpon})} I_{\Sigma ngpon2} I_{gpon} \\
& \quad + g_{R(\lambda_{ngpon2}-\lambda_{xgpon})} I_{\Sigma ngpon2} I_{xgpon}
\end{aligned} \tag{3.4}$$

Finalement, les interactions par diffusion Raman stimulée dans le sens descendant d'une architecture de coexistence des technologies PON peuvent donc se résumer à deux types (représentées sur la figure 3.11) :

– interactions entre GPON et NG-PON2. Le NG-PON2 "aspire" l'énergie du GPON (le GPON est une pompe et le NG-PON2 un Stokes).
– interactions entre XG-PON et NG-PON2. Le NG-PON2 "aspire" l'énergie du XG-PON (le XG-PON est une pompe et le NG-PON2 un Stokes).

Mathématiquement, cela se retrouve dans le système d'équation 3.4 puisque la première et la seconde ligne n'ont pas de terme commun (d'interaction GPON-XG-PON négligeable du fait des puissances faibles).

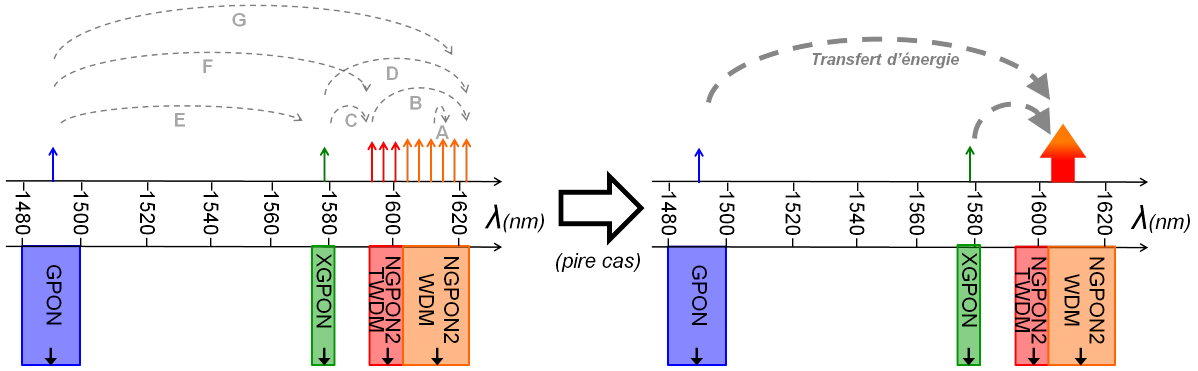

FIGURE 3.11 – Illustration des simplifications proposées pour décrire les interactions par effet Raman dans le PON (sens descendant). A gauche : spectre original du sens descendant. A droite : spectre du sens descendant après simplifications (équivalent au système d'équations 3.4).

Cependant, cette modélisation repose sur quelques simplifications.

- Tout d'abord, le modèle considéré repose sur une description scalaire de l'intensité lumineuse. Pourtant, le phénomène de diffusion Raman stimulée n'a pas lieu lorsque les polarisations de la pompe et du Stokes sont croisées. Le modèle nécessiterait une description vectorielle, tenant compte de l'état de polarisation.
  En réalité, la dispersion modale de polarisation a pour effet de modifier aléatoirement l'état de polarisation de chacun des signaux. Cette dispersion trouve son origine dans les imperfections de la fibre optique (micro-torsions et légères ellipticités), qui entrainent une biréfringence aléatoire fluctuante selon le tronçon de fibre considéré [95]. Les deux modes de polarisation originaux ne se propagent alors pas à la même vitesse (bien qu'ayant la même longueur d'onde), ce qui a pour effet de modifier l'état de polarisation de chaque signal tout au long de la fibre. Or, l'importance de l'effet Raman dépend de la polarisation relative de la pompe et du Stokes, puisque le paramètre g_R est quasi-nul (mais pas totalement [88]) lorsque la pompe et le Stokes sont perpendiculaires. La diffusion Raman stimulée se retrouve donc aléatoirement favorisée ou entravée, selon la section de fibre optique considérée. On introduira donc un facteur d'efficacité η ($0<\eta<1$) dans les expressions 3.5, 3.6 et 3.7 de manière à prendre en compte les erreurs liées aux approximations précédemment proposées, et à recoller au mieux aux résultats expérimentaux (cf page 82).
- De plus, les signaux des différentes technologies PON sont modulés dans le temps au format NRZ, ce qui signifie que ces signaux sont à zéro la moitié du temps. Il faut cependant garder à l'esprit que la dispersion chromatique introduit une différence de vitesse de propagation des signaux, qui augmente avec l'écart de longueur d'onde entre ces signaux. Du point de vue du Stokes par exemple, les "1" et "0" de la pompe défileront durant la propagation du signal, et viendront interagir avec le Stokes comme si la pompe était continue et présentait une puissance moyenne égale à la moitié de la puissance crête des "1". Le phénomène sera le même du point de vue de la pompe : on considérera donc dans les équations, la puissance optique moyenne du Stokes et de la pompe (ou l'intensité optique moyenne).
- On considérera aussi que dans le pire cas, tous les signaux NG-PON2 seront co-polarisés à l'entrée de la fibre, puisque c'est dans ce cas que le maximum d'interactions sera ob-

servable du fait de la dépendance en polarisation du phénomène. En effet, les différences de dispersion modale de polarisation ainsi que de dispersion chromatique seront supposées nulles du fait de la proximité en longueur d'onde des canaux NG-PON2. Ceci justifie le remplacement des M canaux NG-PON2 par le *super-canal*, qui ne possède qu'un seul état de polarisation.

3.3.5 Déplétion du GPON et du XG-PON/XGS-PON (sens descendant uniquement)

Le système 3.4 de trois équations couplées, bien que simplifié, est encore difficilement résoluble du fait des termes croisés. Cependant, il faut garder à l'esprit que la puissance du *super-canal* NG-PON2 est importante. A ce titre, comparativement à la puissance du NG-PON2, on considérera négligeable la puissance "aspirée" par le NG-PON2 au GPON et au XG-PON. Ce dernier point revient à négliger l'amplification du NG-PON2, hypothèse qui s'est vue vérifiée expérimentalement (cf. page 81). Cela revient aussi à négliger les termes croisés de la dernière équation de l'expression 3.4. A l'inverse, les puissances du GPON et du XG-PON sont relativement faibles en comparaison, et leur déplétion n'est alors pas négligeable.

En négligeant l'amplification du NG-PON2, on peut résoudre la dernière ligne de l'expression 3.4, qui se résume à la simple équation différentielle $dI_{\Sigma ngpon2}/dz = -\alpha_{ngpon2} I_{\Sigma ngpon2}$. Ceci fait, le système 3.4 donne les solutions suivantes :

$$\begin{aligned}
I_{gpon}(L) =& I_{gpon}(0)\, exp\left(-\alpha_{gpon} L\right) \\
&\times exp\left(-\frac{\omega_{gpon}}{\omega_{ngpon2}} g_{R(\lambda_{ngpon2}-\lambda_{gpon})} I_{\Sigma ngpon2}(0) \left[\frac{1-e^{-\alpha_{ngpon2}L}}{\alpha_{ngpon2}}\right]\eta\right) \\
I_{xgpon}(L) =& I_{xgpon}(0)\, exp\left(-\alpha_{xgpon} L\right) \\
&\times exp\left(-\frac{\omega_{xgpon}}{\omega_{ngpon2}} g_{R(\lambda_{ngpon2}-\lambda_{xgpon})} I_{\Sigma ngpon2}(0) \left[\frac{1-e^{-\alpha_{ngpon2}L}}{\alpha_{ngpon2}}\right]\eta\right) \\
I_{\Sigma ngpon2}(L) =& I_{\Sigma ngpon2}(0)\, exp\left(-\alpha_{ngpon2} L\right)
\end{aligned} \tag{3.5}$$

Les expressions 3.5 donnent ainsi une définition littérale à la variation d'intensité du signal de chacune des trois technologies PON, quelle que soit la longueur L de la fibre optique.

Il est possible de calculer la déplétion induite par l'effet Raman sur le GPON et XG-PON après une propagation sur une distance L, en considérant un cas de propagation sans interactions (le signal se propage seul). Dans ce cas, seul le paramètre α d'atténuation par propagation s'applique au système, ce qui donne (pour GPON et XG-PON) : $I_{pon}(L) = I_{pon}(0)\, exp\left(-\alpha_{pon} L\right)$.

La déplétion entre le cas sans interaction et le cas avec interactions, dite *déplétion on/off*, peut alors s'exprimer comme le rapport des expressions de l'intensité dans les deux cas :

$$D^{gpon}_{On/Off}(L) = exp\left(-\frac{\omega_{gpon}}{\omega_{ngpon2}} g_{R(\lambda_{ngpon2}-\lambda_{gpon})} I_{\Sigma ngpon2}(0) \left[\frac{1-e^{-\alpha_{ngpon2}L}}{\alpha_{ngpon2}}\right]\eta\right) \tag{3.6}$$

$$D^{xgpon}_{On/Off}(L) = exp\left(-\frac{\omega_{xgpon}}{\omega_{ngpon2}} g_{R(\lambda_{ngpon2}-\lambda_{xgpon})} I_{\Sigma ngpon2}(0) \left[\frac{1-e^{-\alpha_{ngpon2}L}}{\alpha_{ngpon2}}\right]\eta\right) \tag{3.7}$$

Les expressions 3.6 et 3.7 peuvent être réécrites en prenant en compte la longueur d'onde à la place de la pulsation, et la puissance optique P sachant que $P = I.A_{eff}$, A_{eff} étant l'aire effective du mode se propageant dans la fibre, à la manière des expressions 3.8 et 3.9.

$$D_{On/Off}^{gpon}(L) = exp\left(-\frac{\lambda_{ngpon2}}{\lambda_{gpon}} g_{R(\lambda_{ngpon2}-\lambda_{gpon})} \frac{P_{ngpon2}(0)}{A_{eff}^{\Sigma ngpon2}} \left[\frac{1-e^{-\alpha_{ngpon2}L}}{\alpha_{ngpon2}}\right]\eta\right) \tag{3.8}$$

$$D_{On/Off}^{xgpon}(L) = exp\left(-\frac{\lambda_{ngpon2}}{\lambda_{xgpon}} g_{R(\lambda_{ngpon2}-\lambda_{xgpon})} \frac{P_{ngpon2}(0)}{A_{eff}^{\Sigma ngpon2}} \left[\frac{1-e^{-\alpha_{ngpon2}L}}{\alpha_{ngpon2}}\right]\eta\right) \tag{3.9}$$

On notera que ces expressions ne dépendent pas de la puissance du GPON à l'entrée de la fibre optique, mais dépendent de la puissance du NG-PON2. De plus, la déplétion est dans les deux cas dépendante de la longueur L de la fibre, même si cette dépendance, introduite par le terme $[1 - e^{\alpha_{ngpon2}L}]$, atteint une valeur quasi-fixe au bout de quelques dizaines de kilomètres.

3.3.6 Déplétion du NG-PON2 (interactions entre sens montant et descendant)

En observant la répartition des bandes spectrales allouées aux différentes technologies PON (voir figure 3.2 page 71), on peut également constater que l'écart spectral entre le sens descendant de la technologie NG-PON2 et le sens montant de la technologie NG-PON2-TWDM est de 75nm environ (voir figure 3.12 où le sens montant et le sens descendant sont matérialisés par des flèches noires dans les blocs colorés).

Le paramètre g_R correspondant est non-négligeable, puisque de l'ordre de 70% du maximum (voir figure 3.13). Dans la mesure où ce sont les fortes puissances optiques du NG-PON2 descendant qui induisent les interactions par effet Raman, les interactions sont à négliger entre l'ONU et le point de mutualisation (ou point d'éclatement) puisque ce dernier va fractionner la puissance du signal descendant dans la section séparant le point de mutualisation de l'ONU.

C'est donc dans la fibre commune, entre OLT et point de mutualisation que les interactions vont se produire. Pompes et Stokes (ou NG-PON2-TWDM montant et NG-PON2 descendant, respectivement) sont alors contra-propagatifs. Ceci ne change presque rien à la modélisation de l'effet, hormis l'apparition d'un signe "moins" dans les équations couplées (voir équation 3.10).

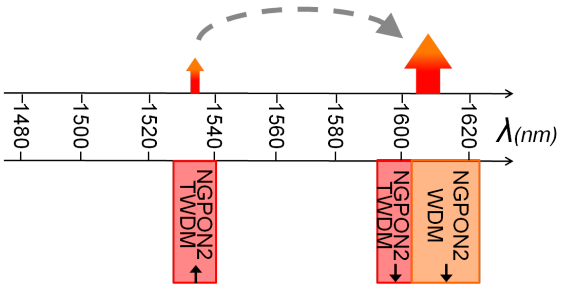

FIGURE 3.12 – Représentation schématique du spectre des canaux NG-PON2 montants et descendants.

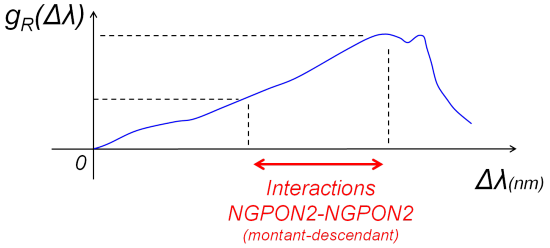

FIGURE 3.13 – Gain de la diffusion Raman stimulée en fonction de l'écart entre longueurs d'ondes, pour le modèle de coexistence des PON.

On note $ngpon2u$ le canal NG-PON2-TWDM montant ("u" pour "up"), et $ngpon2d$ le canal NG-PON2 descendant ("d" pour "down"). De même, on note L_{RN} la distance séparant l'OLT du point de mutualisation, et on considère $z = 0$ comme la sortie de l'OLT.

$$\begin{aligned} -\frac{dI_{ngpon2u}}{dz} &= -\alpha_{ngpon2u} I_{ngpon2u} - \frac{\omega_{ngpon2u}}{\omega_{ngpon2d}} g_{R(\lambda_{ngpon2d}-\lambda_{ngpon2u})} I_{ngpon2u} I_{ngpon2d} \\ \frac{dI_{ngpon2d}}{dz} &= -\alpha_{ngpon2d} I_{ngpon2d} + g_{R(\lambda_{ngpon2d}-\lambda_{ngpon2u})} I_{ngpon2d} I_{ngpon2u} \end{aligned} \tag{3.10}$$

On fera dans ce cas les mêmes simplifications que précédemment (gain du NG-PON2 négligeable, notamment). Dans ce cas, le système 3.10 donne les solutions de l'expression 3.11.

$$\begin{aligned} &I_{ngpon2u}(L) = I_{ngpon2u}\left(L_{RN}\right) exp\left(-\alpha_{ngpon2u}(L_{RN}-L)\right) \\ &\times exp\left(-\frac{\omega_{ngpon2u}}{\omega_{ngpon2d}} g_{R(\lambda_{ngpon2d}-\lambda_{ngpon2u})} I_{\Sigma ngpon2u}\left(0\right)\left[\frac{e^{-\alpha_{ngpon2d}L}-e^{-\alpha_{ngpon2d}L_{RN}}}{\alpha_{ngpon2d}}\right]\right) \\ &I_{\Sigma ngpon2d}(L) = I_{\Sigma ngpon2d}\left(0\right) exp\left(-\alpha_{ngpon2d}L\right) \end{aligned} \tag{3.11}$$

Et de même, l'expression 3.12 donne la déplétion du NG-PON2-TWDM dans le sens montant.

$$D_{On/Off}^{ngpon2u}(L) = exp\left(-\frac{\lambda_{ngpon2d}}{\lambda_{ngpon2u}} g_{R(\lambda_{ng2d}-\lambda_{ng2u})} \frac{P_{ngpon2d}\left(0\right)}{A_{eff}^{ngpon2d}}\left[\frac{e^{-\alpha_{ngpon2d}L}-e^{-\alpha_{ngpon2d}L_{RN}}}{\alpha_{ngpon2d}}\right]\eta\right) \tag{3.12}$$

Comme on l'a précédemment vu, le signal montant auquel on s'intéresse fonctionne en TWDMA, c'est-à-dire en mode burst. Cependant, la diffusion Raman stimulée est un effet non-linéaire pouvant être considéré comme instantané en comparaison des durées de bits (et durée de bursts) en question dans notre problème. Le modèle reste donc valable, en gardant à l'esprit que la puissance du NG-PON2 dans le sens montant est évaluée sur la durée du burst.

3.3.7 Conclusion

En prenant en compte les puissances optiques et les écarts entre plages de longueurs d'onde allouées, trois scénarios d'interactions par diffusion Raman stimulée ont été identifiés :

- interactions entre GPON descendant et NG-PON2 descendant dans la fibre commune,
- interactions entre XG-PON descendant et NG-PON2 descendant dans la fibre commune,
- interactions entre NG-PON2 montant et NG-PON2 descendant dans la fibre commune.

Ces scénarios ont tous les trois été modélisés mathématiquement. Nous allons maintenant comparer ces calculs avec des résultats expérimentaux, le but final étant de quantifier l'importance des interactions par effet Raman entre les différentes générations technologies PON.

3.4 Résultats expérimentaux et estimations

Nous allons dans cette partie mettre en évidence l'interaction par diffusion Raman stimulée dans les réseaux PON. Celle-ci a parfois été simulée [96], mais peu mesurée expérimentalement. On s'intéresse dans un premier temps aux interactions entre GPON et NG-PON2. La conception du montage expérimental est basée sur les hypothèses de la section précédente, qui permettent sous certaines conditions de résumer l'ensemble des canaux NG-PON2 descendants à un seul super-canal de puissance équivalente.

3.4.1 Description du montage expérimental

Le montage expérimental est présenté sur la Figure 3.14. L'émetteur (Tx) GPON équivalent au sens descendant est caractérisé par un débit de 2.5Gb/s et une longueur d'onde d'émission de 1490nm. Cet émetteur est continuellement modulé (pas de mode burst), et est suivi dans le montage par un contrôleur de polarisation (PC) permettant de maximiser les interactions dans la fibre optique et un atténuateur optique variable (VOA). Parallèlement, l'émetteur équivalent au *super-canal* NG-PON2 descendant envoie des données à 10Gb/s sur une porteuse optique à 1591nm. Cet émetteur est suivi d'un amplificateur optique « booster » en bande L de type Erbium Doped Fiber Amplifier (EDFA) à maintien de polarisation, suivi par un second atténuateur

optique. Les deux signaux sont multiplexés en longueur d'onde par l'équivalent du CEx, et insérés dans une bobine de fibre monomode standard que l'on vient changer de manière à varier la distance parcourue par les faisceaux. La partie réception est réalisée grâce à un démultiplexeur suivi, sur chaque canal, par un atténuateur optique, un puissance-mètre (Pm) et une photodiode à avalanche (Rx). Le démultiplexeur (DeMUX) réalise le rôle du filtre accordable présent dans tous les ONU des réseaux PON.

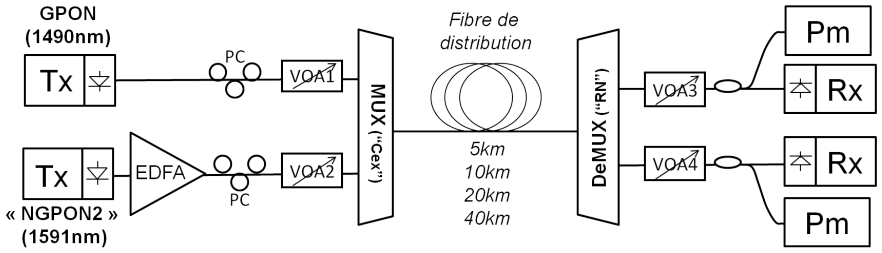

FIGURE 3.14 – Montage expérimental.

Les VOA1 et VOA2 jouent tour à tour le rôle d'obturateur, de manière à ce que l'un, l'autre, ou les deux signaux se propagent dans la fibre commune. Les interactions par effet Raman sont alors simplement caractérisées par la mesure de la différence de puissance reçue au puissance-mètre lorsque le signal considéré se propage seul, ou avec l'autre signal. Les contrôleurs de polarisation permettent d'optimiser l'importance de ces interactions.

On négligera par la suite les pertes de l'élément de coexistence, puisque l'on cherche ici à quantifier les interactions dans "le pire cas". Cela revient à considérer que les puissances atteignant la fibre commune sont importantes, donc peu atténuées par les éléments passifs.

3.4.2 Gain du NG-PON2

Le gain *on/off* du NG-PON2 est tout d'abord mesuré, pour différentes longueurs de fibre commune, pour une puissance de GPON allant de -8dBm à 1.7dBm, et pour une puissance de NG-PON2 de 4.7dBm à l'entrée de la fibre. Même si la puissance du NG-PON2 à l'entrée de la fibre pourrait être plus importante en pratique, il s'est avéré expérimentalement que plus elle était faible et plus le gain du NG-PON2 était important. Le cas présenté ici est celui où le plus important gain du NG-PON2 a été mesuré.

Les mesures (ronds, losanges, carrés et triangles) et extrapolations (courbes en pointillés) présentées sur la figure 3.15 montrent que pour des longueurs de fibre de moins de 40km, le gain n'excède pas 0.1dB, ce qui correspond à une variation inférieure ou égale à 2.3%. Ces observations viennent confirmer la simplification réalisée dans les calculs précédents, consistant à négliger le gain du NG-PON2 (voir page 78). La faible déviation des mesures malgré la faiblesse des gains mesurés est obtenue grâce à la semi-automatisation du banc de mesure, qui permet de réaliser rapidement les mesures sans que les conditions expérimentales ne dérivent dans le temps.

3.4.3 Déplétion du GPON

3.4.3.1 Déplétion du GPON selon sa puissance

La déplétion *on/off* du GPON est mesurée de la même manière que le gain du NG-PON2. On mesure dans un premier temps celle-ci dans le cas d'une fibre commune de 40km, en variant la puissance du GPON. Comme le montre la figure 3.16, la déplétion reste sensiblement la même quelle que soit la puissance du GPON, ce qui correspond bien aux précédents calculs (expression 3.8 page 79). La déplétion est cependant légèrement plus importante lorsque la puissance du GPON est importante. Pour cette raison, on conservera la puissance de 1.7dBm pour la suite de ces mesures, puisqu'elle constitue le maximum accessible lors de ces expérimentations.

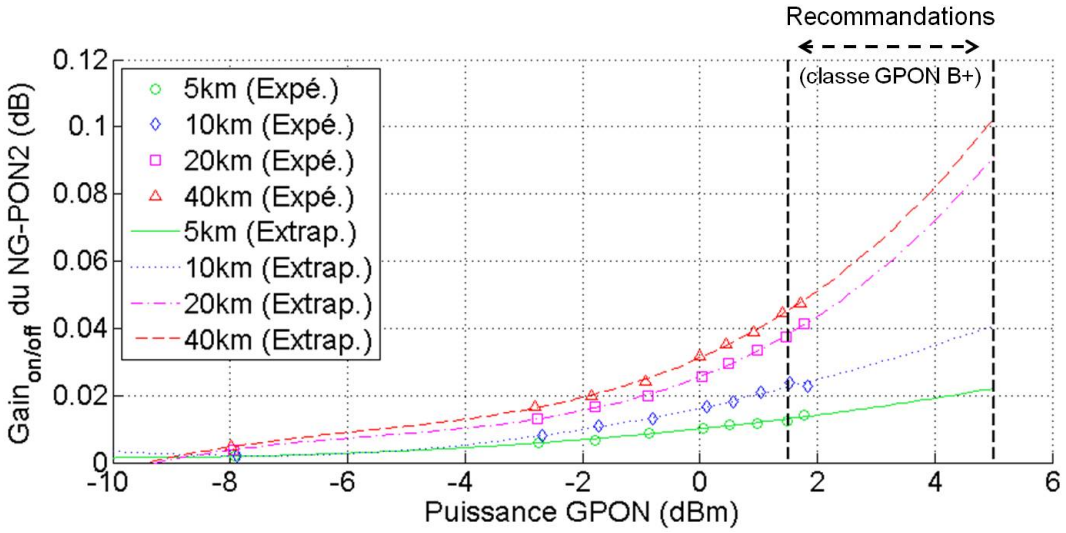

FIGURE 3.15 – Gain du NG-PON2 selon la puissance du GPON, pour différentes longueurs de fibre commune (résultats expérimentaux ; puissance du NG-PON2 : 4.7dBm).

3.4.3.2 Déplétion du GPON selon la longueur de fibre commune

Symbole	Quantité	Valeur	Unité
λ_{gpon}	longueur d'onde du GPON	1490	nm
λ_{ngpon2}	longueur d'onde expérimentale du super-canal NG-PON2	1591	nm
g_R	gain Raman	9×10^{-14}	m/W
A_{eff}^{ngpon2}	aire effective du mode (1590nm)	88	µm²
α_{ngpon2}	coefficient d'atténuation (1590nm)	0.22	dB/km
η	facteur d'efficacité *(déterminé expérimentalement)*	0.5	S.U.

TABLE 3.1 – Paramètres appliqués au modèle de déplétion *on/off* du GPON descendant (expression 3.8 page 79), pour réaliser les courbes de la figure 3.17.

La déplétion *on/off* du GPON est ensuite mesurée pour différentes longueurs de fibre commune, et pour une puissance du GPON de 1.7dBm à l'entrée de la fibre (pertes d'insertion de l'élément de coexistences supposées nulles). Les résultats sont présentés par la figure 3.17. Il apparait comme prévu que la déplétion du GPON augmente à mesure que la puissance du super-canal NG-PON2 augmente. La déplétion est cependant beaucoup plus importante (plusieurs décibels) que le gain du NG-PON2 précédemment observé (quelques centièmes de décibels). Cela s'explique par le fait qu'une certaine quantité de puissance optique arrachée au GPON se remarquera mieux du fait de la faible puissance du GPON, tandis que la même puissance rajoutée au NG-PON2 ne présentera pas d'augmentation significative. Les triangles pleins avec pointe vers

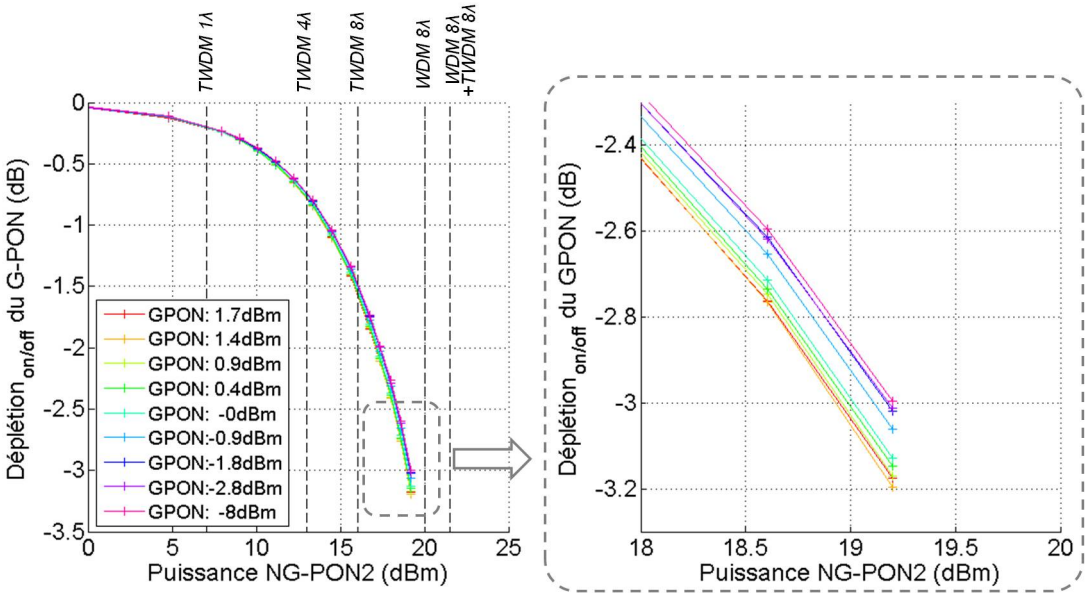

FIGURE 3.16 – Déplétion du GPON selon la puissance du NG-PON2, pour différentes puissance du GPON (résultats expérimentaux ; fibre commune : 40km).

le bas notés P_{inv} sur la figure 3.17 correspondent à une solution potentielle de réduction des interactions, étudiée page 92. Ceci ne sera donc pas discuté pour le moment.

L'expression 3.8 page 79 est ajustée aux mesures de déplétion de la figure 3.17, en prenant les paramètres présentés dans le tableau 3.1. Les longueurs d'onde dans le tableau 3.1 sont celles réellement injectées dans le montage expérimental. De ce fait, le paramètre g_R de gain Raman correspond à la valeur maximum typique pour de la fibre monomode standard [42, 88]. L'aire effective du mode dépend du diamètre de mode à la longueur d'onde considérée. Un diamètre de mode de l'ordre de 10-11µm est généralement mesuré dans le cas de fibres monomodes standards ([94]) en bandes C et L des télécommunications, ce qui se traduit par une aire effective A_{eff}^{ngpon2} de l'ordre de 85-90µm² [97, 98]. On considérera également une atténuation de 0.22dB/km à 1590nm [99]. Enfin, le facteur d'efficacité η est fixé à 0.5 (sans unité) de manière à ajuster l'expression théorique aux résultats expérimentaux. Ce facteur permet de prendre en compte les incertitudes sur les valeurs des autres paramètres, ainsi que de prendre en compte la dispersion modale de polarisation. En effet, une dispersion modale de polarisation de l'ordre de $0.05\text{ps}/\sqrt{km}$ a été mesurée sur les bobines de fibre commune utilisées expérimentalement. L'utilisation des contrôleurs de polarisation a ici permis d'optimiser manuellement les interactions par rapport à la biréfringence aléatoire de la fibre, sans pour autant permettre à la pompe et au Stokes de rester polarisés linéairement et parallèlement tout au long de la fibre, raison pour laquelle le paramètre η n'est pas égal à 1.

Comme précédemment discuté, il est également intéressant de remarquer sur la figure 3.17 (courbe grise en traits pleins nommée "limite"), que la déplétion n'évolue presque plus après quelques dizaines de kilomètres, du fait de la convergence du terme $[1-e^{\alpha_{ngpon2}L}]$ de l'expression 3.8 pour de longues fibres communes.

Le tableau 3.2 récapitule, à l'aide des mesures et du modèle, les principaux résultats donnés par la figure 3.17. Les cas considérés dépendent de la longueur de fibre commune ainsi que de la puissance optique maximum du NG-PON2 dans des cas à 1, 4, ou 8 canaux et avec technologies TWDM ou à 8 canaux WDM. On rappelle (cf page 70) que dans le cas d'utilisation qui nous concerne, la puissance d'un seul canal descendant TWDM peut monter à 7dBm, et celle d'un canal descendant WDM peut aller jusqu'à 11dBm. On retiendra que la déplétion est quasi-négligeable pour de courtes longueurs de fibre commune et peu de canaux NG-PON2. Elle peut aller jusqu'à environ 5.7dB selon nos observations (soit une division de la puissance par un facteur proche de

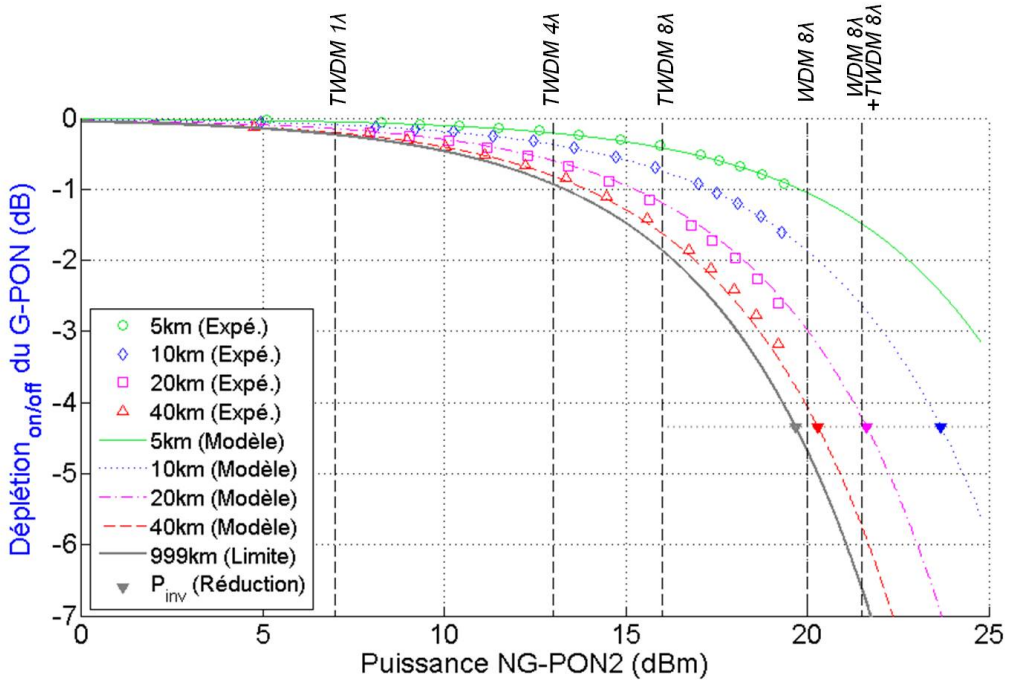

FIGURE 3.17 – Déplétion du GPON descendant selon la puissance du NG-PON2, pour différentes longueurs de fibre commune (résultats expérimentaux ; puissance du GPON : 1.7dBm).

	5km	10km	20km	40km
• TWDM 1 canal (7dBm)	≈ 0	0.1	0.15	0.2
• TWDM 4 canaux (13dBm)	0.2	0.4	0.6	0.8
• TWDM 8 canaux (16dBm)	0.4	0.7	1.2	1.7
• WDM 8 canaux (20dBm)	1.0	1.9	3	4.1
• TWDM 8 canaux + WDM 8 canaux (21.5dBm)	1.5	2.6	4.2	5.7

TABLE 3.2 – Récapitulatif des estimations des pires déplétions GPON (dB).

4), dans le cas où 8 canaux WDM et 8 canaux TWDM auraient à coexister avec le GPON.

3.4.4 Déplétion du XG-PON/XGS-PON (estimation)

Aucune expérimentation n'a été menée durant cette thèse pour quantifier les interactions pressenties dans la partie 3.3.4 faisant intervenir NG-PON2 et XG-PON. Cependant, il est possible de les estimer à partir de l'expression 3.9 page 79. On conservera la valeur de $\eta = 0.5$ qui a permis de lier le modèle avec les résultats expérimentaux (voir tableau 3.3). Le paramètre de gain g_R sera fixé à 1/4 de sa valeur maximale (moyenne de 1/6 et 1/3) comme discuté dans la partie 3.3.4 (cas "C" et "D").

On peut alors, comme le présente la figure 3.18, estimer la déplétion du XG-PON. Du fait de la proximité des expressions 3.8 et 3.9 page 79, les courbes présentées sur les figures 3.17 et 3.18 sont similaires en échelle logarithmique, à un facteur $\left(g_{R(\lambda_{ngpon2}-\lambda_{gpon})}/g_{R(\lambda_{ngpon2}-\lambda_{xgpon})}\right) \times (\lambda_{xgpon}/\lambda_{gpon}) \approx 4.3dB/dB$ près.

Les principaux résultats sont résumés dans le tableau 3.4. Globalement, un maximum de 1.3dB de déplétion est à craindre, ce qui reste faible comparé au cas d'interactions entre GPON et NG-PON2, mais pas totalement négligeable.

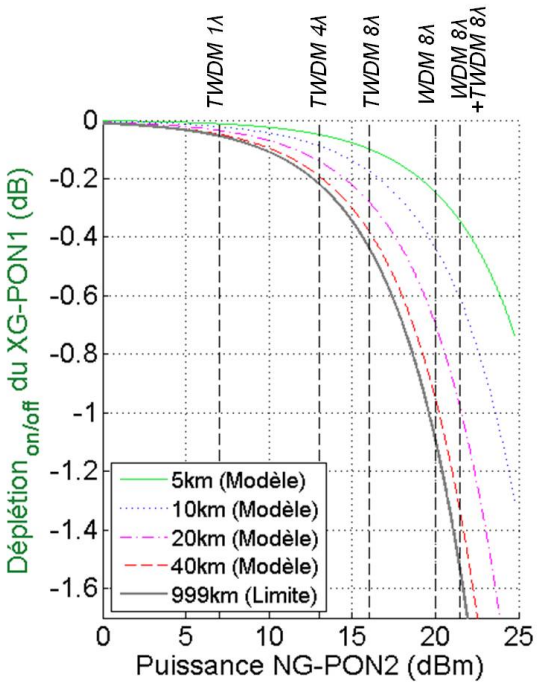

FIGURE 3.18 – Déplétion du XG-PON descendant selon la puissance du NG-PON2, pour différentes longueurs de fibre commune (estimations).

Symbole	Quantité	Valeur	Unité
λ_{xgpon}	longueur d'onde du XG-PON	1578	nm
λ_{ngpon2}	longueur d'onde moyenne du super-canal NG-PON2 (1596-1625nm)	1610	nm
g_R	gain Raman	2.25×10^{-14}	m/W
A_{eff}^{ngpon2}	aire effective du mode (1610nm)	90	µm²
α_{ngpon2}	coefficient d'atténuation (1610nm)	0.22	dB/km
η	facteur d'efficacité *(déterminé expérimentalement)*	0.5	S.U.

TABLE 3.3 – Paramètres appliqués au modèle de déplétion *on/off* du XG-PON descendant (expression 3.9 page 79), pour réaliser les courbes de la figure 3.18.

	5km	10km	20km	40km
• TWDM 1 canal (7dBm)	≈ 0	≈ 0	≈ 0	≈ 0
• TWDM 4 canaux (13dBm)	≈ 0	0.1	0.1	0.2
• TWDM 8 canaux (16dBm)	0.1	0.2	0.3	0.4
• WDM 8 canaux (20dBm)	0.2	0.4	0.7	1.0
• TWDM 8 canaux + WDM 8 canaux (21.5dBm)	0.3	0.6	1.0	1.3

TABLE 3.4 – Récapitulatif des estimations des pires déplétions XG-PON (dB).

3.4.5 Déplétion du NG-PON2 montant (estimation)

Cette fois aussi, aucune expérimentation n'a été menée durant cette thèse pour quantifier les interactions pressenties dans la partie 3.3.6 faisant intervenir NG-PON2 descendant et NG-PON2-TWDM montant. On peut cependant estimer les interactions comme dans le paragraphe précédent, en utilisant l'expression 3.12 calculée page 80 et le paramètre $\eta = 0.5$ déterminé expérimentalement. Le paramètre de gain g_R sera fixé à 70% de sa valeur maximale (d'après la figure 3.13 page 79). Les autres paramètres sont donnés dans le tableau 3.5, et les résultats sont proposés sur la figure 3.19. Les triangles pleins avec pointe vers le bas notés P_{inv} sur la figure 3.19 correspondent à une solution potentielle de réduction des interactions, étudiée page 92.

Là encore, les principaux résultats sont résumés dans le tableau 3.6. Globalement, un maximum de 3.8dB de déplétion est à craindre, ce qui n'est pas négligeable en comparaison du problème d'interactions entre GPON et NG-PON2. L'estimation prend en compte une valeur fixe de g_R. Le profil de gain n'est pourtant pas "plat" (contrairement aux interactions GPON-NG-PON2) sur la plage de longueurs d'onde qui nous intéressent (voir figure 3.13). Les résultats pourront être affinés en prenant en compte ce profil.

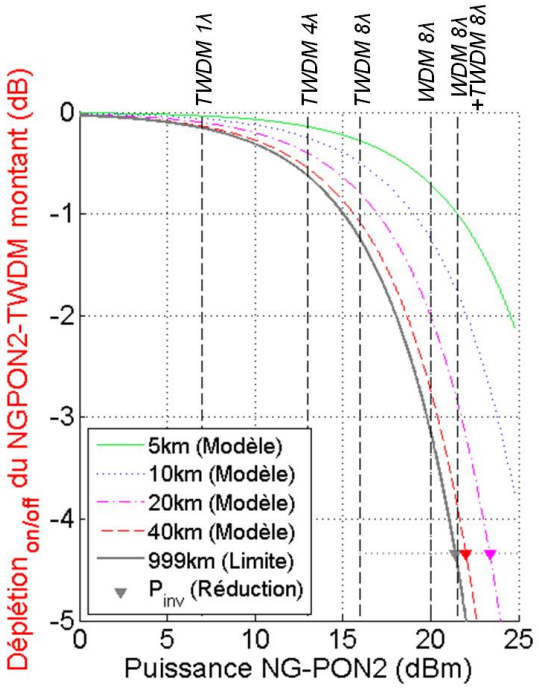

FIGURE 3.19 – Déplétion du NG-PON2-TWDM montant selon la puissance du NG-PON2 descendant, pour différentes longueurs de fibre commune (estimations).

Symbole	Quantité	Valeur	Unité
$\lambda_{ngpon2u}$	longueur d'onde du NGPON2-TWDM montant	1534	nm
$\lambda_{ngpon2d}$	longueur d'onde moyenne du super-canal NG-PON2 descendant(1596-1625nm)	1610	nm
g_R	gain Raman	6.3×10^{-14}	m/W
A_{eff}^{ngpon2}	aire effective du mode (1610nm)	90	µm²
α_{ngpon2}	coefficient d'atténuation (1610nm)	0.22	dB/km
η	facteur d'efficacité *(déterminé expérimentalement)*	0.5	S.U.

TABLE 3.5 – Paramètres appliqués au modèle de déplétion *on/off* du NG-PON2-TWDM montant (expression 3.12 page 80), pour réaliser les courbes de la figure 3.19.

	5km	10km	20km	40km
• TWDM 1 canal (7dBm)	≈ 0	≈ 0	0.1	0.1
• TWDM 4 canaux (13dBm)	0.1	0.2	0.4	0.6
• TWDM 8 canaux (16dBm)	0.3	0.5	0.8	1.1
• WDM 8 canaux (20dBm)	0.7	1.3	2.0	2.7
• TWDM 8 canaux + WDM 8 canaux (21.5dBm)	1.0	1.8	2.8	3.8

TABLE 3.6 – Récapitulatif des estimations des pires déplétions NG-PON2 montant (dB).

On peut penser, au premier abord, que puisque le burst émis par un ONU donné doit traverser le point de mutualisation, sa puissance va fortement diminuer et entraver l'expression de la diffusion Raman stimulée. En réalité les expérimentations résumées par la figure 3.16 page 83 ont montré que même si la puissance de la pompe est faible, la déplétion est largement observable (tant que le Stokes est fort).

3.4.6 Qualité du signal déplété (GPON descendant)

Les paragraphes précédents prennent uniquement en compte la réduction du budget optique engendrée par la déplétion du canal considéré. La diffusion Raman stimulée est aussi capable de détériorer la qualité du signal, en agissant sur celui-ci à la manière d'une source de bruit d'intensité [100, 101]. Bien que le phénomène soit modélisable, il n'a seulement été observé qu'expérimentalement dans ce document, par le biais du taux d'erreur binaire et de diagrammes de l'œil .

Le montage expérimental utilisé est le même que précédemment (voir figure 3.14 page 81).

Là encore, le budget optique est mesuré lorsque le signal optique GPON se propage seul, ou lorsqu'un autre signal (équivalent au NG-PON2) se propage conjointement. Les performances sont présentées sur les figures 3.20.a et 3.20.b, pour une fibre commune de 20km, et dans le cas d'une puissance GPON de 2.6dBm à l'entrée de la fibre. La puissance du canal émulant le NG-PON2 est fixée à 20.5dBm pour la figure 3.20 (puissance maximum possible expérimentalement).

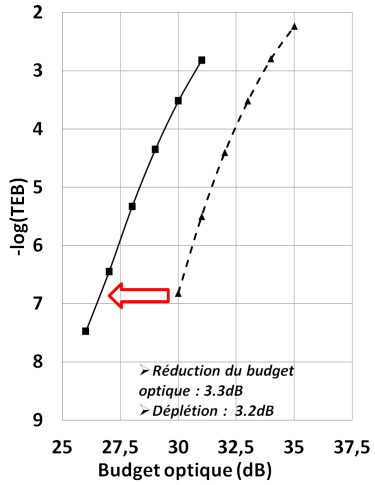

FIGURE 3.20 – Budget optique du GPON, sans (tirets) et avec (traits pleins) « NGPON2 ».

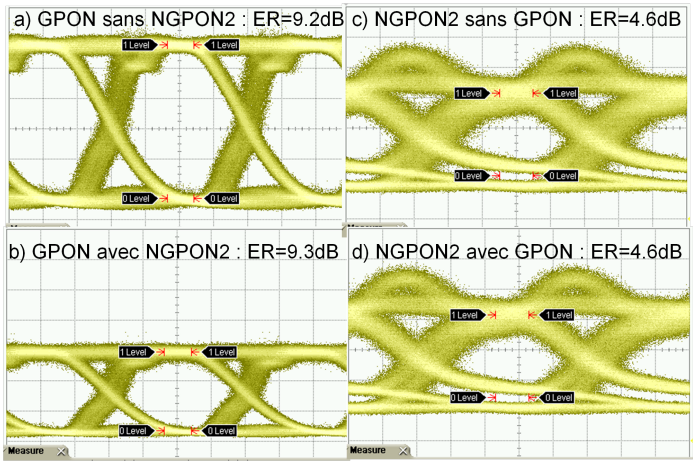

FIGURE 3.21 – Diagrammes de l'œil du GPON (a et b), et « NGPON2 »(c et d), avec le second canal éteint (a et c), ou en fonctionnement (b et d).

Les résultats montrent une réduction importante du budget optique, équivalente à la déplétion précédemment mesurée, à laquelle s'ajoute une légère détérioration du signal : 0.1dB, sachant que la déplétion mesurée est de 3.2dB. Cette détérioration de la qualité du signal est supposée négligeable devant la déplétion, en considérant les incertitudes de mesures.

Les diagrammes de l'oeil présentés sur la figure 3.21 renforcent cette conclusion : même si le GPON est déplété (figures 3.21.a et 3.21.b), le taux d'extinction (ER, *extinction ratio*) au niveau du récepteur reste quasi-constant (9.2-9.3dB). La même observation est réalisée sur le NG-PON2 (figures 3.21.c et 3.21.d, taux d'extinction de 4.6dB).

3.4.7 Conclusion

La diffusion Raman stimulée ne semble donc qu'affecter très peu la qualité des signaux. Par contre, les relevés expérimentaux associés à la modélisation du phénomène ont montré que la déplétion de puissance des signaux GPON descendant, XG-PON descendant, et NG-PON2 montant n'était pas négligeable puisque pouvant aller jusque 5.7dB (pour le GPON descendant et 40km de fibre optique commune).

Ces résultats sont proches des mesures d'interactions entre NG-PON2-TWDM descendant et montant réalisées parallèlement par une équipe de ZTE sur leur propre prototype comportant quatre longueurs d'onde [102].

Maintenant que la problématique est définie, modélisée mathématiquement, et que l'importance de l'effet est quantifiée expérimentalement, on propose d'appliquer ces résultats au réseau de fibre optique déployée par Orange.

3.5 Application : infrastructure Orange

Le réseau de fibre optique pour l'accès d'Orange est actuellement le plus dense en France. Celui-ci couvre aussi bien des zones urbaines à très forte densité de population que des zones rurales peu denses. Dès lors, les infrastructures du réseau doivent s'adapter aux contraintes

territoriales. L'ARCEP prévoit une classification du territoire en deux types de zones distincts dites *zones 1* et *zones 2*, correspondant pour les zones 1 à des zones urbaines très denses, et pour les zones 2 à des zones moyennement denses ou peu denses (selon la dénomination d'Orange) [103].

3.5.1 Scénarios réels de déploiement

On s'intéresse ici aux zones moyennement denses ou peu denses (zones 2 de l'ARCEP), dans la mesure où la distance séparant le client du central est plus courte dans les zones très denses (zones 1). Les interactions diffusion Raman stimulée seront en effet plus faibles pour les liens courts des zones urbaines. De plus, les NRA des zones très denses ne représentaient que 3% de la totalité des NRA de la boucle locale cuivre en 2010 [103, 104].

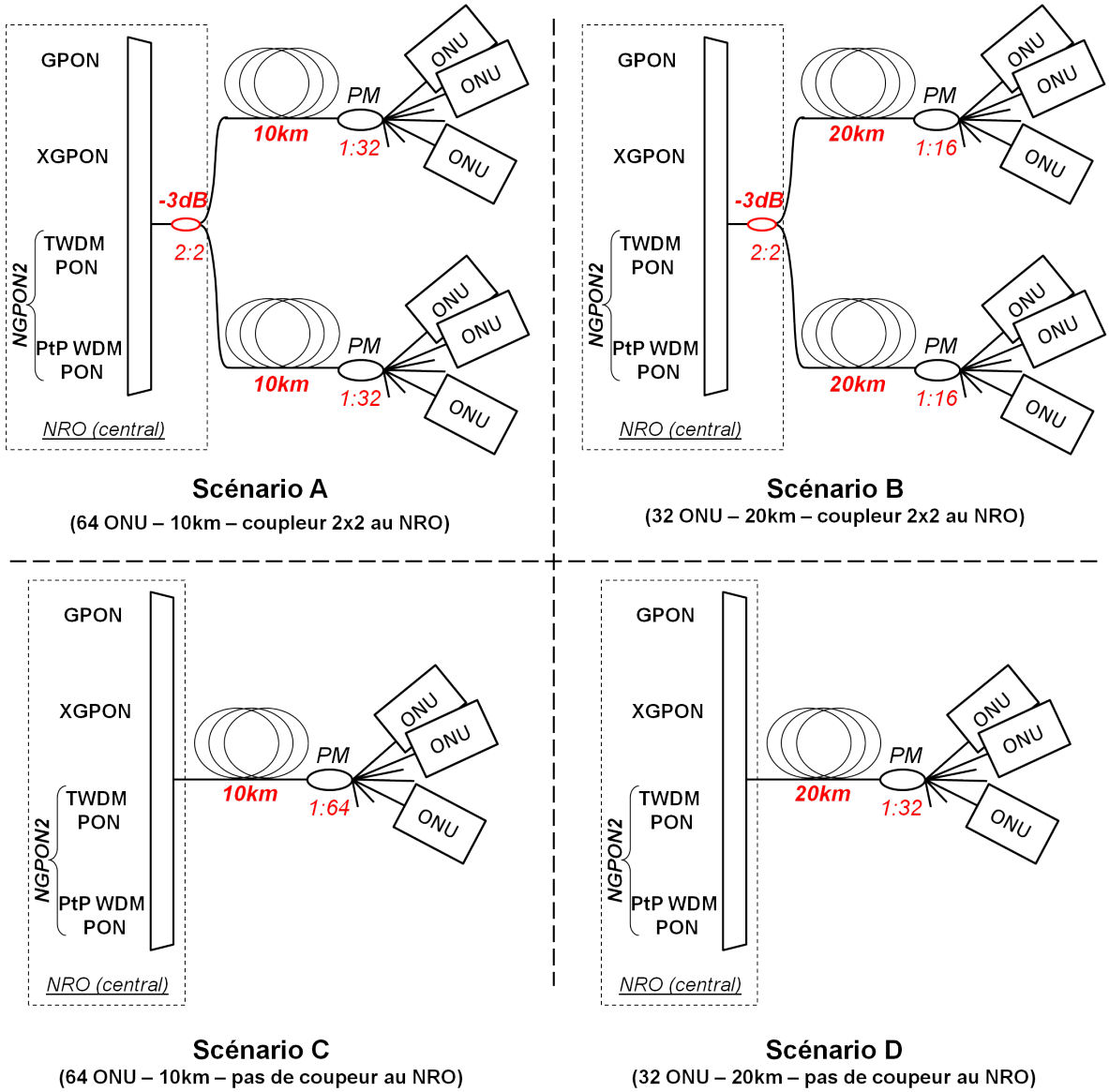

FIGURE 3.22 – Scénarios d'ingénierie FTTX pour zones moyennement denses ou peu denses.

Le déploiement de la fibre diffère d'un site à l'autre selon les différentes contraintes du terrain. Cependant, d'après des sources internes [103, 104], quatre scénarios d'ingénierie, présentés sur la figure 3.22, peuvent être utilisés par Orange pour le déploiement de la fibre en zones moyennement denses ou peu denses. Ceux-ci peuvent être résumés de la manière suivante :

- Scénario A : un coupleur 2x2 est accolé à l'OLT de manière à envoyer le signal optique descendant vers deux PM reliés chacun à 32 ONU. La voie non-utilisée du coupleur 2x2 sert à la surveillance du lien. Les contraintes de budget optique liées aux règles d'ingénierie limitent alors la distance séparant le NRO du PM à 10km au maximum.
- Scénario B : un coupleur 2x2 est également accolé à l'OLT de manière à envoyer le signal optique descendant vers deux PM reliés chacun à 16 ONU. Les contraintes de budget optique liées aux règles d'ingénierie limitent alors la distance séparant le NRO du PM à 20km au maximum.
- Scénario C : ce scénario ne prévoit pas de coupleur 2x2 accolé à l'OLT. Le signal optique descendant est envoyé vers un seul PM relié à 64 ONU. Les contraintes de budget optique liées aux règles d'ingénierie limitent alors la distance séparant le NRO du PM à 10km au maximum.
- Scénario D : ce scénario ne prévoit pas de coupleur 2x2 accolé à l'OLT. Le signal optique descendant est envoyé vers un seul PM relié à 32 ONU. Les contraintes de budget optique liées aux règles d'ingénierie limitent alors la distance séparant le NRO du PM à 20km au maximum.

3.5.2 Résultats

Le tableau 3.7 résume les estimations d'interactions par diffusion Raman stimulée à craindre, selon les quatre types d'ingénierie de la figure 3.22, en considérant une classe de budget optique de type *N1* pour le NG-PON2 (cas considéré jusqu'ici). Dans la mesure où l'on cherche à quantifier le pire cas d'interaction, on considère les pertes d'insertion de l'élément de coexistence nulles. On considère aussi la perte du coupleur 2x2 égale à 3dB (minimum réaliste). Ce coupleur va réduire l'importance de l'effet Raman, dans la mesure où la puissance à l'entrée de la fibre est réduite, en comparaison des études menées jusqu'ici. Il ne s'agit donc pas, pour les scénarios A et B, des mêmes valeurs que celles des tableaux 3.2, 3.4, et 3.6. On peut cependant réutiliser les figures 3.17, 3.18, et 3.19.

Déplétion GPON/XG-PON/NG-PON2 (dB)	Scénario A	Scénario B	Scénario C	Scénario D
• TWDM 1 canal (7dBm)	≈ 0 / ≈ 0 / ≈ 0	0.1 / ≈ 0 / 0.1	0.1 / ≈ 0 / 0.1	0.1 / ≈ 0 / 0.1
• TWDM 4 canaux (13dBm)	0.2 / ≈ 0 / 0.1	0.3 / 0.1 / 0.2	0.4 / 0.1 / 0.2	0.6 / 0.1 / 0.4
• TWDM 8 canaux (16dBm)	0.4 / 0.1 / 0.2	0.6 / 0.1 / 0.4	0.7 / 0.2 / 0.5	1.2 / 0.3 / 0.8
• WDM 8 canaux (20dBm)	0.9 / 0.2 / 0.6	1.5 / 0.3 / 1.0	1.9 / 0.4 / 1.3	3.0 / 0.7 / 2.0
• TWDM 8 canaux + WDM 8 canaux (21.5dBm)	1.3 / 0.3 / 0.9	2.1 / 0.5 / 1.4	2.6 / 0.6 / 1.8	4.2 / 1.0 / 2.8

TABLE 3.7 – Synthèse des pires déplétions par diffusion Raman stimulée, estimées pour les scénarios de déploiement en zones moyennement denses ou peu denses. Les triplets de chaque case $[x/y/z]$ correspondent respectivement aux déplétions du [GPON descendant / XG-PON descendant (ou XGS-PON descendant) / NG-PON2-TWDM montant], en dB.

Du fait de l'absence de coupleur 2x2, la puissance à la sortie du NRO n'est pas réduite avant d'entrer dans la fibre commune dans les scénarios C et D. C'est donc dans ces scénarios que les interactions sont les plus importantes, en particulier dans le scénario D qui compte une plus grande distance de propagation (20km) que le scénario C (10km).

La possibilité de coexistence entre les différentes technologies GPON, XG-PON, XGS-PON, et NG-PON2 dépend du critère de tolérance autorisé, c'est-à-dire de la déplétion (ou diminution du budget optique) que l'on est prêt à autoriser. Si l'on considère un critère de 1.0dB par exemple, alors les technologies NG-PON2-WDM et NG-PON2-TWDM ne devront pas coexister avec les autres technologies sur un même arbre PON, et ce pour les quatre scénarios puisqu'elles viendront dépléter le GPON de plus d'un décibel d'après le tableau 3.7. Selon le même critère,

le NG-PON2-WDM, ne sera pas toléré par le scénario C, et seul NG-PON2-TWDM à 4 canaux sera compatible.

3.5.3 Scénarios réels de déploiement

La figure 3.23 représente la distribution des budgets optiques réels, mesurés par les opérateurs d'Orange lors de l'installation de la fibre optique (FTTH) en Alsace-Lorraine (42000 foyers concernés). Le lecteur peut constater que le budget optique des liens déployés est globalement dans la gamme 13-28dB de la gamme B+ (traits verticaux rouges), gamme de budget majoritairement utilisée pour le déploiement du GPON (voir page 13), avec une moyenne de 23dB.

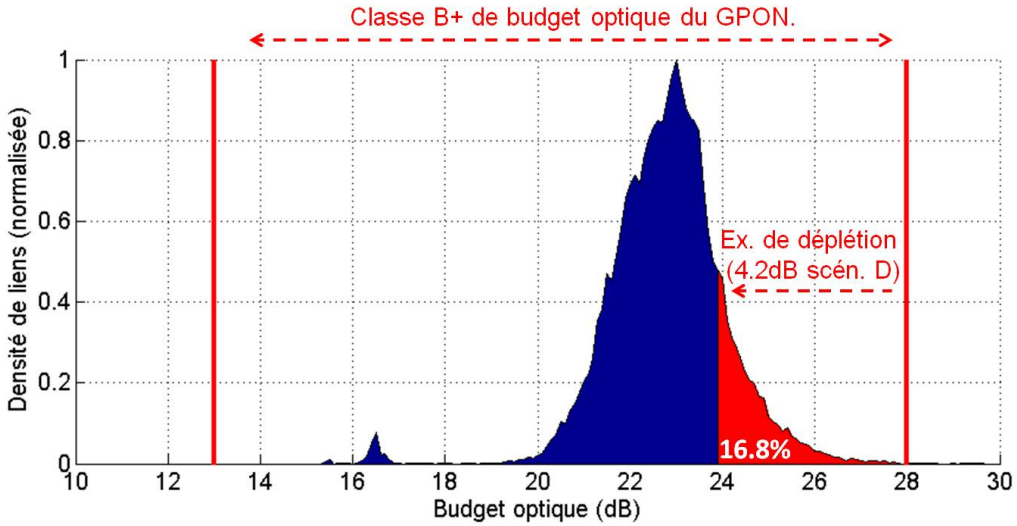

FIGURE 3.23 – Distribution des budgets optique (données terrain d'Orange, août 2016, 42000 foyers, Alsace-Lorraine).

Considérons que la totalité des systèmes GPON déployés respectent drastiquement la classe B+ 13-28dB. Les ONU GPON se trouveraient alors hors de portée de l'OLT si la puissance faiblissait au point de nécessiter un budget optique supérieur à 28.00dB, et tomberaient alors en panne. En cas de déplétion par émission Raman stimulée, le budget optique du GPON pourrait être réduit d'une valeur spécifiée dans le tableau 3.7, selon les quatre scénarios de la figure 3.22. Si l'on prend le pire cas, c'est-à-dire le cas du scénario D et des 4.2dB de déplétion associés, se sont environ 17% des foyers qui pourraient être concernés par une panne du fait des interactions par émission Raman stimulée (voir surface rouge de la figure 3.23). On rappelle que l'opérateur Orange a pour objectif d'atteindre 1.6 millions de raccordements FTTH en 2016 en France (voir page 13), et qu'on prévoit 250 millions d'abonnés FTTH/FTTB dans le monde en 2017.

Probabilité de pannes du GPON	Scénario A	Scénario B	Scénario C	Scénario D
• TWDM 1 canal (7dBm)	≈ 0 %	0.1 %	0.1 %	0.1 %
• TWDM 4 canaux (13dBm)	0.1 %	0.1 %	0.1 %	0.2 %
• TWDM 8 canaux (16dBm)	0.1 %	0.2 %	0.2 %	0.3 %
• WDM 8 canaux (20dBm)	0.2 %	0.5 %	0.8 %	3.6 %
• TWDM 8 canaux + WDM 8 canaux (21.5dBm)	0.4 %	1.0 %	2.1 %	16.8 %

TABLE 3.8 – Probabilité de pannes des ONU GPON selon les quatre scénarios de la figure 3.22 et du degré de coexistence.

La même démarche est reprise pour les quatre scénarios et dans les différents cas de déploie-

ment (du NG-PON2-TWDM à un seul canal au NG-PON2-TWDM+NG-PON2-WDM). Les résultats sont synthétisés dans le tableau 3.8. Le scénario D est clairement celui qui serait le plus touché par des pannes en cas de coexistence. Cependant, celui-ci n'est pas beaucoup représenté sur le terrain.

Le scénario C est pour sa part plus largement déployé. Dans ce cas, la pleine coexistence pourrait entrainer jusqu'à 2.1% de pannes. En réalité, il faut garder à l'esprit qu'un système en début de vie dépasse généralement le budget optique qui lui est alloué, ce qui peut permettre d'éviter certaines pannes. De plus, l'étude précédente suppose "le pire cas" d'interaction, où le hasard fait que les polarisations des signaux émis sont parallèles, et où la distance parcourue par le signal est grande, favorisant l'émission Raman stimulée.

Il existe aussi des moyens de réduire ces interactions, comme on va le voir par la suite.

3.6 Atténuation des interactions

On propose ici une liste non-exhaustive des méthodes envisageables pour réduire les interactions par diffusion Raman stimulée. Certaines de ces méthodes ont notamment été développées pour réduire les interactions entre télévision par câble (RF-Vidéo) et NG-PON2 [105], mais sont applicables au problème qui nous concerne. Ces méthodes n'ayant pas été étudiées expérimentalement ou théoriquement durant cette thèse faute de temps, on se contentera ici d'une brève description.

3.6.1 Actions sur la densité spectrale de puissance du signal électrique

3.6.1.1 Filtrage passe-haut

Il a été montré [101, 106, 107] que les interactions entre deux signaux optiques modulés passaient principalement par les basses fréquences des signaux modulants (en bande de base). Globalement, l'effet Raman possède donc un terme de type filtre passe-bas, ayant une bande-passante de quelques dizaines de mégahertz typiquement (dépendamment de l'intervalle entre pompe et Stokes). Il a donc été suggéré [106, 108, 109] de couper les très basses fréquences des signaux électriques NRZ modulants les différents canaux NG-PON2 descendants, en utilisant le filtre passe-haut électrique adéquat. La qualité de la transmission pourrait en être affectée, cependant la pénalité est considérée par certains [108] comme inférieure à celles introduites par la déplétion sur les autres technologies.

3.6.1.2 Codages divers

Puisque ce sont les fréquences autour de la longueur d'onde porteuse, les basses-fréquences, qui induisent les interactions par effet Raman, il est aussi possible d'utiliser d'autres formats de modulation que le simple NRZ.

La DSP du codage AMI (Alternate Mark Inversion) est présentée sur la figure 3.24 [110]. Ce codage consiste, à partir d'une séquence NRZ aléatoire, à remplacer alternativement les uns de la séquence originale par des "+1" et des "-1" [111]. La séquence résultante est donc codée sur trois niveaux d'amplitude. La DSP de l'AMI est celle du NRZ (un sinus cardinal élevé au carré) multipliée par un terme en sinus élevé au carré [110] qui permet de supprimer les basses fréquences.

Le codage de Miller a également été proposé [111, 112]. Un "1" du signal NRZ original est représenté par une transition au milieu du temps alloué au bit, tandis qu'un "0" n'introduit aucune transition, sauf s'il est suivi d'un autre zéro. Dans ce cas, la transition se fait à la fin du temps alloué au bit [111]. La DSP du codage de Miller est présentée sur la figure 3.24. Son avantage, comparé au codage AMI, est le fait que les symboles soient donnés sur deux niveaux d'amplitude (contre trois pour l'AMI), ce qui peut simplifier l'émission et la réception.

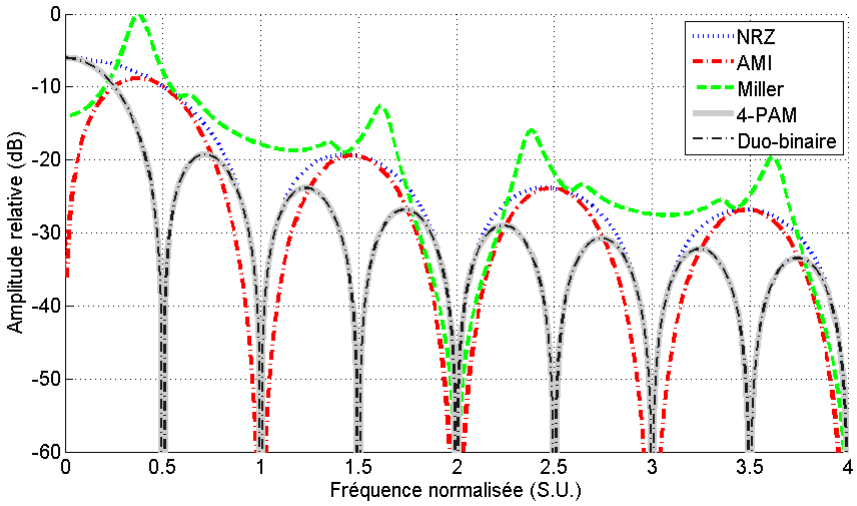

FIGURE 3.24 – Densité spectrale de puissance de différents codages (débit binaire normalisé).

3.6.2 Action sur l'état de polarisation

Comme on l'a vu, la polarisation affecte également l'efficacité de la diffusion Raman stimulée. Il a été proposé de croiser les polarisations rectilignes des canaux NG-PON2 descendants [113, 114, 115]. Il n'est alors pas nécessaire de modifier le signal émis.

3.6.3 Réduction de la puissance du NG-PON2 descendante

3.6.3.1 Réduction de la puissance par canal

L'importance des interactions dépend de la puissance incidente des canaux NG-PON2 descendants. Il est envisageable de réduire ces puissances de manière à limiter l'importance de la déplétion. Cependant, la diminution de la puissance optique entrainerait fatalement une réduction du budget optique, potentiellement plus importante que la réduction de déplétion. On peut espérer avoir une réduction de la déplétion plus importante que la réduction de budget optique au-delà d'une certaine puissance optique. En effet, au-delà de ce point, la pente de la courbe de déplétion en fonction de la puissance du NG-PON2 (cf. figures 3.17, 3.18, et 3.19) est supérieure à 1dB pour 1dB (en valeur absolue). Le problème revient donc à trouver le point d'inversion P_{inv} en résolvant $\left|dD_{On/Off}(dB)/dP_{ngpon2d}(dB)\right| = 1$.

En reprenant les expressions 3.8, 3.9 et 3.12, les solutions sont données par l'expression 3.13 (en gardant les notations des sections précédentes, expressions 3.8, 3.9 et 3.12 notamment).

$$P_{inv}(L) = \frac{\lambda_X}{\lambda_{ngpon2d}} . \frac{A_{eff}^{\Sigma ngpon2d}}{g_{R(\lambda_{ngpon2d}-\lambda_X)} . L_{eff}(L) . \eta} \tag{3.13}$$

avec

$$\begin{aligned} L_{eff}(L) &= \left[\frac{1-e^{-\alpha_{ngpon2}L}}{\alpha_{ngpon2}}\right] \text{ pour X = gpon ou X = xgpon} \\ L_{eff}(L) &= \left[\frac{e^{-\alpha_{ngpon2d}L} - e^{-\alpha_{ngpon2d}L_{RN}}}{\alpha_{ngpon2d}}\right] \text{ pour X = ngpon2u} \end{aligned} \tag{3.14}$$

Graphiquement, cela revient à chercher sur les figures 3.17, 3.18 et 3.19 la puissance optique telle que la déplétion est égale à $D_{On/Off}(P_{inv}) = 10log_{10}(e^{-1}) = -4.34dB$, indépendamment

de la valeur de L.

Il s'avère que le point d'inversion P_{inv} correspond à une puissance optique supérieure à 20dBm pour des longueurs de fibre inférieures à 40km, et pour toutes les technologies ici considérées, ce qui démontre que la solution n'est pas envisageable (voir figures 3.17, 3.18 et 3.19, triangles pleins avec pointe en bas). Par exemple, sur la figure 3.17 page 84 pour la courbe de 20km, la divison par 2 de la puissance de tous les émetteurs NG-PON2 descendants entraine une diminution de 3dB du budget optique. Malheureusement, la déplétion correspondante ne passe au mieux pour le GPON que de 4.1dB à 2.1dB, soit 2dB de différence. On perdrait donc dans cet exemple 1dB de budget optique, ce qui est contraire à l'objectif.

Dès lors, il n'est pas nécessaire de restreindre le budget optique (définie principalement par la puissance de sortie de l'émetteur) pour espérer limiter l'impact de la diffusion Raman stimulée.

3.6.3.2 Restriction de la coexistence

De manière plus simple, les cas d'utilisation à la fois du NG-PON2-TWDM et du NG-PON2-WDM sur un même arbre PON sont encore mal définis, bien que la coexistence soit prévue par la norme. Dès lors, dans la mesure où les cas d'application de la technologie NG-PON2-WDM consistent pour le moment en des applications Fronthaul et Business, il est envisageable d'isoler le NG-PON2-WDM des autres technologies. De cette manière, la puissance du NG-PON2-TWDM descendant sera limitée (pour la classe de budget N1 précédente) à 16dBm, permettant une réduction très importante des différentes déplétions. Selon les courbes 3.17, 3.18, et 3.19, la déplétion est dans ce cas diminuée d'un facteur 3dB/dB environ, réduisant par exemple la déplétion du GPON descendant de 5.7dB à 1.7dB.

3.6.3.3 Limitation du nombre de canaux

Enfin, les normes décrivant le NG-PON2-TWDM prévoient 4 ou 8 paires de canaux (montant/descendant). Or, la réalisation de système à 8 paires de canaux s'avère complexe, le problème étant la réalisation d'émetteurs à la fois accordables sur plusieurs nanomètres et bon marché. Les systèmes finaux pourraient alors se limiter à 4 paires de canaux, ce qui limiterait la puissance globale du "Stokes" sans pour autant réduire le budget optique par canal. Le débit global serait lui aussi réduit. Reste à l'opérateur de décider si cela serait pénalisant pour les applications visées.

3.7 Conclusion du chapitre

Comme on l'a vu, la diffusion Raman stimulée est un phénomène d'interactions entre la lumière et la matière, trouvant son origine dans les "résonances" du matériau considéré. Les fortes puissances induites par l'introduction du NG-PON2 (dans le sens descendant notamment), ainsi que l'espacement entre plages spectrales allouées aux différentes générations de PON pourront entrainer l'apparition de cet effet, sur un réseau optique où plusieurs générations de technologies devront coexister. Trois scénarios d'interactions ont été identifiés :

- déplétion du GPON descendant par le NG-PON2 descendant dans la fibre commune
- déplétion du XG-PON (ou XGS-PON) descendant par le NG-PON2 descendant dans la fibre commune
- déplétion du NG-PON2 montant par le NG-PON2 descendant dans la fibre commune.

Le comportement de ces interactions a été modélisé lorsque le maximum d'interactions est atteint (signaux co-polarisés). Les interactions ont ensuite été partiellement quantifiées. Ceci a permis de déterminer les valeurs de déplétion dans les trois cas précédemment décrits. On retiendra notamment que le signal optique descendant du GPON peut perdre jusqu'à 6dB de puissance (et autant de budget optique) avant d'atteindre le récepteur, du fait des interactions par diffusion Raman stimulée induites par le NG-PON2.

Ces résultats ont été appliqués à quatre scénarios de déploiement, étudiés par Orange. Les principaux résultats, à la fois pour les quatre scénarios de déploiement et les trois scénarios de déplétion, sont résumés dans les tableaux 3.7 page 89 et 3.8 page 90.

Enfin, plusieurs solutions ont été proposées (sans être étudiées expérimentalement), pour remédier au problème. Il a été montré que réduire la puissance optique des émetteurs NG-PON2 ne permet pas de résorber significativement la déplétion, puisque la perte de budget optique induite par la réduction de puissance est fatalement plus grande que la résorption de déplétion. La solution la plus simple à mettre en œuvre consiste à éviter, dans la mesure du possible, la coexistence entre le NG-PON2-WDM, source de fortes puissances, avec les autres technologies. Le croisement des polarisations des canaux descendants du NG-PON2 semble également prometteur. Enfin, la limitation des basses fréquences du signal modulant la porteuse optique est également envisagée dans le cas du NG-PON2. Ceci peut passer par exemple par l'utilisation de formats de modulation particuliers (codage de Miller, codage AMI). Cependant, les formats de modulation pressentis pour les futures générations de réseaux d'accès (codage duobinaire [116], codage en 4 niveaux d'amplitudes « PAM4 ») présentent de fortes puissances dans les basses fréquences (voir figure 3.24 page 92).

Les futures générations de réseaux d'accès devront prendre en compte ces problèmes et les solutions proposées, selon les plages spectrales qui seront allouées.

Chapitre 4

La source optique *Self-Seeded Colorless* pour les réseaux d'accès optique

4.1 Introduction du chapitre

Comme nous l'avons vu dans le premier chapitre, deux segments de réseau nécessitent le développement de sources optiques innovantes : d'une part le segment Fronthaul du réseau mobile et, d'autre part, la technologie NG-PON2-WDM. Ces sources, en plus de devoir supporter le multiplexage en longueur d'onde dense (50GHz-200GHz typiquement), doivent également présenter le caractère achromatique (colorless), impliquant une uniformisation des émetteurs et une facilité d'accordage de la longueur d'onde d'émission. S'agissant de réseaux d'accès et de grands volumes, les émetteurs sélectionnés devront présenter un faible coût ce qui peut passer entre autres par une simplicité de conception de la source optique.

On propose dans ce chapitre une brève présentation de différentes sources colorless (liste non-exhaustive), avant de se concentrer sur la source optique self-seeded. Le fonctionnement général de cette source optique sera tout d'abord détaillé, ainsi que le seront les performances obtenues lors d'études antérieures à cette thèse, qui furent toutes réalisées en bande C des télécommunications (1530nm-1565nm).

La suite du chapitre décrira les résultats obtenus dans le cadre de cette thèse par le biais de travaux en bande O des télécommunications (1260nm-1360nm). Les limites de la solution et les performances seront mises en évidence.

La dernière section du chapitre montrera les performances d'un prototype de source self-seeded (en bande C) proposé par un fournisseur à l'opérateur Orange.

4.2 Les solutions proposées pour le DWDM colorless

Diverses solutions ont été proposées pour répondre aux problèmes liés à la réalisation de sources optiques Dense-WDM colorless, posés dans le premier chapitre de ce document (voir partie 1.4.5 page 25). Les sources optiques choisies, du fait de leur utilisation à large échelle, devront présenter un faible coût d'achat et d'utilisation de manière à réduire la facture finale, tout en permettant une adaptation simple à la longueur d'onde du canal du multiplexeur D-WDM associé. Plusieurs solutions ont fait l'objet d'études en laboratoire, cependant, seules certaines d'entre elles ont été poussées jusqu'au développement d'un prototype, voire d'un système commercialisable. On présente d'abord ici succinctement le principe et quelques particularités des principales solutions envisagées, dont les principales caractéristiques, en termes de capacités de débit notamment, sont récapitulées dans le tableau 4.1. Puis, nous nous intéressons à certains prototypes développés par des équipementiers.

4.2.1 Solutions envisagées

4.2.1.1 Les sources à large bande filtrées

Les composants de base utilisés dans ce cas sont des sources à large bande spectrale (Broadband Light Source (BLS)), de type LED ou SLED. Le principe est représenté sur la figure 4.1.

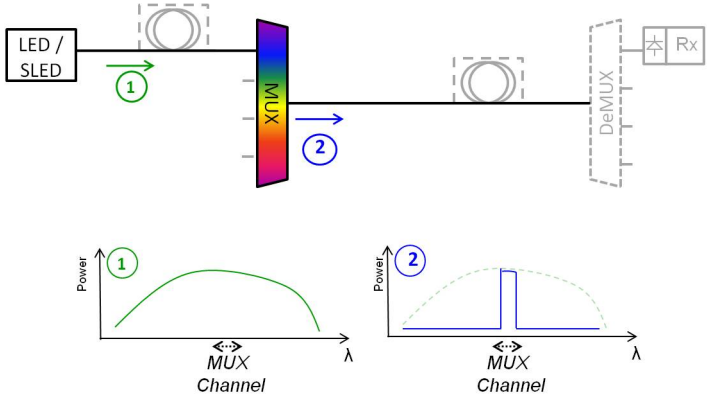

FIGURE 4.1 – Principe de la source large découpée.

Le composant, sous tension et modulé, émet sur un spectre optique dont la largeur excède la gamme de longueur d'onde utilisée dans le système. Le faisceau est introduit sur un des ports du multiplexeur pour rejoindre le port commun de sortie. L'opération correspond à un filtrage passe-bande dont la longueur d'onde centrale est fixée par le port d'entrée. On retrouve à la sortie du multiplexeur, pour chaque canal, un faisceau optique porteur d'informations et qui ne repose que sur un spectre étroit comme la largeur du canal du multiplexeur. L'avantage de cette source repose sur le fait que les technologies de sources larges sont bien connues et matures, ce qui tend à réduire leur coût. Cependant, la puissance optique est fortement réduite par le filtrage, ce qui ne permet pas d'atteindre des distances très importantes. La largeur spectrale, ainsi que la bande passante, sont également limitées [117]. D'autres sources larges à base d'émission spontanée issue de fibre dopée Erbium ont également été proposées, sans pour autant améliorer les performances [118].

4.2.1.2 Laser Fabry-Perot à verrouillage externe

Comme représentée sur la figure 4.2, une source large (LED, SLED) ou un premier Fabry-Perot (utilisé comme source large et noté "BLS" sur la figure 4.2), émet un faisceau optique qui est distribué vers les différents canaux du multiplexeur après avoir subi un filtrage passe-bande différent pour chaque canal. En sortie du multiplexeur, les différentes composantes sont chacune injectées dans un laser Fabry-Perot différent. L'émission de photons du laser va ainsi être stimulée par le faisceau extérieur dans la bande spectrale sélectionnée. Si la puissance injectée est suffisamment forte, le ou les modes du laser tombant dans cette bande spectrale seront privilégiés par le phénomène d'amplification et consommeront l'ensemble des porteurs fournis à la région active [119], au détriment des modes des autres plages spectrales. On parle dans ce cas de verrouillage de modes. Cette technique permet de concentrer plus de lumière sur la plage spectrale souhaitée que la technique précédente. Cependant elle nécessite l'utilisation d'un circulateur, ce qui augmente les contraintes de coût et interdit une utilisation bidirectionnelle du système. Un autre inconvénient repose sur le bruit des lasers multi-modes, induit par le fait que tous les modes du laser doivent partager le même milieu de gain. En pratique, le bruit d'intensité d'un mode isolé sera plus important que celui de l'ensemble des modes [120]. L'efficacité du verrouillage diminuera si la polarisation de la source large n'est pas alignée avec la polarisation d'émission du laser et devient instable si cette polarisation fluctue dans le temps. Un laser Fabry-Perot utilisé comme source large présentera de meilleures performances qu'une source large de

type LED/SLED, du fait de ses propriétés (cohérence, largeur spectrale, polarisation) sous réserve d'atteindre un régime de couplage efficace.

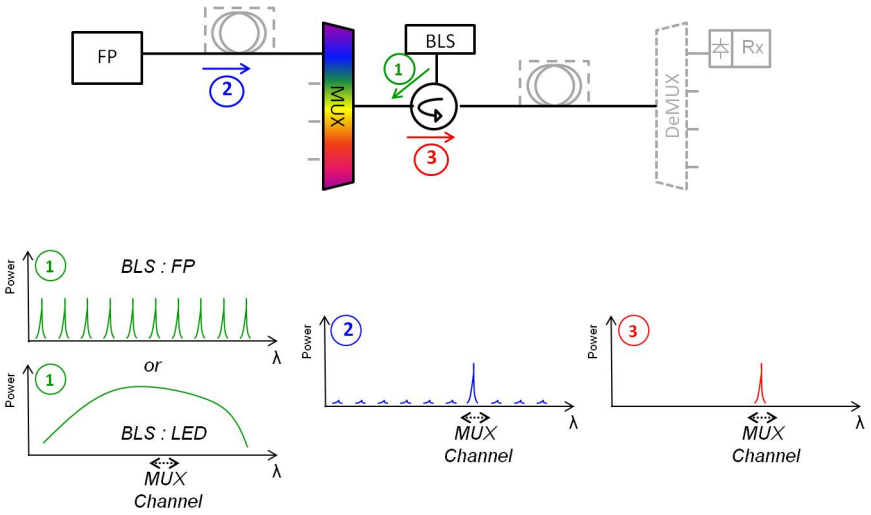

FIGURE 4.2 – Principe de la source laser Fabry-Perot à verrouillage externe.

4.2.1.3 RSOA à injection externe

Ce type de source est très proche du type précédent, à ceci près qu'un amplificateur optique à semi-conducteur réflectif (RSOA) est associé à chaque canal du multiplexeur, à la place des Fabry-Perot. Ce "RSOA" sera décrit plus longuement dans un prochain paragraphe de ce document. Comme représentée sur la figure 4.2, une source large (LED, SLED) ou un Fabry-Perot (utilisé comme source large et noté "BLS" sur la figure 4.3), émet un faisceau optique qui est distribué vers les différents canaux du multiplexeur après avoir subi un filtrage passe-bande différent pour chaque canal. En sortie du multiplexeur, les différentes composantes sont chacune injectées dans un RSOA différent, de manière à amplifier le signal dans la bande spectrale sélectionnée, et le renvoyer en direction du récepteur [121].

L'avantage de cette solution repose sur la capacité du RSOA à amplifier le signal, et donc à atteindre des portées élevées. Cependant, la source peut souffrir des inconvénients du mécanisme de sélection de la longueur d'onde : la largeur spectrale de la source large, même découpée, peut entrainer des limitations de performances lors de transmissions de données, du fait de la dispersion chromatique. D'autre part, le bruit d'intensité de la source laser multimode Fabry-Pérot d'injection peut également être néfaste pour la qualité du signal. Pour éviter ces problèmes, des lasers monomodes ont parfois été utilisés pour remplacer la source large [122], ce qui a permis d'améliorer les performances jusqu'à atteindre 2.5Gb/s, mais l'utilisation d'un laser monomode accordable fait perdre le caractère colorless souhaité. Un circulateur est également nécessaire dans cette architecture, ce qui peut poser des problèmes de bidirectionnalité du lien.

4.2.1.4 Fabry-Pérot à rétro-injection / RSOA à rétro-injection (self-seeding)

Une alternative aux deux solutions précédentes (*Laser Fabry-Perot à verrouillage externe* et *RSOA à injection externe*) consiste à supprimer du montage la source large (BLS) ainsi que le circulateur associé, représentés sur les figures 4.2 et 4.3. Ces deux éléments peuvent alors être remplacés par un coupleur directif dont l'une des sorties est terminée par un miroir, comme le montre la figure 4.4, de manière à renvoyer en direction du Fabry-Perot ou du RSOA une fraction du signal optique que le composant a précédemment émis [123]. On parle de "rétro-injection". Dans le cas du Fabry-Pérot, le mécanisme de verrouillage de mode est alors identique à celui

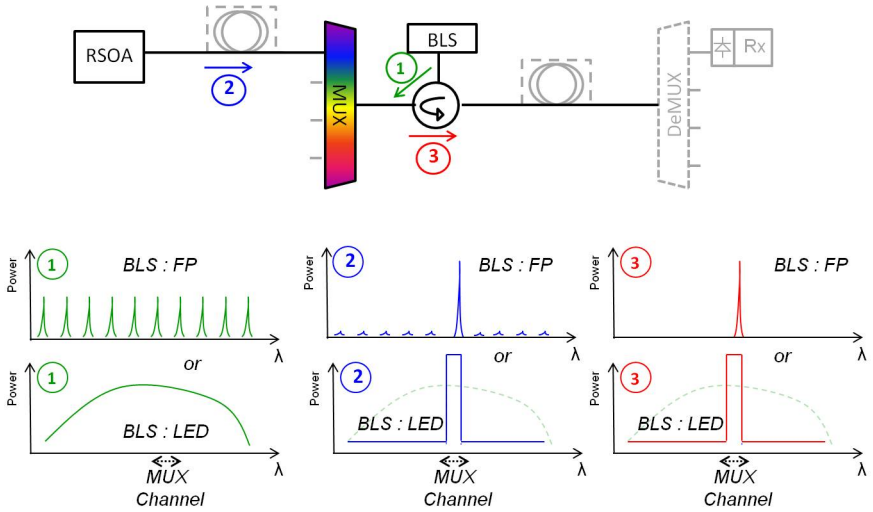

FIGURE 4.3 – Principe de la source RSOA à injection externe.

utilisant une source externe. Le fonctionnement est similaire lorsque le montage est basé sur un RSOA, mais ceci sera développé plus en détails dans la suite de ce chapitre.

Ces architectures ont montré leur capacité à fournir des débits relativement élevés (jusqu'à 2.5-10 Gb/s). Cependant, il est nécessaire de trouver des mécanismes de contrôle de la polarisation, puisque celle-ci varie sur un aller-retour. La bande passante des composants limite également le débit des transmissions.

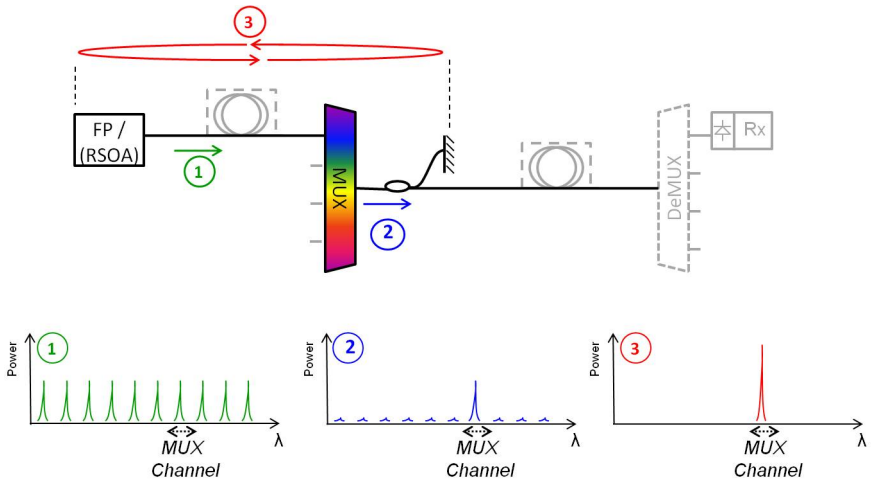

FIGURE 4.4 – Principe des sources Fabry-Pérot / RSOA à rétro-injection.

4.2.1.5 R-EAM à injection externe

Un « REAM » est un RSOA (amplificateur optique à semi-conducteur réflectif) associé à un modulateur à absorption (Electro-Absorption Modulator en anglais). Le fonctionnement est le même que celui du RSOA à injection externe, mais sans les contraintes de bande passante du RSOA [124]. En effet, si la bande passante du RSOA est limitée à quelques gigahertz, celle d'un EAM est de l'ordre de plusieurs dizaines de gigahertz. Le RSOA ne sert donc ici qu'à amplifier et réfléchir le signal qu'il reçoit. L'inconvénient vient cependant du composant lui-même : en effet il est nécessaire de réaliser deux composants différents (RSOA d'un coté, EAM de l'autre) et de les associer dans un volume le plus compact possible. Cela introduit fatalement des coûts supplémentaires, même si les performances en termes de débit et de portée sont au rendez-vous.

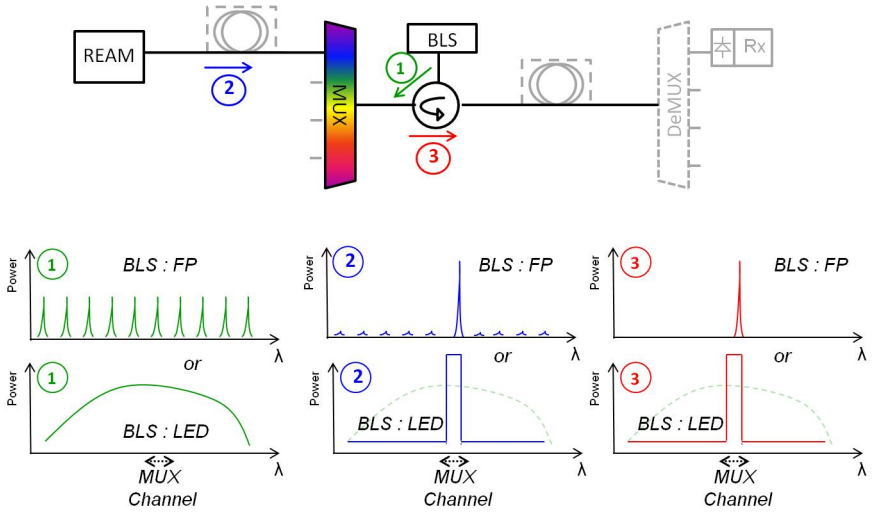

FIGURE 4.5 – Principe de la solution à base de R-EAM à injection externe.

4.2.1.6 Laser accordable

La dernière solution ici présentée est relativement classique, mais également l'une des plus couteuses [46]. Il s'agit ici d'utiliser un laser à semi-conducteur de type DFB ou DBR accordable. Des lasers de ce type sont déjà utilisés dans des architectures similaires, en CWDM typiquement, cependant les contraintes en longueur d'onde sont dans ce cas moins strictes. En effet, lorsque le laser est en fonctionnement, celui-ci chauffe, ce qui a pour effet de faire dériver sa longueur d'onde. Ce n'est pas grave dans le cas d'une architecture CWDM où chaque laser est fabriqué de manière à répondre à la longueur d'onde d'un canal, et où la marge du canal (+/- 6 nm/canal) permet au laser de ne pas sortir de sa plage de longueur d'onde allouée.

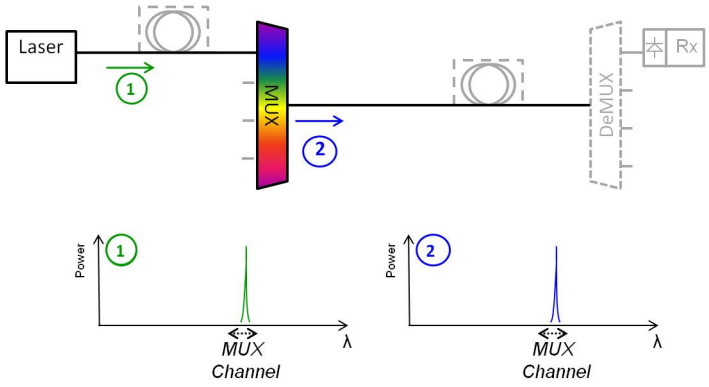

FIGURE 4.6 – Principe de la solution à base de laser accordable.

Dans un cas d'utilisation en DWDM, le laser doit être équipé d'un système de rétroaction qui doit à la fois permettre l'accordage de la longueur d'onde au bon canal, et éviter la dérive due aux fluctuations de température. Ce mécanisme passe généralement par un refroidissement/chauffage par effet Peltier, gourmand en énergie électrique, et donc peu économique. La modulation du laser peut être directe si sa bande passante est suffisante, ou passer par un modulateur externe (EAM par exemple). Dans ce cas, les contraintes d'intégration de plusieurs composants augmentent également le coût de fabrication de l'émetteur.

4.2.1.7 Réutilisation de longueur d'onde

Il a également été proposé, dans le but de simplifier la sélection de longueur à l'ONU, de réutiliser la longueur d'onde de l'émetteur situé à l'OLT. Dans ce cas, l'émetteur à l'ONU n'est autre qu'un RSOA qui a la capacité d'effacer les données venues de l'OLT, ré-amplifier le signal, et le moduler à nouveau [125]. Contrairement aux solutions précédemment décrites, cette technologie ne permet pas de sélection passive de la longueur d'onde. Elle nécessite d'avoir un émetteur à l'OLT déjà accordé à son canal associé. Ceci peut être réalisé grâce à un système de lasers accordables, de manière à avoir un signal optique puissant, pur spectralement (pour limiter la dispersion chromatique) et peu bruité (contrairement au fabry-pérot).

4.2.1.8 Tableau Récapitulatif

Procédé	Débit par canal	Sélection de la longueur d'onde	Avantages	Inconvénients	Réf.
Spectre découpé à base de LED ou SLED	Bas (<622Mb/s)	Source externe	Bon marché, ne nécessite pas de source externe	Portée limitée, faible débit	[117, 118]
RSOA à injection externe (BLS)	Bas ($\approx$ 1.25Gb/s)	Source externe	Débit faible	Coût relativement élevé, nécessite une source externe	[121]
Fabry-Pérot à rétro-injection	Bas ($\approx$ 1.25Gb/s)	Auto-verrouillage	Bon marché, pas besoin de source externe	Problèmes de polarisation	[123]
Fabry-Pérot à vérouillage externe (Laser)	Elevé ($\approx$ 10Gb/s)	Source externe	Bon marché	Bruit modal de partition, besoin de source monomode accordable	[120]
RSOA à injection externe (Laser)	Moyen ($\approx$ 2.5Gb/s)	Source externe	Débit moyen	Coût relativement élevé, besoin de source monomode	[122]
Réutilisation de longueur d'onde	Moyen ($\approx$ 2.5Gb/s)	Source externe	Débit moyen	Interactions entre sens montant et descendant	[125]
Fabry-Pérot à vérouillage externe (BLS)	Moyen ($\approx$ 2,5Gb/s)	Source externe	Bon marché	Bruit modal de partition, besoin de source externe	[119]
RSOA à rétro-injection (self-seeded)	Elevé ($\approx$ 10Gb/s)	Auto-verrouillage	Débit élevé, pas besoin de source externe	Coût relativement élevé	[126]
REAM (à injection laser)	Elevé ($\approx$ 10Gb/s)	Source externe	Débit élevé	Onéreux, besoin de source externe	[124]
Laser accordable	Elevé ($\geq$ 10Gb/s)	Thermique / réseau de Bragg (DBR)	Débit élevé, longue portée, pas besoin de source externe	Onéreux, peut nécessiter un modulateur externe, nécessite asservissement de la longueur d'onde	[46]

Table 4.1 – Récapitulatif des technologies colorless et de leurs caractéristiques (liste non-exhaustive).

4.2.2 Systèmes commerciaux actuellement disponibles

Deux solutions colorless commerciales sont présentées ci-après. Celles-ci ne constituent pas l'ensemble des solutions colorless commercialisables.

4.2.2.1 Système Transmode « iWDM »

Transmode est une entreprise suédoise travaillant principalement pour le segment "réseaux métropolitains" des télécommunications. En tant que fournisseur d'équipement, notamment en technologies optiques, l'entreprise a travaillé sur des systèmes pour les futurs réseaux d'accès passifs, jusqu'à développer une solution pour les réseaux de type WDM-PON. Celle-ci, dénommée « iWDM », est déjà commercialisée puisqu'elle répond à certains besoins exprimés par des entreprises (débit de 1Gb/s en protocole Ethernet). Elle repose sur une technologie à base de lasers Fabry-Pérot à verrouillage externe. Cependant, le produit commercialisé fonctionne grâce à une architecture bi-fibre (une pour le sens montant, une pour le descendant) bien que les vingt longueurs d'onde utilisables dans chaque sens soient toutes dans la bande C. Des expérimentations prometteuses ont montré qu'il sera possible d'augmenter le débit de manière à atteindre les spécifications des liens fronthaul à 1.25Gb/s environ, tout en respectant les contraintes de latence, gigue, etc. Enfin, des travaux sont menés sur le même type d'architecture, mais cette fois en mono-fibre. Les Fabry-Pérot verrouillés seraient également remplacés par des RSOA, de manière à augmenter le débit.

4.2.2.2 Lasers accordables d'ADVA

Une entreprise allemande, ADVA Optical Networking SE, est également capable de proposer des solutions commercialisables répondant aux besoins précédemment exprimés. La solution repose cependant sur des technologies de laser accordables, comme représentés sur la figure 4.7.

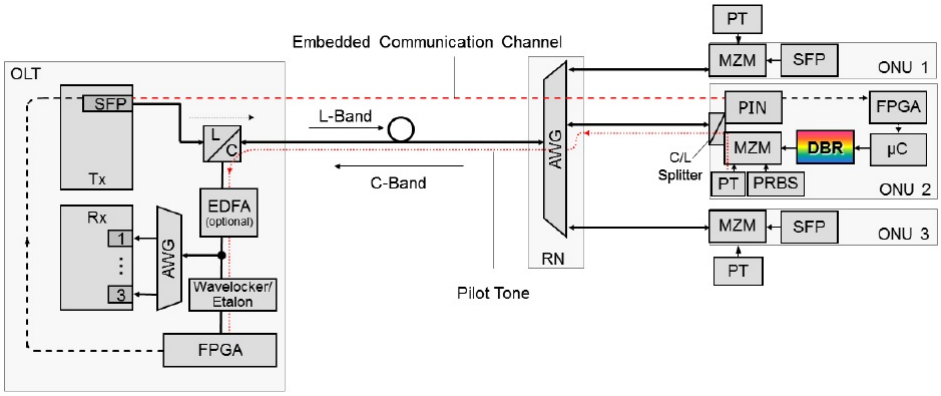

FIGURE 4.7 – Principe de la solution à base de laser accordable.

Le système est capable de réaliser des transmissions mono-fibre comportant 40 à 80 longueurs d'onde en bande C, avec 1Gb/s par longueur d'onde. L'effort d'ADVA se trouve dans le mécanisme d'asservissement de la longueur d'onde du laser : une partie du signal émis par un ONU est reçue sur un interféromètre de Fabry-Pérot étalon suivi d'une photodiode. Le signal est traité par un circuit logique programmable (FPGA). Les données comportant les consignes à l'intention du mécanisme de contrôle de longueur d'onde du laser à l'ONU sont ensuite envoyées par le laser homologue à l'OLT, en plus des données courantes. Ces données sont récupérées par la photodiode de réception de l'ONU et traitées par un circuit logique programmable et un microcontrôleur pilotant le mécanisme chauffant et refroidissant le laser. Il a été montré [46] que la boucle de rétroaction permettait de dévier la longueur d'onde de 3nm en 25 secondes environ, puis celle-ci demeurait stable. La difficulté de la solution repose dans l'asservissement de la longueur d'onde

du laser. Une fois cela réalisé, une extension du débit jusqu'à 10Gb/s et par longueur d'onde est possible grâce à l'utilisation de modulateurs externes dont la bande passante est supérieure à celle des lasers.

4.3 Fonctionnement de la source et architectures proposées

Il est nécessaire, pour apprécier le travail mené dans ce chapitre, de comprendre plus en détail le fonctionnement de la source self-seeded. On s'attardera donc quelques temps à décrire le fonctionnement du composant principal de la source (le seul qui soit actif), le « RSOA », avant de s'intéresser aux différentes étapes de stabilisation de la longueur d'onde de la source. Cela fait, il sera possible de prendre connaissance des différentes améliorations envisageables, permettant notamment le verrouillage de la polarisation, ainsi que les différentes architectures possibles.

4.3.1 Le RSOA

Le développement des premiers amplificateurs optiques à semi-conducteurs (SOA) et des modèles théoriques associés remonte aux années 1980. Ils sont cependant toujours utilisés, leur avantage principal étant leur faible coût. Agrawal, définit un SOA comme un « laser à semi-conducteur proche, mais en-dessous de son seuil » ([99] 3e éd.), c'est-à-dire un laser dont le gain ne compense pas les pertes des facettes de sortie et les pertes internes. Un RSOA, n'est autre qu'un « Reflective-SOA », c'est-à-dire un SOA dont une facette a subi un traitement dans le but d'être très réflective (par clivage, généralement). L'autre facette est toujours traitée antireflet comme un SOA. Dans notre cas, ceci permet de pouvoir clore la « cavité résonnante du laser » grâce à un miroir externe, ce qui sera développé plus loin dans ce chapitre.

Les lasers et amplificateurs à semi-conducteur sont des dispositifs monocristallins constitués de la juxtaposition de matériaux qui se différencient par leur dopage en porteurs de charge : N ou P. Cette structure, qui constitue électriquement une diode, permet le passage d'un courant électrique lorsqu'on la polarise correctement (sens direct). Le courant électrique, dit de « pompage », injecte des électrons dans la région N qui a la propriété de contenir déjà un grand nombre d'électrons libres. Ces nouveaux électrons se trouvent positionnés sur des états de fortes énergies (bande de conduction). Parallèlement le courant électrique consomme des électrons de la région P qui, pour sa part, contient peu d'électrons libres, laissant ainsi des "places vides" ou "trous" à des niveaux d'énergie faibles (bande de valence). Les niveaux d'énergie séparant la bande de conduction de la bande de valence forment la « bande interdite ». Dans la région centrale du composant, qui est en général conçue à cet effet (hétérojonction), on retrouve des électrons sur des niveaux d'énergie élevés et des trous à des niveaux d'énergie faibles. Cette situation de déséquilibre dynamique tend à se réduire par la désexcitation des électrons présents dans la bande de conduction (énergie élevée) qui cèdent leur énergie en allant combler les trous de la bande de valence (de plus faible énergie).

L'utilisation de certains matériaux dits à « bande interdite directe » permet la transformation de l'énergie de désexcitation en énergie électromagnétique sous la forme de photons (de lumière) dont l'énergie est égale à la différence entre les niveaux occupés par les électrons avant et après la désexcitation. Ce phénomène de désexcitation est le plus souvent spontané : les photons sont émis et sortent du morceau de matière qui leur a donné naissance.

Il existe cependant un autre type d'interactions entre la lumière et la matière, lorsqu'un flux de photons cohérents (c'est-à-dire ayant les mêmes propriétés : même fréquence, même direction, même polarisation et répartition spatiale) interagit avec un matériau qui comprend des niveaux d'énergie espacés entre eux d'une énergie ayant la même valeur que l'énergie des photons. Si le niveau d'énergie faible est très peuplé en électrons, et que les hauts niveaux d'énergie sont vides, les photons auront tendance à être absorbés. Cependant dans le cas contraire (inversion de population), le flux de photon a tendance à extraire l'énergie des électrons, qui se désexcitent

alors (c'est-à-dire redescendent à un niveau plus faible) en émettant un photon supplémentaire qui s'ajoute au flux cohérent. La puissance du flux est alors amplifiée. On parle d'émission stimulée.

L'association de l'émission stimulée (permise par l'inversion de population dans le matériau) avec un résonateur optique (réalisé généralement en rendant réflectives les facettes du SOA) permet la réalisation de *Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation*, ou *LASER*. En effet, les miroirs aux extrémités du guide recyclent les photons et permettent donc d'établir un régime d'auto-oscillation dans lequel le composant émet une lumière cohérente à partir de l'énergie fournie par les électrons et une initiation produite par l'émission spontanée. Ce phénomène n'est cependant permis que lorsque le niveau de pompage permet au phénomène d'émission stimulée de dépasser celui d'émission spontanée : il s'agit du *seuil* du laser. En réalité, pour obtenir le flux de photons requis dans le dispositif à semi-conducteur, il est important que les photons créés ne disparaissent pas aussitôt. Pour cela, on conçoit un guide optique monomode qui confine latéralement les photons grâce à son indice de groupe élevé ou a des structures plus complexes comprenant plusieurs matériaux à différents niveaux de dopage. De plus, le matériau du guide monomode est généralement choisi de manière à présenter une bande interdite faible qui favorise également la recombinaison de porteurs en son sein, et donc l'émission stimulée lorsqu'une quantité suffisante de photons est confinée.

Les SOA ou RSOA amplifient pour leur part un faisceau en provenance de l'extérieur du matériau. En l'absence de ce faisceau mais en présence d'inversion de population, les photons émis par émission spontanée sont confinés dans le guide d'onde et sont donc multipliés par émission stimulée avant de sortir : il s'agit alors d'émission spontanée amplifiée, ou ASE.

La figure 4.8 présente le RSOA majoritairement utilisé dans ce document.

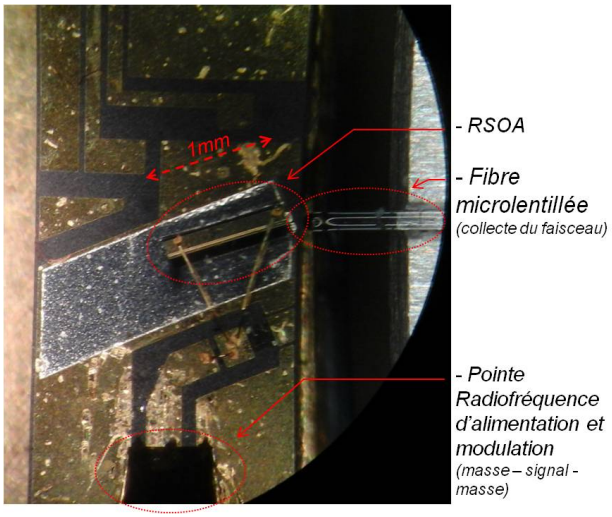

FIGURE 4.8 – RSOA sur embase, avec fibre de collecte et pointe d'alimentation.

Une autre caractéristique essentielle est la capacité de notre SOA à amplifier la lumière selon les différents modes de polarisation. En effet, un RSOA a généralement un axe d'amplification privilégié : il amplifie la lumière qui se propage selon un axe transverse électromagnétique (TE). Un faisceau arrivant dans un axe de polarisation perpendiculaire serait alors peu amplifié. On parle dans ce cas de RSOA-HPDG pour « High Polarization Dependance Gain ». Cependant, l'application de contraintes sur le RSOA ainsi que l'ajustement de la forme du guide d'onde permettent de contrer ce phénomène de manière à réaliser des RSOA-LPDG pour « Low Polarization Dependance Gain ». Les RSOA HPDG ont majoritairement été utilisés dans des applications utilisant du self-seeded « classique » (avec un seul RSOA) pour une raison de stabilité de polarisation.

Il est intéressant de noter que le spectre d'émission spontanée amplifiée du RSOA n'est pas lisse. En effet, nous avons vu que le RSOA avait deux facettes : l'une réfléchissante et l'autre traitée antireflet. Le traitement de cette dernière n'étant pas parfait, le RSOA forme comme une

cavité Fabry-perot de large finesse ayant un intervalle spectral libre de l'ordre de 50GHz (pour un RSOA de 1mm). Cela se traduit spectralement par des oscillations ayant quelques décibels d'amplitude.

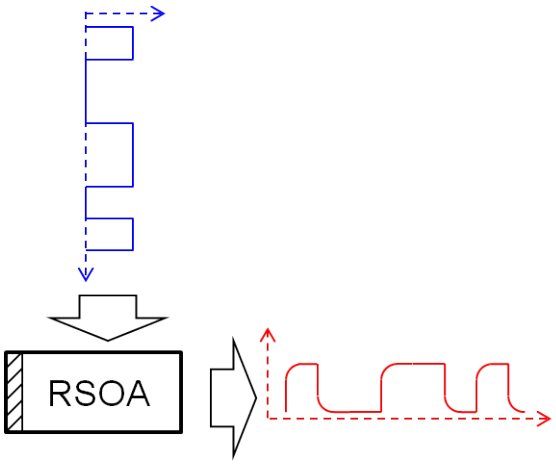

FIGURE 4.9 – effet de la modulation électro-optique d'un RSOA.

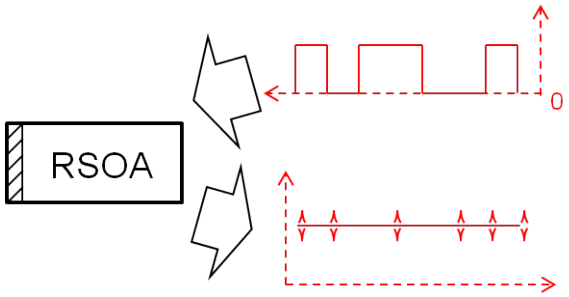

FIGURE 4.10 – effet de la modulation optique-optique d'un RSOA.

Un dernier point reste à aborder concernant les RSOA. En effet, nous avons pour le moment parlé des caractéristiques statiques. Cependant, le cas d'utilisation correspond à une application en télécommunications, où le RSOA est l'émetteur du signal optique. Il est donc intéressant de savoir que la bande passante électrique-optique du RSOA, qui correspond à la capacité du composant à transformer un signal électrique en signal optique, est grossièrement un filtre passe-bas avec une bande passante de un à trois GHz (voir figure 4.9). Cette bande passante est meilleure pour les RSOA émettant dans la bande C des télécommunications (1550nm) que dans la bande O (1310nm). Cependant, elle est reste limitée en comparaison de celle des lasers à semi-conducteurs se trouvant facilement sur le marché.

A l'inverse, la bande passante optique-optique, qui correspond au cas où un signal optique est amplifié, peut s'apparenter à un filtre passe-haut ayant une fréquence de coupure de quelques gigahertzs (figure 4.10) lorsque le RSOA fonctionne en régime fortement saturé. Cela a un intérêt non négligeable pour l'effacement de données : en effet, si un signal modulé en créneaux atteint le RSOA, celui-ci l'amplifiera et retournera un signal dont les états hauts et bas du créneau, les basses fréquences, seront effacés. Il ne restera qu'un signal continu, perturbé par des résidus de fronts montants et descendants trop rapides pour avoir été effacés [127]. Ce phénomène sera particulièrement utile pour l'architecture *face-to-face* du self-seeded, présentée plus loin.

Le lecteur souhaitant en apprendre d'avantage sur la conception et la réalisation des RSOA pourra se référer au document suivant : [128].

4.3.2 L'établissement de la longueur d'onde

La source self-seeded classique ne nécessite que quelques composants :
- un RSOA, longuement décrit précédemment, et sa fibre microlentillée pour collecter la lumière
- un coupleur
- un miroir
- un filtre optique, voire un multiplexeur, dans nos cas d'utilisation dans le domaine des télécommunications (largeur typique d'un canal : 100-200GHz)
- éventuellement de la fibre optique additionnelle (en complément de la fibre microlentillée), de manière à augmenter la longueur de la cavité si les applications le nécessitent

Ces différents éléments sont ordonnés de la même manière que sur la figure 4.11.

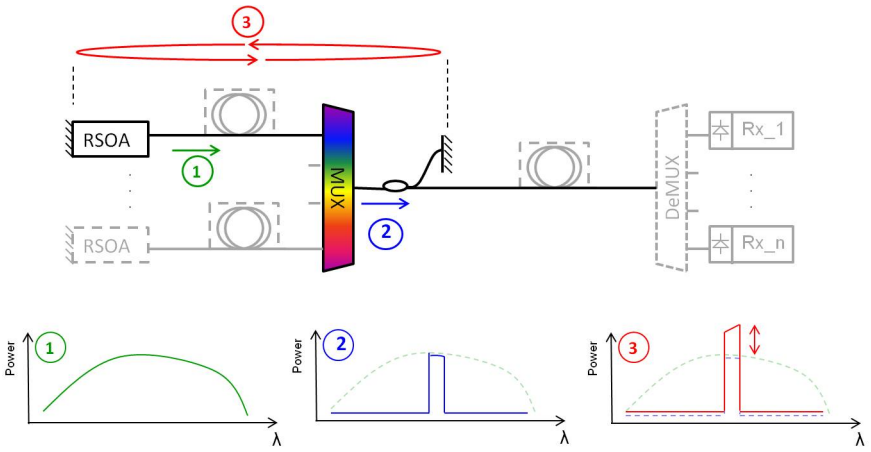

FIGURE 4.11 – Schéma simplifié de la source self-seeded, et étapes d'établissement de la longueur d'onde.

On allume la source en mettant le RSOA sous tension. Ne recevant pas de signal optique à amplifier, le RSOA émet spontanément de la lumière, ce qui se traduit par de l'émission spontanée amplifiée (ASE), étalée sur un spectre de plusieurs dizaines de nanomètres (point (1) sur la figure 4.11). Ce faisceau se propage et traverse le multiplexeur qui filtre le flux de photons (point (2) sur la figure 4.11). Le faisceau en sortie continue alors sa route à travers le coupleur optique. Une partie de la lumière atteint ainsi le miroir et refait le trajet inverse en direction du RSOA. Cependant, le RSOA reçoit cette fois de la lumière à amplifier, cette lumière correspondant à la première émission spontanée amplifiée puis filtrée. La lumière va ainsi refaire un aller-retour entre RSOA et miroir, être filtrée, amplifiée, etc. et ceci plusieurs fois jusqu'à ce que la majorité de l'énergie optique soit concentrée sur la bande spectrale définie par le canal du multiplexeur (point (3) sur la figure 4.11), à condition que le gain sur un aller-retour soit supérieur aux pertes sur ce même trajet. On peut considérer que la fonction de transfert effective du filtre correspond à la fonction de transfert d'un seul passage multipliée avec elle même autant de fois qu'il y a de passages lors des allers-retours de la lumière dans la cavité.

L'avantage de cette solution est l'auto-accordabilité : en effet, lorsqu'un RSOA se voit attribuer un autre canal du multiplexeur, la nouvelle plage de longueur d'onde correspondante est retournée par le miroir, ce qui permet au faisceau optique de se concentrer sur cette nouvelle plage. Les RSOA peuvent alors être fabriqués à l'identique de manière à couvrir la totalité de la plage du multiplexeur (à condition que la plage de gain des RSOA soit suffisamment large), permettant ainsi de réduire les coûts de production. Un autre avantage concerne le miroir : dans cette architecture, même si chaque canal du multiplexeur nécessite un RSOA, le miroir, en plus d'être un élément passif, peut être partagé entre tous les canaux et tous les RSOA.

Dans le cas d'applications en télécommunications optiques, de la fibre standard dite « de cavité » (ou parfois « drop »), de plusieurs kilomètres de long sera introduite entre le RSOA et le multiplexeur. Ceci aura pour effets de rallonger considérablement le trajet de la lumière sur un aller-retour, ainsi que d'augmenter les pertes optiques, tout en permettant d'avantage de flexibilité dans le réseau. De la fibre peut également être ajoutée entre le coupleur et le démultiplexeur, de manière à augmenter la distance de transmission.

4.3.3 Intérêt des composants Faraday pour le verrouillage de polarisation

Le fonctionnement basique de la source optique self-seeded a été succinctement décrit. Cependant, la précédente explication repose sur une description scalaire de la lumière. On a, pour des raisons de simplification, négligé le caractère vectoriel du champ électrique lumineux, et donc, l'état de polarisation de la lumière. Celui-ci évolue en effet lors de la propagation de la lumière

dans la fibre optique. Dans le pire cas, l'état de polarisation de la lumière ayant réalisé un aller-retour dans le système peut se trouver perpendiculaire à l'axe d'amplification du RSOA et donc ne pas être amplifié. Dans la réalité ce problème a été résolu théoriquement et en pratique grâce à des composants à effet « Faraday » [123, 129, 130] : celui-ci consiste en une interaction entre la lumière et la matière par le biais d'un champ magnétique. Ceci entraine une rotation de la polarisation de la lumière, en fonction de la longueur du matériau produisant le champ magnétique ainsi que de l'intensité du champ magnétique lui-même et de caractéristiques intrinsèques au matériau.

Dans notre cas d'usage, l'utilisation de deux composants est nécessaire :

- un rotateur de Faraday qui tourne la polarisation de 45°, placé entre le RSOA et la fibre (voir figure 4.12),
- un miroir de Faraday qui tourne la polarisation de 90° tout en réfléchissant la lumière. Il est placé après le coupleur commun, comme sur la figure 4.12.

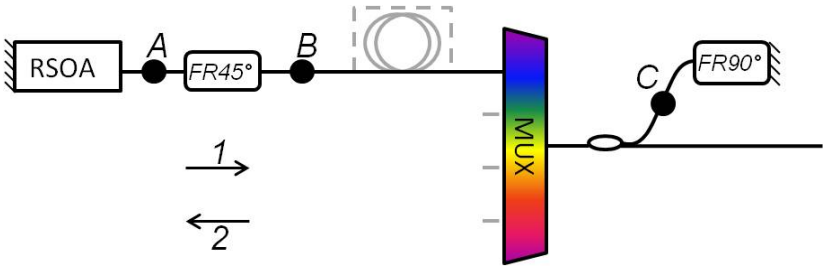

FIGURE 4.12 – Source Self-Seeded classique avec composants Faraday.

Le *formalisme de Jones* permet de démontrer mathématiquement l'effet de ces composants. On négligera l'atténuation du signal lors de sa propagation (supposée identique sur les deux axes de polarisation) ainsi que la latence introduite par le temps de propagation, pour ne s'intéresser qu'au déphasage relatif entre les deux axes de polarisation, et donc, à l'état de polarisation.

On considère que les composants optiques passifs séparant les points B et C (fibre de cavité, MUX et coupleur) modifient la polarisation de manière aléatoire. On utilise pour les décrire deux matrices. La première, « $R(\theta)$ » est une matrice de rotation d'angle « θ » autorisant le passage d'un référentiel quelconque vers un référentiel dans lequel la polarisation du faisceau incident sera représentée par une ellipse dont les axes principaux sont perpendiculaires ou parallèles aux axes du référentiel. De la même manière, les polarisations rectilignes sont ramenées sur ces axes.

$$R(\theta) = \begin{pmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{pmatrix} \tag{4.1}$$

On introduit alors une seconde matrice de Jones, « $D(\phi)$ », entrainant un déphasage dépendant de l'angle « ϕ » entre les deux axes de polarisation. De cette manière, on peut à partir d'un état de polarisation donné et dont les axes principaux sont désormais les axes du référentiel, balayer les états suivants : polarisation verticale, ellipse avec un grand axe vertical (gauche et droite), polarisation circulaire (gauche et droite), ellipse avec un grand axe horizontal (gauche et droite), polarisation horizontale. L'association des matrices $R(\theta)$ et $D(\phi)$ permet alors de couvrir l'ensemble des changements de polarisation que le signal peut subir entre deux points du montage, quelque soit l'état de polarisation incident.

$$D(\phi) = \begin{pmatrix} e^{j\phi/2} & 0 \\ 0 & e^{-j\phi/2} \end{pmatrix} \tag{4.2}$$

On considère de la même manière que les composants Faraday entrainent une rotation de polarisation pouvant être décrite par les *matrices de Jones* suivantes :

$$FR90° = R(90°) = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \tag{4.3}$$

$$FR45° = R(45°) = \frac{\sqrt{2}}{2}\begin{pmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{pmatrix} \tag{4.4}$$

L'intérêt du miroir de Faraday-90° (seul) est tout d'abord démontré.

On considère un faisceau noté $\overrightarrow{E_{B1}}$ dans un état de polarisation quelconque, atteignant le point B et se propageant dans le sens "1" sur la figure 4.12. Lors de sa propagation entre les points "B" et "C" dans le sens "1", le faisceau subit les modifications de polarisation induites par la biréfringence des éléments passifs. Celles-ci peuvent être modélisées par l'application d'une rotation $R(\theta)$ d'angle θ permettant de se situer dans un référentiel adapté, suivi d'un déphasage $D(\phi)$ lui aussi aléatoire. Passé le point "C", la polarisation du faisceau est tournée de 90° par le miroir de Faraday (matrice FR90°). Le signal est retourné en direction du point "B" (sens "2" de la figure 4.12). Ce faisant, puisque les composantes de chaque axe ont été inversées par le miroir de Faraday, ces composantes accumulent chacune le retard que l'autre composante avait pris à l'aller. Il ne reste qu'à tourner les polarisations d'un angle « - θ » de manière à les ramener dans le référentiel de départ. Ce raisonnement, démontré mathématiquement par l'expression 4.5, montre qu'un champ électrique faisant un aller-retour du point B au point B ne « voit » qu'une rotation de 90° de sa polarisation, quelque soit la biréfringence des composants passifs.

$$\begin{aligned} \overrightarrow{E_{B2}} &= R^{-1}(\theta) \cdot D(\phi) \cdot FR90° \cdot D(\phi) \cdot R(\theta) \cdot \overrightarrow{E_{B1}} \\ &= R(-\theta) \cdot FR90° \cdot R(\theta) \cdot \overrightarrow{E_{B1}} \\ &= R(90°) \cdot \overrightarrow{E_{B1}} \end{aligned} \tag{4.5}$$

Il est cependant préférable d'obtenir un signal réfléchi qui ne soit non pas dans un état de polarisation orthogonal à celui du signal original, mais parallèle au signal original. C'est ce que permet le rotateur de Faraday-45° sur un aller-retour du point "A" au point "A" de la figure 4.12. En effet, placé après le RSOA, entre le point "A" et le point "B", le rotateur de Faraday-45° permet de tourner de 45° l'état de polarisation d'un signal initialement en "A" et se propageant dans le sens "1" (voir figure 4.12). L'aller-retour du point "B" au point "B" se simplifie comme on le sait (voir expression 4.5) en une simple rotation de 90°. Dès lors, le second passage dans le rotateur de Faraday 45° (dans le sens "2" cette fois) permet de compléter le demi-tour : comme le montre l'expression 4.6, la polarisation du signal subit sur un aller-retour du point "A" au point "A" une rotation de 180°. Le signal émis par le RSOA lui revient donc dans le même état de polarisation.

$$\begin{aligned} \overrightarrow{E_{A2}} &= FR45° \cdot R(90°) \cdot \overrightarrow{E_{B1}} \\ &= FR45° \cdot R(90°) \cdot FR45° \cdot \overrightarrow{E_{A1}} \\ &= R(180°) \cdot \overrightarrow{E_{A1}} \end{aligned} \tag{4.6}$$

Il est important de comprendre ici l'importance du miroir de Faraday-90° : celui-ci permet à chacune des deux composantes du champ électrique de compenser au retour (sens "2" de la figure 4.12) le décalage de phase prise avec l'autre composante à l'aller (sens "1"). Un miroir de Faraday tournant la polarisation de 180° par exemple n'aurait permis que de doubler le décalage de phase, sans compenser la biréfringence.

Les composants Faraday (miroir-90° et rotateur-45°) ont ainsi pour rôle de verrouiller l'état de polarisation sur un aller-retour, en compensant les effets de la biréfringence de la fibre de

cavité. Ceux-ci ne compensent cependant pas la biréfringence introduite par le tronçon de fibre séparant le RSOA du rotateur de Faraday sur la figure 4.12.

Il a été observé expérimentalement que l'absence de composants Faraday combinée à de mauvais états de polarisation pouvait entraîner une extinction du phénomène de self-seeding. Des travaux ont été menés sur d'autres techniques de stabilisation de la polarisation utilisant d'autres composants que les Faraday [131], mais ceci ne sera pas développé ici.

4.3.4 Différentes architectures

L'architecture classique précédemment présentée n'est pas la seule qui ait été étudiée. Elle est pourtant la première à avoir été proposée [132]. Celle-ci est à nouveau présentée figure 4.13, dans le cadre cependant d'une réelle architecture de multiplexage en longueur d'onde.

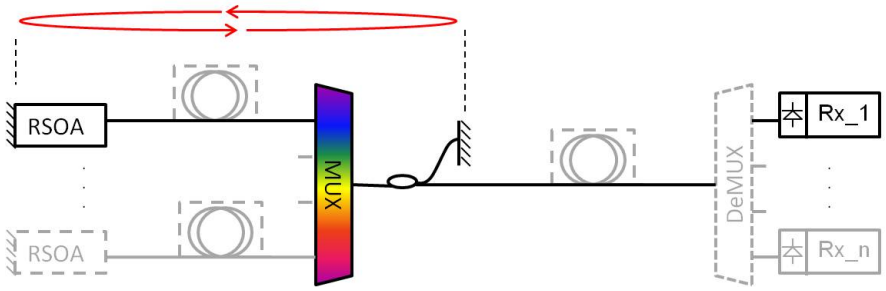

FIGURE 4.13 – Self-Seeded classique. Architecture simplifiée.

De nombreux travaux ont aussi été menés sur une autre architecture dite « Amplified Self-Seeded » ou « Face-To-Face Self-Seeded ». Celle-ci consiste à déplacer le miroir de l'architecture classique après le démultiplexeur. Du fait du rallongement du trajet optique, il est utile de remplacer le miroir déjà déporté par un second RSOA, de manière à redonner de la puissance au signal en plus de le réfléchir, comme sur la figure 4.14.

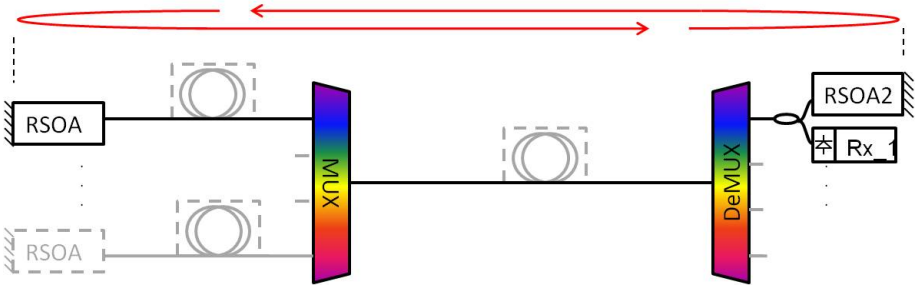

FIGURE 4.14 – Self-Seeded « Face-To-Face », ou « Amplified ». Architecture simplifiée.

De cette manière il n'est plus nécessaire d'avoir des composants entre multiplexeur et démultiplexeur (coupleur et miroir, dans l'architecture self-seeded classique), ce qui laisse plus d'ouverture à une coexistence du système avec une technologie de multiplexage en longueur d'onde classique. La cavité de la source optique est alors le lien de transmission optique en entier. Le second RSOA a aussi l'avantage de pouvoir effacer une partie des données et lisser la porteuse de manière à en limiter le bruit, lorsqu'il fonctionne en régime saturé (voir figure 4.10 page 107). Cette architecture a d'abord reçu le nom de « amplified », du fait de la présence d'un second RSOA qui ré-amplifie le signal. Le nom de « Face-To-Face »a également été suggéré dans le but d'éviter la confusion avec une architecture où l'on introduit des SOA qui viennent amplifier le signal entre multiplexeur et démultiplexeur (en plus des deux RSOA présents à chaque bout du lien).

D'autres architectures ont été proposées, la plupart dérivées de ces deux précédentes architectures, à la différence près que le second RSOA était remplacé par un miroir, le miroir de l'architecture classique par un RSOA, le second RSOA par un SOA et un miroir, etc.

Les expérimentations présentées dans ce chapitre n'ont cependant été menées que sur les deux architectures dites "classique" et "Face-to-Face".

4.4 Principales performances (en bande C)

Plusieurs laboratoires, aussi bien académiques qu'industriels, se sont attelés à l'étude de la source self-seeded sous ses différentes formes. La figure 4.15 récapitule les performances records du self-seeded en bande C des télécommunications (1530-1565nm) aussi bien en termes de débit que de portée totale, cette dernière étant définie ici comme la somme de la longueur de cavité et de la longueur de transmission. La longueur de la cavité est affichée entre crochets pour chaque point, et le lecteur pourra se référer au tableau 4.2 pour retrouver les références associées.

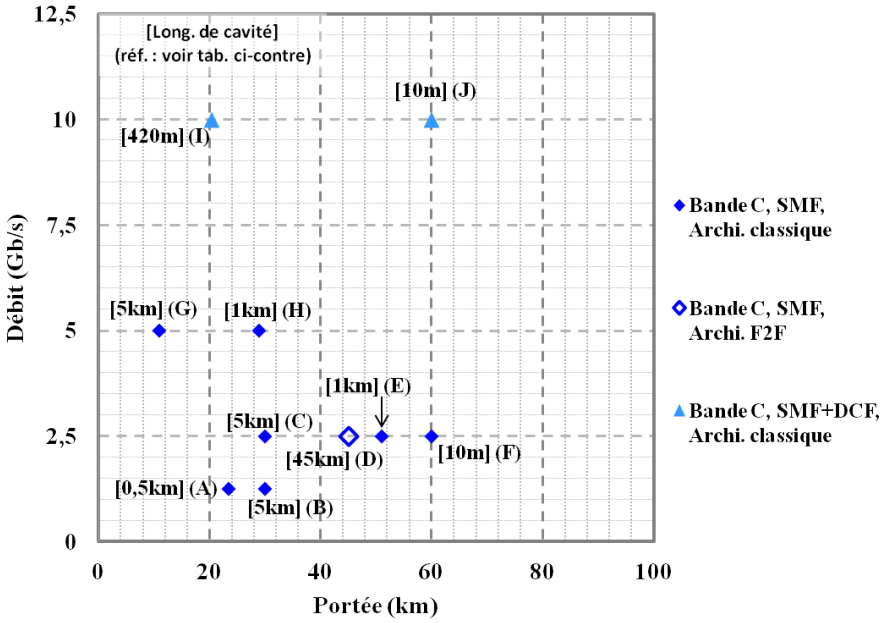

FIGURE 4.15 – Récapitulatif des performances record du self-seeded en bande C. Les longueurs de cavité apparaissent à proximité des points. Les correspondances entre les lettres de chaque point et la publication associée sont données dans le tableau 4.2. L'abscisse (*portée*) considère la distance entre le RSOA et le récepteur, c'est-à-dire la somme de la longueur de cavité et de la longueur de transmission.

Lettre	Référence
A :	[133]
B :	[134]
C :	[135] (ERMES)
D :	[135] (ERMES)
E :	[126] (ERMES)
F :	[136] (ERMES)
G :	[137] (ERMES)
H :	[136] (ERMES)
I :	[126] (ERMES)
J :	[138] (ERMES)

TABLE 4.2 – Correspondances entre les points de la figure 4.15 et les publications.

Le projet européen *ERMES* [139] ainsi que les équipes qui y participaient ont beaucoup contribué à démontrer en laboratoire l'intérêt et les principales performances de ce type de source. Parmi les différents partenaires du projet, on notera l'apport du laboratoire français *III-V Lab*, qui a réalisé des RSOA particulièrement performants, ainsi que la contribution du leader du projet, l'université « Politecnico Di Milano » (appelé *PoliMi*) à Milan, qui a réalisé de nombreuses performances. Le laboratoire d'Orange Labs à Lannion était également un acteur important de ce projet.

Dans le cadre du projet ERMES, les études ont principalement été menées en bande C des télécommunications. Cette bande est la plus utilisée en télécommunications optiques, car elle correspond au minimum d'atténuation de la fibre optique standard (ITU-T G.652). Il a été montré par PoliMi [137] avec l'architecture classique que des performances étaient possibles

jusqu'à des débits de 5Gb/s. Orange Labs a aussi montré la possibilité d'atteindre des portées de 60km [136], et que l'architecture Face-to-Face en bande C permettait de réaliser des liens de 45km de long [135]. L'augmentation de la longueur de cavité s'est avérée difficile, puisqu'il est apparu qu'elle réduisait considérablement les performances [135]. Cela est dû à la dispersion chromatique dans la bande de longueur d'onde de travail et à la nature de la source. En effet, si dans le cas d'une transmission classique à base de lasers la dispersion chromatique en bande C peut être négligée sur des courtes distances, cela est moins vrai pour le self-seeded. Nous savons que la lumière doit faire plusieurs allers-retours entre miroir et RSOA pour stabiliser la longueur d'onde et la puissance. Or, la dispersion chromatique va s'accumuler à chaque aller-retour dans la cavité, contrairement au cas d'un faisceau issu d'un laser qui ne ferait qu'un simple aller. De plus, le spectre optique de la source self-seeded est défini par le canal du multiplexeur associé. Ce spectre self-seeded est alors globalement plus large que celui d'un laser semi-conducteur monomode, et donc plus sensible à la dispersion chromatique lors de la transmission du signal entre la sortie de la cavité et le récepteur.

L'utilisation de fibre à dispersion chromatique décalée, ne présentant pas de dispersion dans la bande C, a montré la possibilité d'augmenter les performances (en architecture classique) jusqu'à 10Gb/s [138, 126]. Ce type de fibre optique, bien qu'utilisé dans le réseau cœur, n'est pas déployé pour le réseau d'accès. Son déploiement sur le terrain impliquerait de repenser le renouvellement du réseau, en laissant de côté le travail de déploiement déjà réalisé, chose difficilement envisageable du fait des coûts impliqués.

Les contributeurs du projet ERMES se sont concentrés à la fin du projet (qui correspond au début de cette thèse) sur la réalisation de sources self-seeded en bande O des télécommunications (1260-1360nm), bande optique qui présente l'avantage d'être centrée sur le minimum de dispersion chromatique de la fibre optique standard. Le projet français ANR-LAMPION [140], dont Orange est le meneur, a pris la suite du projet ERMES, dans le but de montrer les possibilités de la source self-seeded en bande O des télécommunications optiques.

4.5 Le self-seeded en bande O hors modulation

Cette section a pour objectif de mettre en évidence le fonctionnement des sources self-seeded en bande O, en dehors des cas de transmission de données.

Sauf mention contraire, on considérera tout au long de cette partie l'utilisation d'un RSOA à puits quantiques (Multi Quantum Well (MQW)) à haute dépendance du gain en polarisation (High Polarization Dependence Gain (HPDG)) pour réaliser la source self-seeded, le plus souvent soumis à un courant continu de 100mA. De la même manière, le filtre associé sera généralement un multiplexeur à quatre canaux de marque « AFOP », de 150GHz de largeur à mi-hauteur et de 200GHz d'espacement entre canaux. Le choix de ce filtre a été motivé par ses faibles pertes d'insertion (2dB environ) ainsi que par l'accord avec la bande optique de gain du RSOA. Le canal le plus souvent utilisé sera centré à 1325.8nm, pour des raisons de proximité avec le maximum de gain du RSOA. Des composants Faraday (miroir, et rotateur, en bande O) permettront la stabilisation de la longueur d'onde tandis qu'un coupleur, dont la symétrie sera précisée, permettra d'extraire une partie du signal.

Les premières expérimentations réalisées au sein du projet européen ERMES sur des RSOA en bande C ont mené à la conclusion que la dispersion chromatique était la principale responsable de la limitation des performances. Ceci est particulièrement vrai lorsque l'on souhaite, pour nos futures applications, augmenter la distance entre la puce et le miroir. En effet, on sait qu'il est nécessaire que la lumière fasse plusieurs allers-retours dans la cavité pour que le faisceau se stabilise spectralement. Or, la dispersion s'accumule à chaque aller-retour.

Pour cette raison, des composants fonctionnant en bande O, proche du minimum de dispersion chromatique, ont été réalisés par le laboratoire III-V Lab. Ceux-ci ont été étudiés dans le cadre de la fin du projet ERMES [139] et dans celui du projet français LAMPION [140] qui globalement

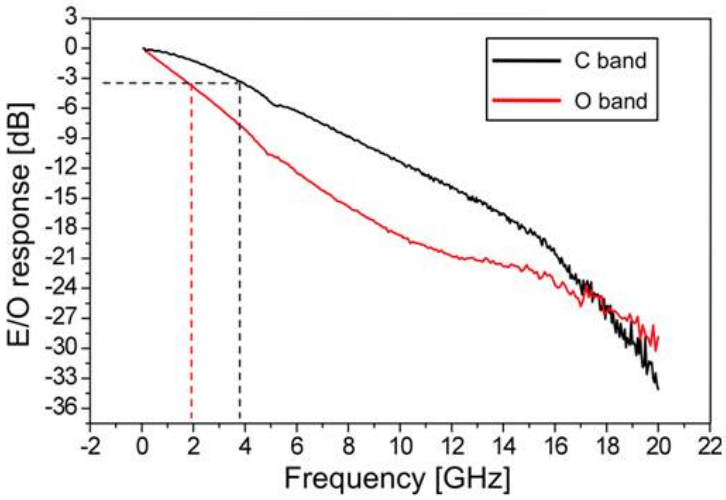

FIGURE 4.16 – Bande passante comparée de RSOA en bande C (noir) en bande O (rouge) [126].

reprend la suite du projet ERMES.

La bande O a donc l'avantage de présenter le minimum de dispersion chromatique des fibres optiques monomodes standards (ITU-T G.652). On peut alors s'affranchir, en plus des problèmes de dispersion, des problèmes liés au « chirp » de la source considérée ([141]. Cependant, le premier inconvénient lié à l'utilisation de cette bande spectrale vient du fait que l'atténuation y est légèrement plus élevée qu'en bande C : environ 0.3dB/km, contrairement à 0.2dB/km en bande C (pour des fibres optiques monomodes standards ITU-T G.652). Le second inconvénient vient du composant RSOA lui-même : si la bande passante des RSOA en bande C des projets ERMES/LAMPION est limitée à environ 4GHz (voir figure 4.16), celle des composants en bande O est de l'ordre de 2GHz, à courant égal [126]. Ceci aura évidemment un impact non-négligeable sur les débits de transmission.

4.5.1 Mise en évidence du fonctionnement statique en puissance

La puissance en fonction du courant du RSOA et de l'atténuation dans la cavité est représentée sur la figure 4.17 pour deux types de sources optiques : celle de droite (figure 4.17.a) correspond à une source self-seeded classique avec composants Faraday, tandis que celle de gauche (figure 4.17.b) correspond à une source "découpée" (ou "sliced") avec un RSOA pour source large spectre (voir page 98). Cette dernière correspond en fait à la source self-seeded, sans le miroir. Le faisceau optique émergeant est alors constitué de l'émission spontanée amplifiée (ASE) du RSOA, filtrée par le canal du multiplexeur. L'atténuation affichée correspond à celle de l'atténuateur variable inséré dans la cavité (hors pertes d'insertion).

On constate, sur la figure 4.17, que la puissance optique de la source self-seeded est (ici) vingt à trente fois supérieure à celle de l'ASE filtré sur le même spectre, ce qui montre bien la faculté de la source self-seeded à concentrer l'énergie lumineuse du RSOA sur la plage spectrale correspondant au canal du multiplexeur.

Outre cette observation, il est intéressant de constater le fonctionnement laser de la source self-seeded : en effet, on voit l'apparition d'un seuil entre vingt et trente milliampères pour le self-seeded (figure 4.17.b, en bas) qui n'est pas présent pour l'ASE filtré (figure 4.17.a, en bas). Ce seuil correspond à la valeur du courant pour laquelle les pertes subies par le faisceau lumineux ayant réalisé un aller-retour dans la cavité résonante sont compensées par le gain du RSOA. On peut en effet constater que ce seuil se décale puisqu'il faut plus de courant, donc plus de gain, pour compenser les pertes que l'on introduit grâce à l'atténuateur variable. Ce seuil correspond aussi théoriquement à la limite entre la domination du régime d'émission spontanée (pour des courants inférieurs au seuil) et de celui d'émission stimulée (pour des courants supérieurs au seuil).

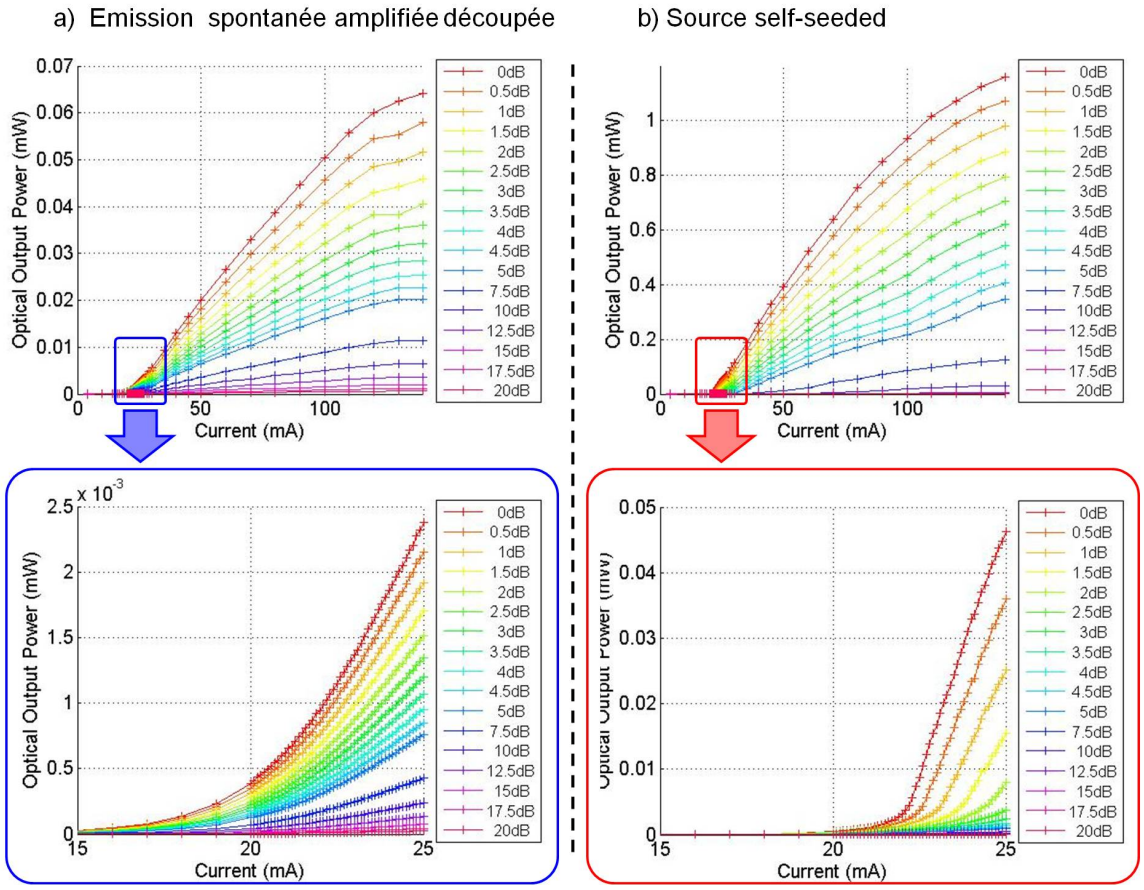

FIGURE 4.17 – Puissance en fonction du courant d'alimentation et de l'atténuation dans la cavité pour a) la source à émission spontanée amplifiée découpée, et b) la source self-seeded.

Les courbes d'émission spontanée sont quant à elles similaires entre-elles (voir figure 4.17.a), au facteur d'atténuation près.

4.5.2 Mise en évidence spectrale

La figure 4.18 présente des spectres d'émission spontanée amplifiée, d'émission spontanée amplifiée découpée et de self-seeded réalisées dans les même conditions : RSOA alimenté par un courant de 100mA, filtre AFOP plat (canal 1325.8 de 150GHz de largeur à mi-hauteur, coupleur 50/50). La puissance optique moyenne mesurée est de +10.6dBm pour l'ASE, après le rotateur de Faraday à 45° ; celle de l'ASE découpé est de -10.9dBm à la sortie du multiplexeur, tandis que celle du self-seeded est de +3.4dBm au même endroit lorsque le miroir de Faraday est remis dans le montage.

En comparant les spectres d'ASE et d'ASE découpé de la figure 4.18, on constate que leurs formes sont identiques dans la bande passante du canal du multiplexeur. On remarque également les oscillations résiduelles héritées des imperfections du traitement anti-reflet de la face avant du RSOA. Ceci peut être vérifié aisément en utilisant les modèles simples de cavités résonantes de type Fabry-Pérot de manière à vérifier que la période des oscillations correspond bien à la longueur du RSOA (1mm). En effet, l'Intervalle Spectral Libre (ISL) peut être calculé de la manière suivante : $ISL(nm) = \lambda^2/2nL$, avec L la longueur de cavité ($\approx 1mm$), n l'indice du matériau semi-conducteur (≈ 3.5), et λ la longueur d'onde centrale d'émission ($\approx 1325nm$), ce qui donne un ISL de $\approx 0.25nm$, conforme à l'observation.

On observe également que les oscillations résiduelles du self-seeded ne sont pas en phase avec celles de l'ASE et de l'ASE découpé. Il a en fait été observé que l'indice moyen de propagation de

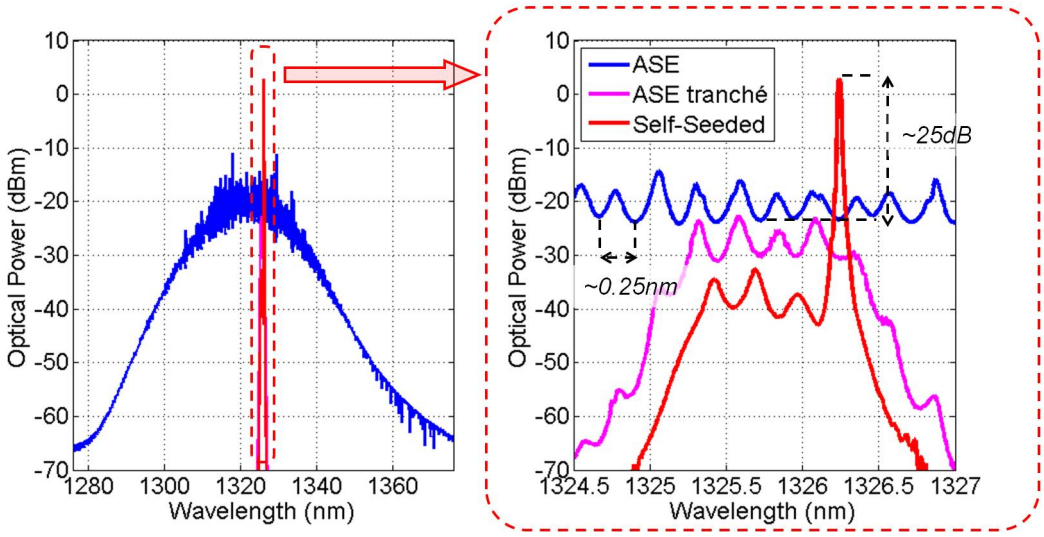

FIGURE 4.18 – Spectres comparés de l'ASE du RSOA (bleu), de l'ASE filtré (magenta), et du self-seeded (rouge) [Résolution : 20pm].

la lumière dans le RSOA, et donc la position des maximums des oscillations, variait en fonction de la densité de porteurs au sein du matériau et de la densité de photons incidents, donc avec la puissance optique qui atteint le RSOA et avec le courant imposé au RSOA. Lorsque que l'on ferme la cavité en insérant le miroir, on modifie la puissance du faisceau qui revient au RSOA. C'est pour cette raison que la position des maximums de résonance résiduelle est légèrement modifiée.

On peut aussi constater spectralement l'effet de la rétroaction sur le RSOA : le self-seeded (en rouge) présente une puissance pic bien plus élevée que celle de l'ASE découpé (25dB environ dans ce cas). On notera d'ailleurs que ce pic se trouve sur un maximum d'oscillation résiduelle, puisque c'est là que se trouvent les maximums de puissance optique.

Il est intéressant de noter que le maximum se stabilise toujours sur les hautes longueurs d'onde du canal du multiplexeur (que ce soit en bande O ou en bande C). Il semblerait que ce phénomène soit induit par *l'effet Bogatov* [142], qui introduit une asymétrie dans le gain du RSOA, privilégiant les hautes longueurs d'onde du canal du multiplexeur.

4.5.3 Temps d'établissement du phénomène (et potentialité de mode burst)

L'établissement de la longueur d'onde de la source a été précédemment expliqué (voir page 108). Celui-ci nécessite plusieurs allers-retours entre le RSOA et le miroir de Faraday. Or, la puissance optique en sortie du coupleur n'est pas stable durant cette phase, comme le montre la figure 4.19 qui présente la réponse optique de la source self-seeded lorsque le RSOA est stimulé par un créneau électrique de 100mA durant 300µs, répété toutes les 400µs. La longueur de cavité est dans un premier temps de 10m environ, puis à nouveau 10m mais cette fois en ajoutant une atténuation fixe dans la cavité (4dB), et enfin de 3km (sans atténuation fixe ajoutée). On peut observer sur la figure 4.19 la montée graduelle de la puissance du signal optique, sous forme d'échelons, dans les trois cas de figure. Chaque nouvel échelon correspond à l'amplification par le RSOA du signal précédemment émis ayant parcouru un aller-retour. La durée de ces échelons correspond au temps d'aller retour de la lumière dans une fibre optique : $\Delta t = 2.L.n/C$, avec n l'indice effectif de propagation de la lumière dans la fibre optique (≈ 1.5), C la vitesse de la lumière dans le vide, et L la longueur de cavité, ce qui donne environ $100ns$ pour la cavité de 10m (avec ou sans atténuation ajoutée), et environ $30\mu s$ pour la cavité de 3km.

Le nombre d'allers-retours que doit effectuer le signal avant de se stabiliser dépend de la longueur de la cavité (voir la différence entre les figures 4.19.a et 4.19.c), mais aussi des pertes

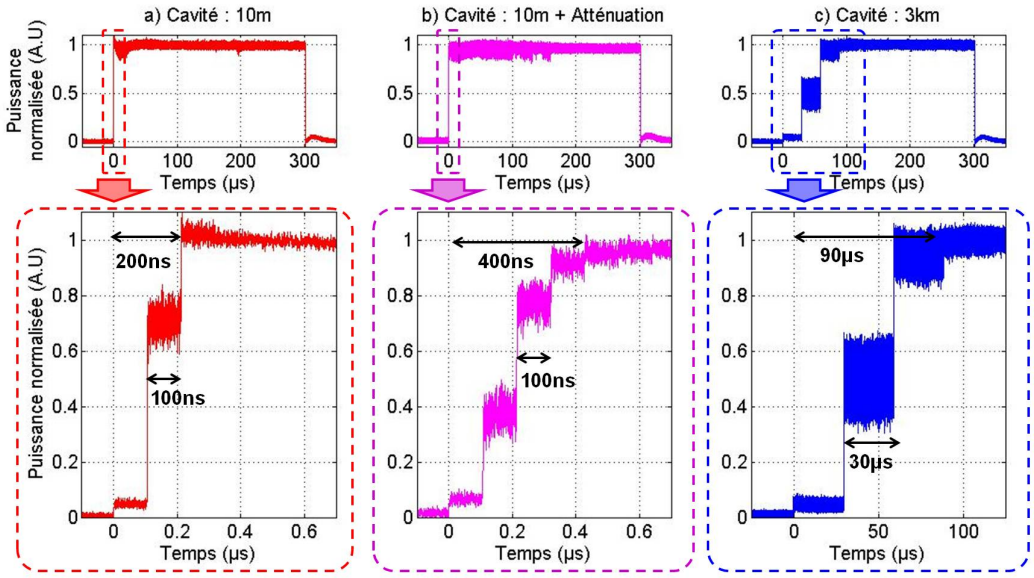

FIGURE 4.19 – Mise en évidence de la montée graduelle de la puissance optique du self-seeded pour une cavité de 10m (a), une cavité de 10m où 4dB de pertes sont insérées comparé au premier cas (b), et pour une longueur de cavité de 3km sans atténuation additionnelle (c).

lors de la propagation (voir la différence entre les figures 4.19.a et 4.19.b), et de la capacité du RSOA à compenser ces pertes, donc de son gain et du courant appliqué. Il a été observé que ce nombre d'allers-retours nécessaire à la stabilisation de la puissance optique en sortie est généralement compris entre 1 et 10 [143]. Pour cette raison, la source self-seeded s'avère difficilement utilisable pour les technologies fonctionnant sur la base d'un multiplexage temporel (TDMA). Ceci implique en particulier le sens montant des technologies GPON, XG-PON, NG-PON2-TWDM, qui fonctionnent sur une topologie point-à-multipoint avec émission de bursts (voir pages 12 et 16). En effet, le début du burst, qui contient la phase de préambule nécessaire à la détection complète du burst (voir figure 1.7 page 13), serait nécessairement tronquée durant un temps variable. Sur les exemples de la figure 4.19, ce temps serait de :

- deux allers-retours, soit $\Delta t = 200ns$ pour le cas a) (cavité de 10m sans ajout d'atténuation),
- quatre allers-retours, soit $\Delta t = 400ns$ pour le cas b) (cavité de 10m avec ajout d'atténuation),
- trois allers-retours, soit $\Delta t = 100\mu s$ pour la cavité de 3km (cavité de 3km sans ajout d'atténuation).

On rappelle que le temps de cycle d'un burst est généralement de 125µs. Une utilisation du self-seeded en mode burst nécessiterait donc des cavités particulièrement courtes et de limiter les pertes intra-cavité. De plus, il a été démontré dans le cadre du projet ERMES que le nombre d'allers-retours dans la cavité permettant au spectre optique de se stabiliser était dix à cent fois supérieur au nombre d'allers-retours nécessaire à la stabilisation de la puissance [143]. Le nombre d'allers-retours permettant au signal en mode burst de se stabiliser est en réalité similaire à celui entrainant la stabilisation du spectre optique [144], et donc, dix à cent fois supérieur au temps de stabilisation de la puissance, écartant toute possibilité de transmission en mode burst et de TDMA.

4.5.4 Détection directe : battement self-seeded/self-seeded

Les figures 4.20.a, 4.20.b et 4.20.c présentent le spectre électrique du signal optique émis par le self-seeded et directement détecté par une photodiode, pour différentes longueurs de cavité. Lorsqu'une résolution suffisante est utilisée, ces mesures laissent apparaître des pics de résonances

dont l'espacement dépend de la longueur de cavité considérée : de 8.36MHz pour une cavité de 12m, à 4kHz pour une cavité de 25km. Ces valeurs mettent en évidence le comportement multi-modal de la source, puisque ces valeurs correspondent aux maximums de résonances des cavités de type Fabry-Perot. Là encore, d'après ce modèle simple, les modes sont espacés d'un ISL dont la valeur est donnée en Hertz par l'expression $ISL(Hz) = C/(2nL)$, avec à nouveau L la longueur de cavité (de 12m à 25km dans ces expérimentions), n l'indice de la fibre optique (≈ 1.5) qui constitue la majeure partie de la cavité (on négligera le RSOA et sa longueur de 1mm), et C la vitesse de la lumière dans le vide. Comme le montre la figure 4.20.d, les observations expérimentales sont en parfait accord avec ce modèle.

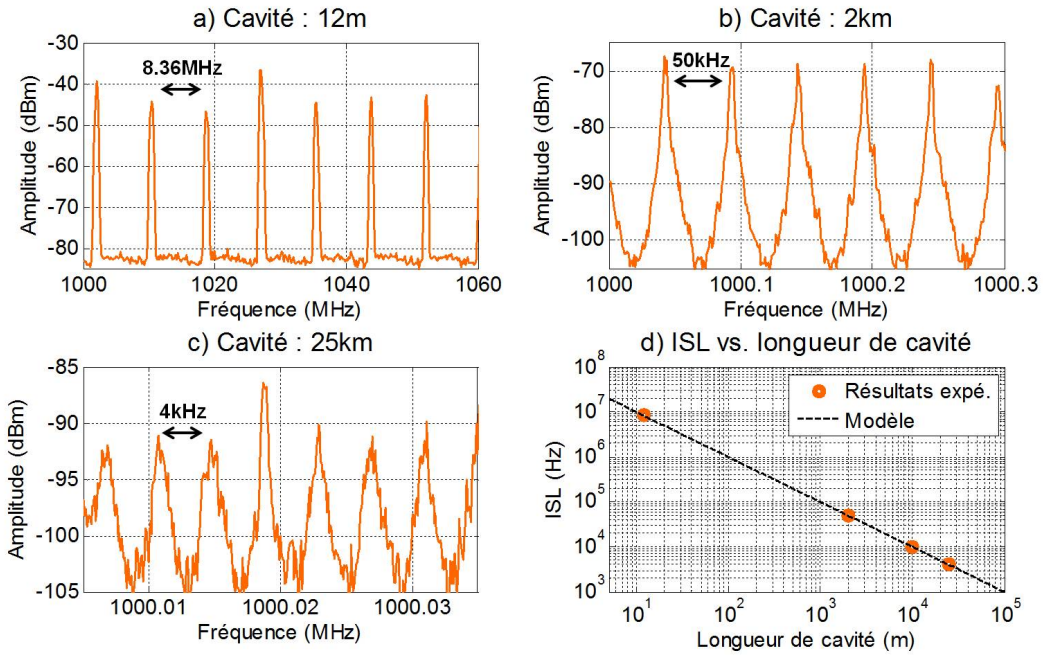

FIGURE 4.20 – a,b,c : Spectres électriques des signaux optiques directement détectés, pour différentes longueurs de cavité. d : Intervalles Spectraux Libres en fonction de la longueur de cavité.

Les résonances observées sur la figure 4.20 ne correspondent en réalité pas à une observation directe des modes de la source optique, mais aux battements de ceux-ci. On rappelle que ces observations ont été réalisées par détection directe, ce qui implique la détection quadratique du champ électrique lumineux. Le courant électrique généré par la photodiode est alors proportionnel au carré du module du champ électrique reçu par la photodiode.

Supposons tout de même que la source présente un caractère multimode. Dès lors, l'expression du champ électrique émis par la source peut être définie comme la somme des champs électriques de N modes, à l'instar de l'expression 4.7.

$$E_1(t) = \sum_{n=1}^{N} \rho_n(t) e^{j2\pi\nu_n t} \tag{4.7}$$

La fonction $\rho_n(t)$ décrit les fluctuations d'amplitude du mode n de fréquence ν_n. Les modes sont supposés être espacés d'une valeur $\nu_{n+1} - \nu_n = ISL$.

La détection directe implique alors que le courant électrique $i(t)$ en sortie de la photodiode (dont on a observé les spectres sur la figure 4.20) ait la forme de l'expression 4.8 (à une constante près).

$$i_1(t) = |E_1(t)|^2 = \left(\sum_{n=1}^{N} \rho_n(t) e^{j2\pi\nu_n t}\right) \cdot \overline{\left(\sum_{n=1}^{N} \rho_n(t) e^{j2\pi\nu_n t}\right)} \tag{4.8}$$

Si l'on se place par exemple dans un cas à $N = 3$ modes, alors les calculs permettent de décomposer le courant $i_1(t)$ sous la forme de trois contributions données par l'expression 4.9 :

$$\begin{aligned} i_1(t) = {} & \rho_1(t)^2 + \rho_2(t)^2 + \rho_3(t)^2 \\ & + cos(ISL \times 2\pi t).\,[2\rho_1(t)\rho_2(t) + 2\rho_2(t)\rho_3(t)] \\ & + cos([2 \times ISL] \times 2\pi t).\,[2\rho_1(t)\rho_3(t)] \end{aligned} \tag{4.9}$$

- La somme des $N = 3$ termes de la forme $\rho_n(t)^2$, qui constitue une composante continue.
- La somme des $N - 1 = 2$ termes de la forme $2\rho_n(t)\rho_{n+1}(t)cos(ISL \times 2\pi t)$, qui correspond aux battements du premier mode avec le second et du second avec le troisième, oscillants à la fréquence $\nu_2 - \nu_1 = \nu_3 - \nu_2 = ISL$.
- L'unique terme (car $N-2 = 1$) de la forme $2\rho_n(t)\rho_{n+2}(t)cos([2\times ISL]\times 2\pi t)$, qui correspond au battement du premier mode avec le troisième, oscillant à la fréquence $\nu_3 - \nu_1 = 2 \times ISL$.

Le raisonnement peut être étendu lorsque le nombre N de modes est supérieur à 3, ce qui est le cas de la source self-seeded. Dans ce cas, la résonance observée sur le spectre pour une quelconque fréquence $f = n \times ISL$ (n entier) correspond à la somme des modes battants à cette fréquence : le battement entre le mode n°1 et mode n°(n) (terme en $\rho_1(t)\rho_n(t)cos\{[\nu_n - \nu_1] \times 2\pi t\}$), associé au battement entre le mode n°2 (terme en $\rho_2(t)\rho_{n+1}(t)cos\{[\nu_{n+1} - \nu_2] \times 2\pi t\}$) et mode n°($n + 1$), également associé au battement entre le mode n°3 et mode n°($n + 2$) (terme en $\rho_3(t)\rho_{n+2}(t)cos\{[\nu_{n+2} - \nu_3] \times 2\pi t\}$) etc.

L'application de la transformée de Fourier à l'expression 4.8 permet de voir que le courant détecté correspond à la convolution du champ électrique émis par le self-seeded, avec son conjugué.

L'observation des fluctuations temporelles du signal autour d'une fréquence $f = n \times ISL$ suite à une détection directe ne constitue donc pas une observation directe des fluctuations temporelles du mode optique. Il existe cependant des moyens d'observer les agitations du mode optique, comme on va le montrer dans le paragraphe suivant.

4.5.5 Comportement temporel des modes longitudinaux de la source

4.5.5.1 Montage et observations

La figure 4.21.a propose le montage expérimental utilisé pour réaliser l'observation directe de l'amplitude $\rho_n(t)$ des modes optique de la source self-seeded. Pour se faire, le signal optique issu de la source self-seeded est tout d'abord filtré dans le domaine optique (voir figure 4.21.b, qui représente schématiquement le spectre de la figure 4.18). Un Contrôleur de Polarisation (CP) et un Séparateur de Polarisation (SP) permettent d'optimiser la polarisation de manière à ce qu'un maximum de puissance du signal soit envoyé sur l'axe rapide d'une fibre monomode à maintien de polarisation. Le signal issu de la source self-seeded est alors mélangé avec le signal optique d'un Oscillateur Local (OL) dont la longueur d'onde $\lambda_{OL} = C/\nu_{OL}$ est proche de la longueur d'onde centrale $\lambda_{filt} = C/\nu_{filt}$ du filtre optique. Le signal optique mélangé est finalement détectée par une photodiode. Ce champ électrique avant détection est donné par l'expression 4.10, où ρ_{ol} et ν_{ol} sont respectivement l'amplitude et la fréquence du champ électrique de l'oscillateur local.

$$E_2(t) = \rho_{ol} e^{j2\pi\nu_{ol}t} + \sum_{n=1}^{N} \rho_n(t) e^{j2\pi\nu_n t} = (\text{OL} + \text{SS}) \tag{4.10}$$

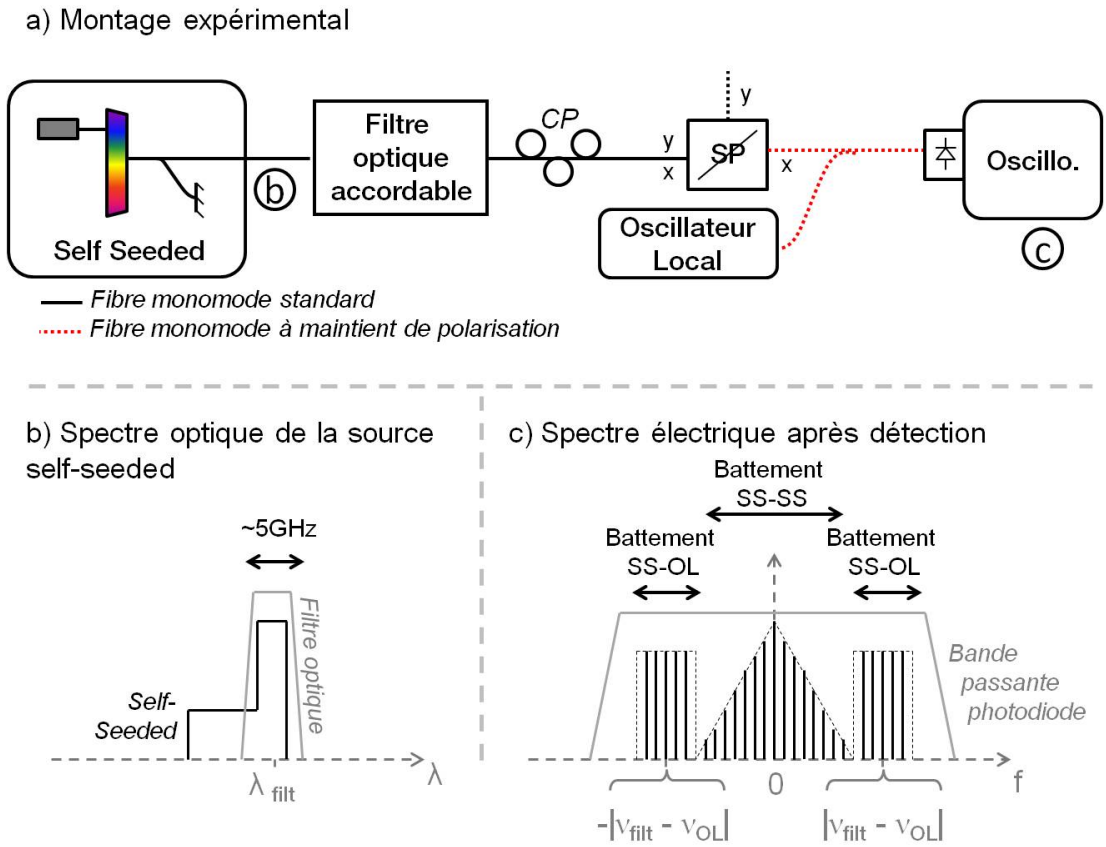

FIGURE 4.21 – Montage expérimental (a), représentation schématique du spectre optique du self-seeded (b), et représentation schématique du spectre électrique détecté par la photodiode..

Le courant électrique issu de la détection directe du signal mélangé peut être donné par l'expression 4.11 (à une constante près).

$$
\begin{aligned}
i_2(t) =& |E_2(t)|^2 \\
=& \left(\rho_{ol}e^{j2\pi\nu_{ol}t} + \sum_{n=1}^{N}\rho_n(t)e^{j2\pi\nu_n t}\right)\cdot\overline{\left(\rho_{ol}e^{j2\pi\nu_{ol}t} + \sum_{n=1}^{N}\rho_n(t)e^{j2\pi\nu_n t}\right)} \\
=& \rho_{ol}^2 && \text{(battement OL-OL)} \\
&+ \left(\sum_{n=1}^{N}\rho_n(t)e^{j2\pi\nu_n t}\right)\cdot\overline{\left(\sum_{n=1}^{N}\rho_n(t)e^{j2\pi\nu_n t}\right)} && \text{(battement SS-SS)} \\
&+ 2\rho_{ol}\left(\sum_{n=1}^{N}\rho_n(t)cos(j2\pi[\nu_n - \nu_{ol}]t)\right) && \text{(battement SS-OL)}
\end{aligned}
\tag{4.11}
$$

Cette expression 4.11 fait clairement apparaître trois termes différents :
- le battement *oscillateur local/oscillateur local* (OL-OL), ρ_{ol}^2, qui consiste en une composante continue puisque la fréquence ν_{ol} et l'amplitude ρ_{ol} de l'oscillateur local sont supposées indépendantes du temps.
- le battement *Self-Seeded/Self-Seeded* (SS-SS), précédemment étudié grâce à l'expression 4.8. Il s'agit de la convolution du champ électrique du self-seeded avec son conjugué.
- le battement *Self-Seeded/oscillateur local* (SS-OL). C'est ce dernier terme qui nous inté-

resse. L'utilisation d'un oscillateur local avec une fréquence et une longueur d'onde fixe permet d'obtenir une somme de signaux sinusoïdaux de fréquences $\nu_n - \nu_{ol}$ et d'amplitude directement proportionnelle à $\rho_n(t)$ si l'amplitude ρ_{ol} du mode de l'oscillateur local est constante. L'utilisation de l'oscillateur local permet ainsi de transposer le signal originalement sur une porteuse optique haute fréquence, vers les basses fréquences.

La figure 4.21.c représente schématiquement le spectre électrique du signal détecté : le centre du spectre comporte le battement SS-SS entre les modes du self-seeded précédemment décrit et observé (voir figure 4.20 et expression 4.8), tandis que les côtés du spectre correspondent au battement entre l'Oscillateur Local (OL) et le signal self-seeded filtré.

Expérimentalement, le point délicat consiste à fixer la largeur de la bande passante optique du filtre accordable, la longueur d'onde centrale du filtre accordable, et la longueur d'onde de l'oscillateur local, de manière à ce que les différentes composantes de l'expression 4.11 soient dans la bande-passante de la photodiode, sans que ces composantes ne se chevauchent. Un écart d'environ 12GHz entre les longueurs d'onde de l'oscillateur local et du centre du filtre optique, ainsi qu'une bande passante optique du filtre accordable de l'ordre de 5GHz, ont permis cette mesure. La photodiode présentait une bande passante de 15GHz.

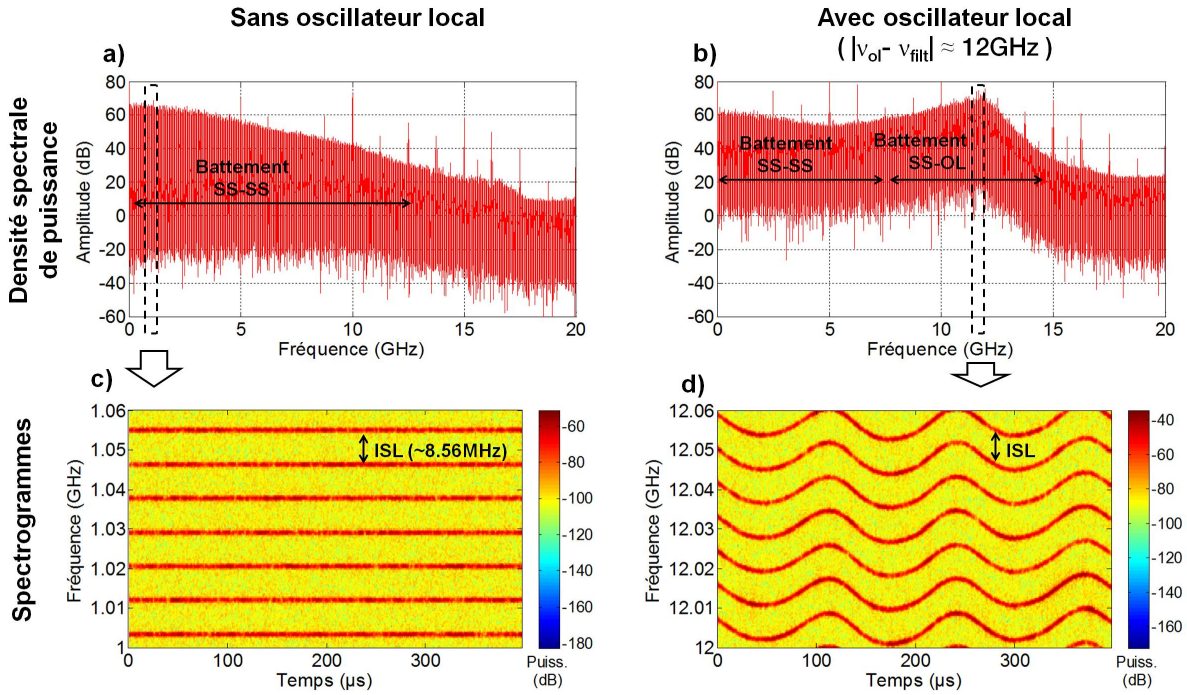

FIGURE 4.22 – Densité spectrale de puissance et spectrogrammes du self-seeded avec/sans oscillateur local ($|\nu_n - \nu_{ol}| = 12GHz$).

Les figures 4.22.a et 4.22.b proposent la densité spectrale de puissance du signal reçu dans les deux cas (avec ou sans OL). L'excroissance centrée à 12GHz sur la figure 4.22.b fait clairement apparaître le battement SS-OL, non présent sur la figure 4.22.a.

Les figures 4.22.c et 4.22.d présentent les spectrogrammes des signaux mesurés, sur une plage de 60MHz centrée à 1.030GHz et 12.030GHz respectivement. Il s'agit donc d'une représentation de la densité spectrale de puissance en fonction du temps et de la fréquence. La figure 4.22.c laisse apparaître des maximums de puissance (traits rouges) espacés d'une valeur égale à l'ISL, qui correspondent au battement SS-SS précédemment mis en évidence. Pour sa part, la figure 4.22.d montre elle aussi des pics de puissance (traits rouges) espacés également d'une valeur égale à l'ISL, qui correspondent cette fois au battement SS-OL précédemment mis en évidence. Il apparaît que ces pics sont translatés périodiquement dans le temps, avec une amplitude de

10MHz et une période de 130µs. Cette oscillation c'est avérée être induite par une instabilité de la fréquence ν_{ol} de l'OL, qui présente en réalité une dépendance temporelle.

L'étape suivante consiste à filtrer le signal de manière à extraire et séparer les différentes composantes de battement SS-OL, pour finalement obtenir la quantité $\rho_n(t)$ qui montre l'évolution temporelle des modes optiques du self-seeded.

4.5.5.2 Traitement des mesures

Un filtre en "cosinus surélevé" (plus connu sous le nom de *Raised cosine* en anglais) a été choisi de manière à isoler les modes optiques les uns des autres, c'est-à-dire à isoler chaque composante de la forme $2\rho_{ol}\rho_n(t)cos(j2\pi[\nu_n - \nu_{ol}]t)$ de l'expression 4.11. Son expression dans le domaine fréquentiel est donnée par l'expression 4.12, tandis que sa forme est donnée par l'expression 4.23.a. L'intérêt de ce filtre repose dans le *roll-off factor*, paramètre β de l'expression 4.12, qui permet d'ajuster la partie plate de transmission maximale du filtre. Lorsque β est fixé à 1, le filtre prend une forme de "fonction porte". Cependant, plus le coefficient β est grand, et plus la réponse impulsionnelle du filtre est longue, ce qui peut gêner le traitement du signal pour une mesure sur une durée finie.

$$H(f) = \begin{cases} 1, & |f - f_c| \leq \dfrac{f_{bp}(1-\beta)}{2} \\ \dfrac{1}{2}\left[1 + cos\left(\dfrac{\pi}{\beta f_{bp}}\left[|f| - \dfrac{f_{bp}(1-\beta)}{2}\right]\right)\right], & \dfrac{f_{bp}(1-\beta)}{2} < |f - f_c| < \dfrac{f_{bp}(1+\beta)}{2} \\ 0, & \text{sinon} \end{cases} \tag{4.12}$$

Le paramètre f_{bp} de l'expression 4.12 correspond à la bande passante du filtre numérique (voir figure 4.23.a), tandis que la fréquence centrale du filtre est donnée par le paramètre f_c.

Le problème de dérive de la longueur d'onde de l'oscillateur local ν_{ol} a été résolu en réalisant des filtrages centrés sur différentes fréquences centrales f_c, et en associant ces signaux tronqués, comme le montre schématiquement la spectrogramme de la figure 4.23.b.

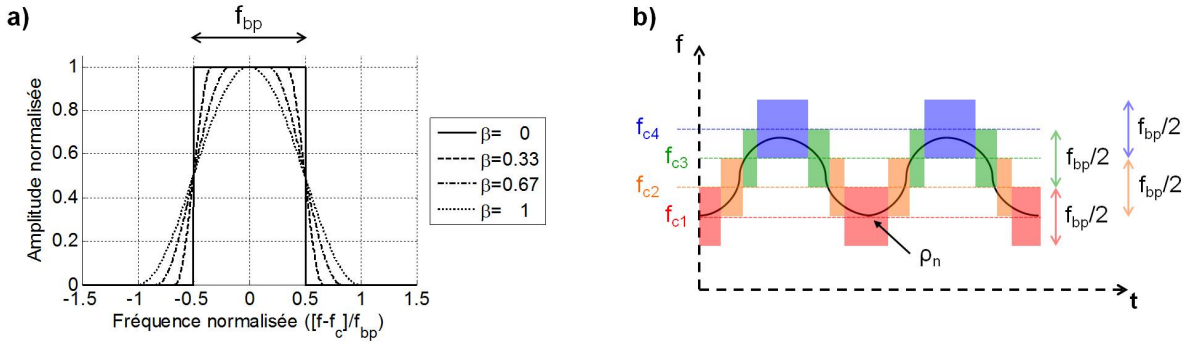

FIGURE 4.23 – a) Filtre en "cosinus surélevé". b) Représentation schématique du mode de filtrage du signal.

Lors du traitement, le paramètre β fut fixé à 0.5, et la valeur f_{bp} de la bande passante du filtre fut fixée comme étant égale à l'ISL, puisque cette valeur est proche de l'amplitude des oscillations de fréquence (voir figure 4.22.d). De cette manière, la "plage plate" du filtre possédait une étendue égale à la moitié de l'ISL ($2 \times f_{bp}(1-\beta)/2 = f_{bp}/2 = ISL$). Grâce à ces choix, quatre fréquences centrales f_c de filtre (voir figure 4.23.b) permettent d'extraire correctement le signal, tout en autorisant celui-ci à rester dans la plage de bande-passante plate du filtre numérique considéré. Le signal filtré est ensuite démodulé grâce à la transformée de Hilbert (voir second chapitre, page 44).

Le résultat final est donné par la figure 4.24, qui présente l'amplitude $\rho_n(t)$ de trois modes différents, adjacents, parmi 100 modes traités dans la bande de 860MHz centrées à 12GHz (voir figure 4.22). Il apparaît que le comportement temporel de ceux-ci présente des fluctuations importantes : par exemple, l'encadré noir de la courbe bleue montre que la valeur de $\rho_{n+1}(t)$ peut monter jusqu'à une amplitude de 23 (en unités arbitraires), avant de redescendre à 0 et de remonter à nouveau. Cet évènement se déroule dans notre exemple sur quelques microsecondes. La bande passante f_{bp} du filtre numérique, fixée à 8MHz environ, ne permet pas l'observation sur des échelles plus courtes que quelques centaines de nanosecondes. L'augmentation de la résolution temporelle de manière à observer des événements plus rapides est incompatible avec ces mesures puisqu'elle implique d'augmenter la bande passante f_{bp} du filtre numérique et donc d'englober plusieurs modes du self-seeded. Cependant, les résultats de mesure montrent pour ces trois modes pris en exemple, que l'amplitude $\rho_n(t)$ des modes peut empiriquement être décrite par une distribution de Rayleigh (voir figure 4.24, courbes en pointillés noirs sur les histogrammes à droite) dont l'expression est donnée par la relation 4.13), avec $\sigma = 6.5$ (paramètre lié à l'écart-type de la loi) et $K = 34000$ (facteur d'échelle).

$$f(x;\sigma) = K\frac{x}{\sigma^2}exp\left(\frac{-x^2}{2\sigma^2}\right) \tag{4.13}$$

Il est généralement admis que la distribution de Rayleigh décrit la norme (ou ici, le module) d'un vecteur gaussien bi-dimensionnel de coordonnées indépendantes (parties réelle et imaginaire du mode $\rho_n(t)exp\,(j2\pi\nu_n t)$), centrées et de même variance. Les modes de la cavité semblent donc évoluer librement, indépendamment les uns des autres (sans relation de phase), et de manière a priori aléatoire. L'étude de la corrélation entre les amplitudes $\rho_n(t)$ des différents modes (non proposée ici) n'a pas montré de résultats probants : l'amplitude $\rho_n(t)$ d'un mode donné ne semble pas corrélée ou anti-corrélée avec un autre mode ou un groupe de modes.

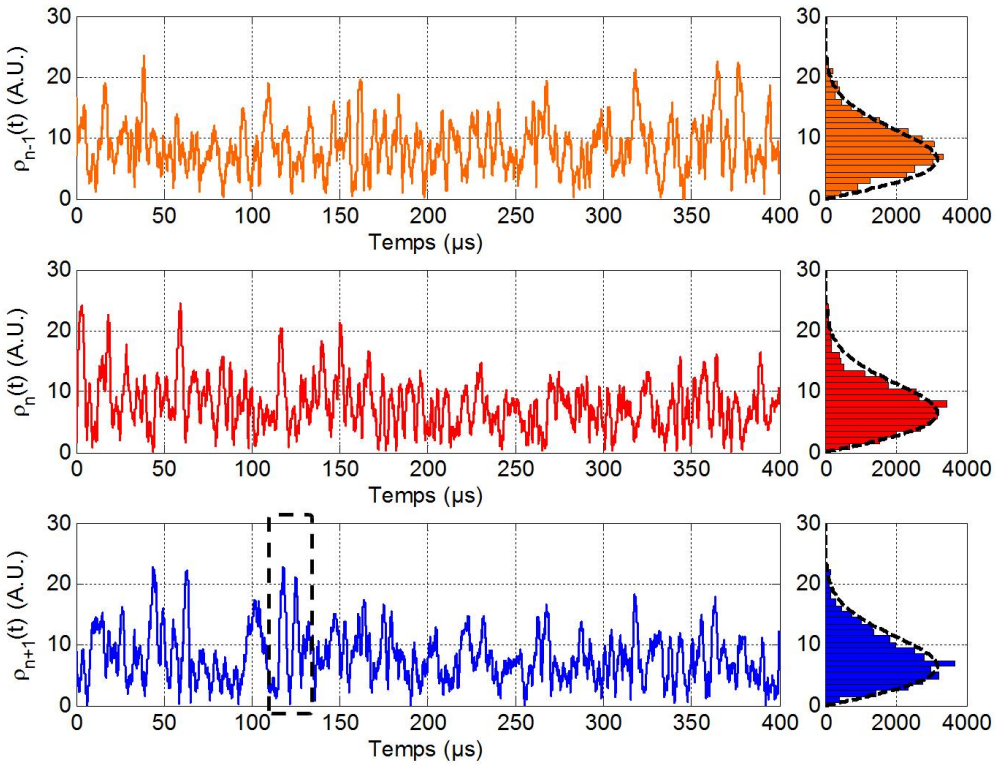

FIGURE 4.24 – Amplitude $\rho(t)$ de trois modes de la source self-seeded.

Outre cette observation, l'absence de corrélation permet de vérifier l'hypothèse selon laquelle l'amplitude du champ électrique ρ_{ol} de l'oscillateur local est constante dans le temps, et ne vient donc pas perturber la mesure.

Finalement, il semble donc que la source optique self-seeded se comporte à la manière d'un laser de type Fabry-Perot, avec un seuil de courant (voir figure 4.17), et des modes qui partagent un même milieu amplificateur (le RSOA, en l'occurence). La particularité de cette source réside dans le nombre de modes à considérer, et leur densité : le spectre optique de la source s'étale dans les précédentes expériences sur une largeur d'un nanomètre ($\approx 175GHz$ en bande O). Or, nous avons vu que ces modes pouvaient être espacés d'un ISL allant jusqu'à 4kHz (voir figure 4.20) : les modes optiques longitudinaux de la cavité peuvent donc se compter en centaines de millions.

La suite de cette section a pour objectif de mettre en évidence les conséquences du comportement multi-modal de la source, notamment du point de vue du bruit d'intensité détecté.

4.5.6 Bruit d'intensité et bruit modal de partition

4.5.6.1 Bruit d'intensité

Le bruit relatif d'intensité (ou *Relative Intensity Noise (RIN)*) est une caractéristique essentielle des sources optiques appliquées aux transmissions de données. Ce bruit permet de quantifier les fluctuations de puissance δS d'un signal optique $S(t) = \overline{S} + \delta S(t)$ autour de sa moyenne $\overline{S} =< S >$. Le RIN s'exprime comme le rapport de la densité spectrale de puissance optique avec la puissance optique moyenne au carré (voir expression 4.14) [99].

$$RIN(f) = \frac{1}{\overline{S}^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \langle \delta S(t).\delta S(t+\tau) \rangle \, e^{-j2\pi ft} dt \quad (Hz^{-1}) \tag{4.14}$$

La puissance du bruit d'intensité d'un système dépend de la bande passante de celui-ci, notamment de la bande passante Δf du photo-détecteur. Le RIN total s'exprime donc selon la relation 4.15.

$$RIN_{tot} = \int_0^{\Delta f} RIN(f).df \tag{4.15}$$

Comme on peut s'y attendre au vu des précédents résultats (figure 4.20 notamment) les résultats de la mesure de RIN de la source self-seeded laissent apparaître des modes régulièrement espacés (voir figure 4.25). Il ne s'agit en réalité pas à proprement parler du bruit d'intensité de la source optique puisque comme on l'a vu ces signaux sont le résultat du battement des modes de la source sur le photodétecteur. On les considérera cependant comme tel, puisque la mesure de RIN est dominée par ce phénomène, et que ce phénomène constitue une source de bruit pour la détection des données transmises. La figure 4.25 montre des mesures de RIN pour le même multiplexeur "plat", mais pour deux longueurs de cavité : cavité de 10m pour les figures 4.25.a-4.25.b-4.25.d, cavité de 25km pour la figure 4.25.c). Ces mesures sont obtenues dans chacun des cas par moyennage sur dix acquisitions, sur la plage apparaissant au-dessus de la figure (les figures ne correspondent donc pas à des zooms mais bien à de nouvelles acquisitions où la résolution est adaptée).

Le niveau de RIN total (RIN_{tot}) s'élève à -135dB dans la bande 0-2.5GHz ($\Delta f = 2.5GHz$) pour la figure 4.25.a. Les figures 4.25.b et 4.25.d laissent cependant apparaître des pics dont l'amplitude peut atteindre -100dB/Hz, et -110dB/Hz pour la figure 4.25.c (cavité 25km).

4.5.6.2 Bruit modal de partition

Il est apparu lors des expérimentations, que le démultiplexage de la source self-seeded impactait les transmissions. La figure 4.26 montre en effet l'évolution du bruit d'intensité (RIN) lors de la traversée du multiplexeur.

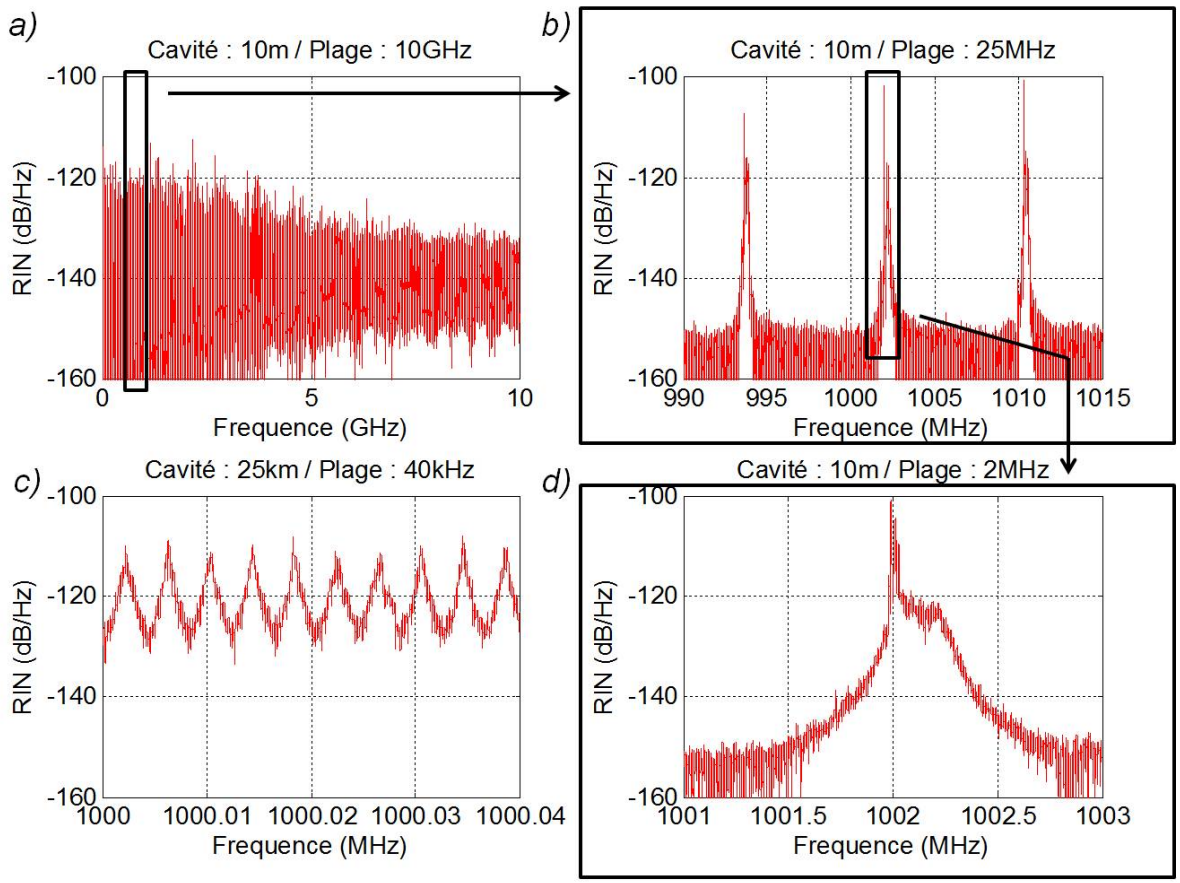

FIGURE 4.25 – Bruit d'intensité relatif (RIN) de la source self-seeded (cavité de 10m, multiplexeur "plat"). Chaque figure présente le moyennage de dix mesures réalisées sur la plage indiquée au-dessus.

Deux cas sont ici présentés :

- Utilisation dans la source self-seeded d'un multiplexeur plat (utilisé jusqu'ici, sauf mention contraire) ayant une bande passante de 150GHz à -3dB et d'un démultiplexeur identique (courbes rouges de la figure 4.26).
- Utilisation dans la source self-seeded d'un multiplexeur gaussien ayant une bande passante de 40GHz à -3dB, présentant 3.5dB de pertes d'insertion au centre de la bande passante, et d'un démultiplexeur identique (courbes bleues de la figure 4.26).

Dans les deux cas, les mesures laissent apparaitre de nettes variations du RIN lors du démultiplexage. Le RIN augmente particulièrement dans les basses fréquences (0-4GHz) pour les deux types de multiplexeurs, présentant des pics allant jusqu'à 10dB dans le cas du couple multiplexeur/démultiplexeur plat.

Cette variation du RIN mesuré peut s'expliquer par la notion de bruit modal de partition [99, 145]. Ce phénomène, principalement étudié dans les années 1980 à l'âge d'or des lasers multimodes pour les transmissions optiques, se manifeste par l'apparition d'importantes fluctuations de l'amplitude des modes de la source optique, tandis que l'intensité globale de la source reste constante. Ce phénomène trouve son origine dans l'obligation imposée aux différents modes longitudinaux du laser de partager le même milieu amplificateur. Ces modes sont alors en compétition et leur amplitude peut-être amenée à fluctuer aléatoirement si un mode ne prend pas le dessus sur les autres (le laser deviendrait alors monomode). En pratique, le RIN de la somme des modes longitudinaux de la source (RIN de la totalité du signal optique en sortie) est alors plus faible que le RIN de chaque mode longitudinal pris individuellement.

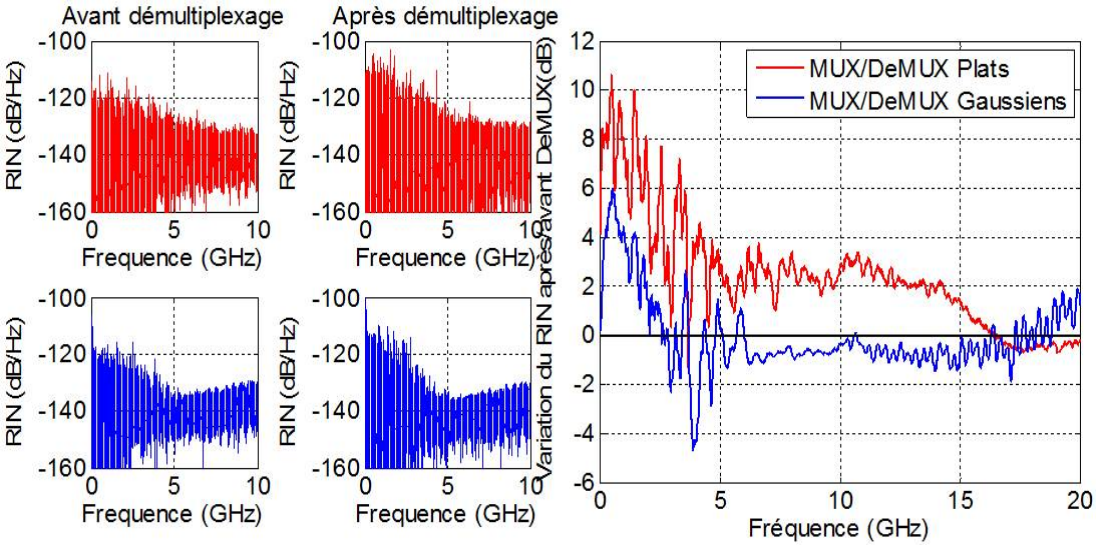

FIGURE 4.26 – Variation du RIN avant/après démultiplexeur pour deux types de multiplexeur / démultiplexeur.

Ces fluctuations de l'amplitude du mode dans le temps ont précédemment été observées dans le cas de la source self-seeded (voir figure 4.24). Elles peuvent en pratique introduire deux types de dégradations sur les données transmises :

- d'une part, lors de la propagation dans la fibre optique, les différents modes longitudinaux peuvent se désynchroniser du fait de la dispersion chromatique. L'amplitude de la somme des modes n'est alors plus constante : l'intensité optique du signal varie dans le temps au dépend de la qualité de la transmission.
- d'autre part, même sans dispersion chromatique (c'est le cas de la source self-seeded en bande O), le fait de filtrer un ou plusieurs modes perturbe l'équilibre permettant à la somme de l'intensité des modes d'être stationnaire. Là aussi, l'intensité optique du signal variera dans le temps au dépend de la qualité de la transmission.

Ce dernier point permet d'expliquer la source de la dégradation du signal montrée par la figure 4.26, puisque le spectre optique est légèrement rogné par le démultiplexeur, que le multiplexeur soit gaussien ou plat.

L'insertion d'un multiplexeur gaussien dans la cavité optique n'implique pas les mêmes conditions d'équilibre entre les modes qu'avec un multiplexeur plat, et donc, le même spectre optique en sortie de la cavité. De même, le filtrage du spectre optique lors du démultiplexage n'est pas non plus le même selon qu'il s'agisse d'un démultiplexeur gaussien ou plat. Pour ces deux raisons, les fluctuations du bruit d'intensité dues au multiplexage ne sont pas les mêmes selon qu'il s'agisse d'un couple multiplexeur/démultiplexeur gaussien ou plat. Le choix du multiplexeur n'a malheureusement pas été étudié durant cette thèse. Ceci est d'autant plus difficile à étudier expérimentalement que les pertes d'insertion jouent un rôle important dans l'établissement des différents paramètres de la source (spectre optique, mais aussi temps de montée comme on l'a précédemment vu (voir figure 4.19 page 117).

L'impact du démultiplexage sur la qualité des transmissions, et, plus généralement, les performances en transmissions sont développées dans la section suivante du chapitre.

4.6 Performances en transmissions de données et limites

On souhaite ici démontrer les capacités de la source optique self-seeded en bande O, en termes de transmissions de données. Ces résultats permettront de mettre en évidence certains avantages et inconvénients des architectures dites "classiques" et "Face-to-Face". La suite du chapitre aura

pour but de mettre en évidence les limites possibles de l'architecture classique, notamment du point de vue du démultiplexage, mais aussi de réflections parasites ou d'interactions entre canaux.

4.6.1 Architecture classique

L'objectif est ici de réaliser des performances en transmissions de données, en particulier en fonction de la longueur de cavité et de la longueur de fibre de transmission. Sachant que la dispersion chromatique ne limite plus les performances, on cherche d'abord à montrer que la fibre optique dans la cavité agit comme une simple atténuation fixe.

L'approche consiste ensuite à adapter le coupleur asymétrique de la cavité qui se trouve entre le miroir et le multiplexeur (voir figure 4.27). Dans la mesure où l'on souhaiterait augmenter la distance entre l'élément actif (RSOA) et le point de mutualisation (multiplexeur), on va devoir introduire une certaine longueur de fibre de cavité entre ces deux points. Cette fibre optique va cependant introduire de nouvelles pertes dans la cavité, au détriment de l'effet laser. L'idée est de compenser ces pertes en choisissant un coupleur asymétrique dont la voie se trouvant dans la cavité (liant multiplexeur et miroir) présente une bonne transmission. De cette manière, un coupleur avec 99% de transmission dans la cavité devrait en principe mieux compenser les pertes dues à la fibre qu'un coupleur présentant 50% de transmission. L'effet "laser" peut ainsi être conservé.

La solution n'est pourtant pas parfaite : par exemple, notre coupleur à 99% de transmission dans la cavité présentera fatalement 1% de transmission vers l'extérieur de la cavité. La puissance optique du signal émis par la source peut alors ne pas être suffisante pour couvrir le reste du chemin séparant le coupleur du récepteur.

On a donc ici cherché expérimentalement le meilleur compromis entre puissance de sortie et stabilisation de l'effet laser, en choisissant le coupleur asymétrique approprié parmi ceux disponibles au laboratoire. Ce coupleur doit être adapté à chaque longueur de cavité puisque la fibre insérée augmente les pertes dans la cavité.

On présentera, pour la suite de cette partie, l'asymétrie d'un coupleur de la manière suivante : [Transmission de la voie dans la cavité en pourcents] / [Transmission de la voie hors cavité en pourcents].

4.6.1.1 Montage Expérimental

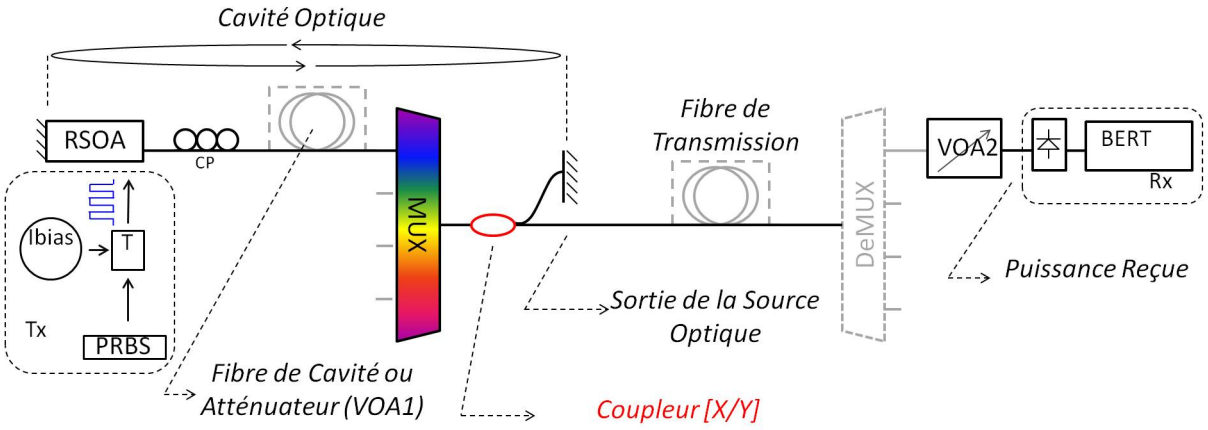

FIGURE 4.27 – Montage expérimental : architecture Self-Seeded classique.

Le montage expérimental est représenté sur la figure 4.27. Le RSOA utilisé est donc de type HPDG, en bande O, et présentant environ 30dB de gain petit signal lorsqu'il est soumis à un courant de 100mA. Le multiplexeur, quant à lui, est de type "Flattop", c'est-à-dire qu'il présente une bande de transmission plate, avec des pertes de 2dB au centre du canal, une bande passante de

150GHz à mi-hauteur et un espacement inter-canaux de 200GHz. Le canal sélectionné est centré à 1325.8nm, ce canal étant le plus proche (spectralement) du maximum de gain. Le coupleur utilisé dans un premier temps est de type 90/10. Les composants Faraday n'ont pas été utilisés puisqu'ils n'avaient pas été reçus au moment de ces mesures. Ceux-ci ont été remplacés par un contrôleur de polarisation (CP), permettant de compenser expérimentalement les changements d'état de polarisation. Le miroir utilisé est donc standard. Le RSOA est soumis à un courant de 100mA ainsi qu'à un signal modulé à 2.5Gb/s d'amplitude 3.8V crête-crête. Les données envoyées consistent en une séquence NRZ (Non-return to Zero), pseudo-aléatoire de type PRBS31 ("Pseudo Random Binary Sequence" de longueur 2^{31}-1 bits) présentant autant de uns que de zéros. De la fibre de longueur variable est introduite dans la cavité, parfois remplacée par un atténuateur variable (ayant des connecteurs clivés avec un angle, de type "APC" pour limiter les réflexions parasites).

Le côté réception du montage est composé d'un atténuateur variable, d'une photodiode à avalanche commerciale (pilotée par un microcontroleur pour optimiser les performances en adaptant la position du seuil à la puissance incidente, notamment), suivi d'un testeur de taux d'erreur. Différentes longueurs de fibre optique sont insérées successivement entre la sortie du coupleur de la source self-seeded et le montage de réception.

4.6.1.2 Premiers résultats

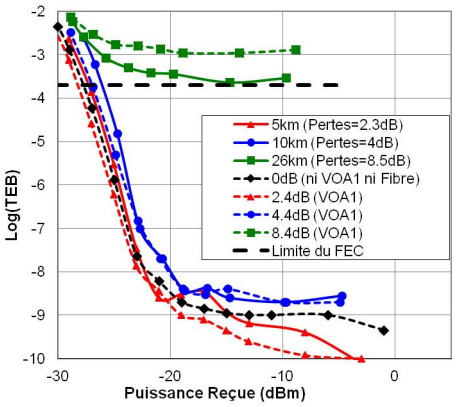

FIGURE 4.28 – Performances en transmission en termes de TEB en fonction de la *puissance reçue* à 2.5Gb/s, pour une architecture classique avec différentes longueurs de cavité (courbes en traits pleins) et différentes atténuations dans la cavité (courbes en pointillés).

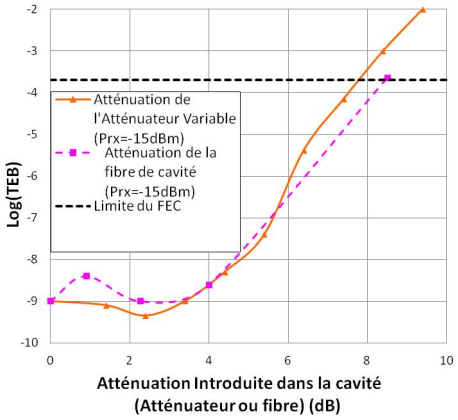

FIGURE 4.29 – Performances en transmission en termes de TEB en fonction de *l'atténuation dans la cavité* à 2.5Gb/s, pour une architecture classique avec différentes longueurs de cavité (courbes en traits pleins) et différentes atténuations dans la cavité (courbes en pointillés).

La figure 4.28 présente les mesures de TEB en fonction de la puissance reçue à la photodiode de réception qui varie grâce à l'atténuateur variable VOA2. On considère qu'un TEB meilleur que 2.10^{-4} pourra en pratique être corrigé par l'utilisation d'un code correcteur d'erreur ("FEC" pour "Forward Error Correction") qui ramène le TEB à un niveau considéré comme sans erreur. On observe ainsi que le self-seeded est capable de réaliser des transmissions en ayant une cavité longue de 26km. La figure affiche également les courbes de TEB pour d'autres longueurs de cavité (5km, 10km, cavité "courte" (moins de 15m)) ainsi que pour des atténuations équivalentes ajoutées grâce au VOA1. On peut ainsi constater que, aux erreurs d'atténuation et de polarisation près, le montage se comporte de la même façon avec une fibre et avec son atténuation équivalente. Ceci peut être vérifié sur la figure 4.29, où le taux d'erreur pour une puissance reçue de -15dBm

est affiché en fonction de l'atténuation ajoutée dans la cavité d'un côté par de la fibre de longueur variable, et de l'autre par le VOA1.

Il est alors intéressant de noter que des performances similaires sont obtenues lorsque l'atténuation ajoutée est entre 0dB et 3.5dB (le TEB est le même globalement, soit 1.10^{-9} environ). Sur cette plage, réduire les pertes dans la cavité n'améliore pas les performances. Au-delà de cette plage de valeurs, une dégradation du TEB apparaît et augmente proportionnellement avec les pertes dans la cavité. Les pertes tolérables grâce à l'utilisation d'un code correcteur d'erreurs sont alors considérées comme étant inférieures à 8dB environ (en plus des pertes d'insertion des multiplexeurs, coupleurs et miroirs qui ne sont pas modifiables).

On notera que l'atténuation de la partie multiplexeur/coupleur/miroir de la cavité a été mesurée à 5.4dB.

4.6.1.3 Conséquences

Pour améliorer les performances, l'approche consistera donc à adapter le coupleur asymétrique de manière à compenser les pertes introduites par la fibre, en réduisant les pertes sur la voie du coupleur qui est dans la cavité laser.

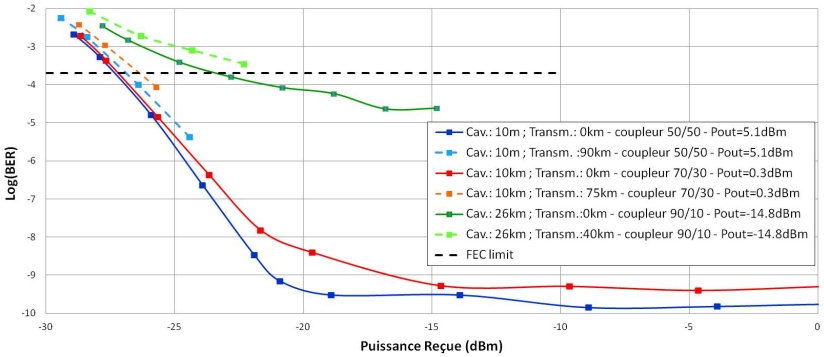

FIGURE 4.30 – Performances améliorées (choix du ratio du coupleur) en transmission en termes de TEB en fonction de la puissance reçue, à 2.5Gb/s.

Les résultats expérimentaux sont présentés figure 4.30. Des performances présentant un taux d'erreur acceptable (meilleur que le seuil du code correcteur d'erreur) sont obtenues dans le cas de cavités courtes (10-15m), montrant la capacité de la source à réaliser des transmissions sur plus de 90km. La puissance à la sortie du coupleur dans ce cas est en effet de 5dBm (3mW) grâce à l'utilisation d'un coupleur 50/50, ce qui permet un budget optique conséquent. Le multiplexeur doit cependant dans ce cas être à quelques mètres du RSOA.

A l'inverse, si le RSOA doit être éloigné du multiplexeur pour des raisons pratiques (client éloigné du point de mutualisation), on montre sur la figure 4.30 qu'il est possible de réaliser des cavités longues de 26km de long, en utilisant un coupleur 90/10. De cette manière, l'effet laser s'établit de façon suffisante dans la cavité, bien que la puissance de sortie soit limitée à -14.8dBm. Il est tout de même possible, dans ces conditions, de réaliser des transmissions sur 40km de plus, en ajoutant de la fibre optique à la sortie du coupleur.

Des performances intermédiaires sont également réalisables, comme la réalisation d'une cavité de 10km grâce à un coupleur 70/30, suivi de 75km de fibre de transmission.

4.6.2 Architecture Face-To-Face (ou Amplified)

4.6.2.1 Montage Expérimental

Dans le cas de l'utilisation de l'architecture dite "Face-To-Face", les résultats suivants ont été obtenus. Ceux-ci ont été réalisés grâce à un montage très similaire au précédent, bien qu'un second

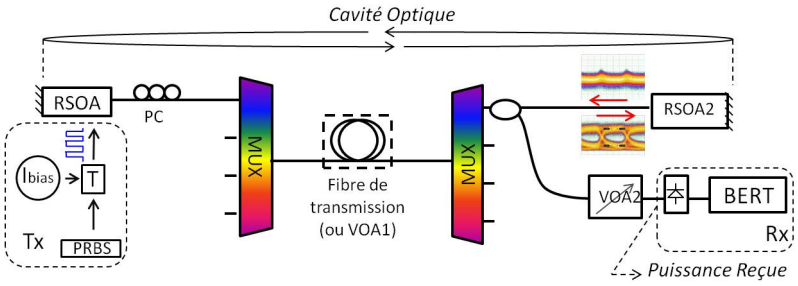

FIGURE 4.31 – Montage expérimental : architecture Self-Seeded Face-To-Face.

RSOA (dit "RSOA2", et similaire au premier) soit introduit dans le montage, coté réception (voir figure 4.31). Ce RSOA2 est donc de type HPDG ce qui implique que son gain dépend de l'état de polarisation du faisceau incident. L'utilisation d'un RSOA LPDG eût été préférable, du fait de la méconnaissance de l'état de polarisation du faisceau issu du premier RSOA ("RSOA1") cependant, des RSOA LPDG fonctionnant dans la bonne gamme de longueur d'onde n'étaient pas disponibles . Un contrôleur de polarisation est donc utilisé de manière à optimiser le montage. Le RSOA2 est alimenté par un courant élevé (200mA) de manière à amplifier un maximum le signal optique reçu, mais aussi à effacer les données reçues pour renvoyer au RSOA1 une porteuse optique la plus lisse possible, temporellement. Cet effacement de données est observable sur la figure 4.33.

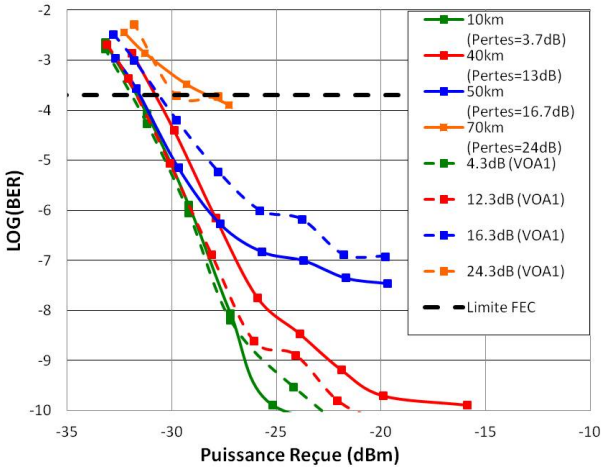

FIGURE 4.32 – Performances en transmission en termes de TEB en fonction de la *puissance reçue* à 2.5Gb/s, pour une architecture *Face-To-Face* avec différentes longueurs de cavité (courbes en traits pleins) et différentes atténuations dans la cavité (courbes en pointillés).

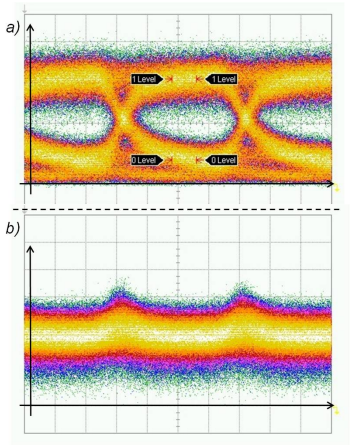

FIGURE 4.33 – Diagrammes de l'œil du signal optique à l'entrée du RSOA2 (a) (Taux d'extinction : 6.4dB) et à la sortie du RSOA2 (b).

Un second multiplexeur (identique au précédent) est utilisé dans ce montage en tant que démultiplexeur, dans le but de se rapprocher au maximum d'une configuration WDM standard. De la même manière qu'avec la précédente architecture, des bobines de fibre de longueurs différentes sont insérées entre multiplexeur et démultiplexeur, remplacées le cas échéant par un atténuateur variable (à connecteurs en angles, APC, de façon à réduire les réflexions parasites).

4.6.2.2 Résultats

La figure 4.32 présente les résultats des mesures réalisées grâce au précédent montage. Dans un but de pouvoir comparer les mesures à la figure 4.28, les résultats sont affichés sous forme de

TEB en fonction de la puissance reçue au détecteur, qui varie selon l'atténuation appliquée par le VOA2. On observe que les performances peuvent être considérées comme sans erreur (TEB$<10^{-9}$) pour des transmissions comptant jusqu'à 40km de fibre optique (courbes verte et rouge, en traits pleins). Le TEB est également inférieur à la limite du code correcteur d'erreur pour des TEB inférieurs à 2.10^{-4}, tant que la longueur de fibre est inférieure à 70km (courbes bleue et orange, en traits pleins).

On peut comparer ces résultats aux performances équivalentes réalisées en utilisant un atténuateur variable à la place de la fibre optique. Ces courbes sont également représentées figure 4.32, en pointillés. On peut observer que globalement les performances sont cette fois aussi les mêmes, que l'atténuation dans la cavité soit introduite par de la fibre ou par un atténuateur variable.

Les mesures de Taux d'erreur en fonction de la longueur de fibre son affichées avec plus de détail sur la figure 4.34.

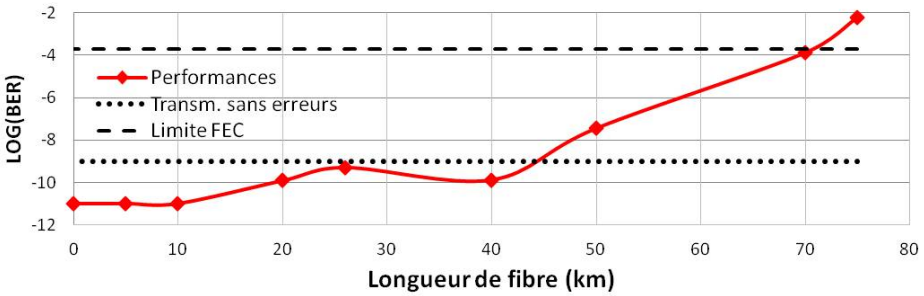

FIGURE 4.34 – Performances en fonction de la longueur de cavité, pour la source en configuration Face-To-Face, à 2.5Gb/s.

4.6.2.3 Conclusion

L'utilisation de RSOA HPDG en bande O a donc démontré qu'il était possible d'augmenter les performances du self-seeded à 2.5Gb/s en termes de distances parcourues, aussi bien avec l'architecture classique qu'avec l'architecture Face-To-Face. Cependant, les limitations de bande passante électro-optique n'ont pas permis de transposer cette augmentation de portée à des transmissions à 10Gb/s.

Le tableau 4.3 récapitule les performances en bande O à 2.5Gb/s précédemment décrites. Le lecteur pourra le comparer à la figure 4.15 page 112, résumant les principales performances en bande C.

ARCHITECTURE	DÉBIT	TYPE DE MODULATION	LONGUEUR RSOA-MIROIR	DISTANCE PARCOURUE
Classique	2.5Gb/s	NRZ	10m	90km
Classique	2.5Gb/s	NRZ	25km	40km
Face-to-Face	2.5Gb/s	NRZ	***	70km

TABLE 4.3 – Résumé des principales performances en bande O

4.6.3 Limites

Nous avons beaucoup parlé des performances du self-seeded, aussi bien en bande O qu'en bande C. On peut cependant se poser des questions sur les limites de la source en cas de déploiement sur le terrain, où les conditions sont moins favorables qu'en laboratoire. Pour cette raison, différentes thématiques sont abordées, sur l'architecture classique à 2.5Gb/s :

- Une première partie étudie l'impact du démultiplexage sur les performances de la source. Il est en effet apparu que le signal, du fait de sa largeur spectrale, était sensible au démultiplexage. On regardera donc d'abord l'effet du démultiplexage sur les performances, puis on s'intéressera à l'impact d'un démultiplexeur désaccordé sur le signal.
- Les travaux (à Orange comme ailleurs) ont pour la plupart été réalisés en utilisant un seul RSOA, et donc un seul lien de transmission. Dans la mesure où l'utilité de la source s'inscrit dans une logique de multiplexage en longueur d'onde, on peut se poser des questions sur l'effet d'interactions entre canaux voisins. Pour cette raison, un montage à deux liens de transmission a été réalisé.
- Enfin, on sait que la source self-seeded fonctionne grâce à un miroir externe situé parfois à plusieurs dizaines de kilomètres du RSOA. On étudie ici l'introduction dans la cavité de réflexions parasites (pouvant en pratique être amenées par des connecteurs défectueux par exemple).

Le montage de base est assez similaire au montage classique précédent. On réutilise le même RSOA (bande O, HPDG, MQW), le même couple de multiplexeurs plats (canal 1325.8nm, 150GHz de bande passante, 200GHz d'espacement, 2dB de pertes), un coupleur 90/10 dans la cavité. Des composants (rotateur, miroir) sont utilisés pour verrouiller la polarisation. Le RSOA est alimenté sous 100mA, et modulé à 2.5Gb/s par une tension de 2.8V crête-crête en NRZ (PRBS31). Des variantes de ce montage sont ensuite utilisées pour étudier les différentes thématiques précédemment décrites.

4.6.3.1 Démultiplexage

Le montage expérimental est décrit figure 4.35. Un simple démultiplexeur (identique au multiplexeur) est inséré.

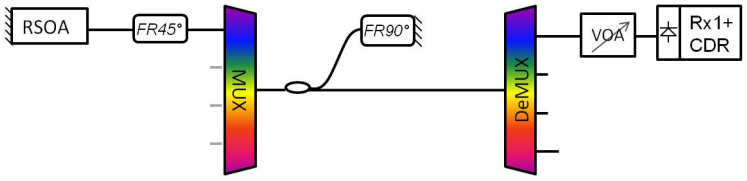

FIGURE 4.35 – Montage expérimental : Démultiplexage.

On observe d'abord que les performances en termes de TEB sont moins bonnes après le démultiplexeur qu'avant (voir figure 4.36, à gauche). Environ trois décades sont perdues. Parallèlement, une mesure de spectre optique avant et après démultiplexage permet de mettre en évidence le fait que celui-ci est très légèrement rogné par le démultiplexeur. Même si la partie du spectre rognée est négligeable en termes de puissance optique, le prochain paragraphe va permettre de confirmer que c'est pourtant ce démultiplexage qui entraîne cette dégradation des performances.

4.6.3.2 Démultiplexeur désaccordé

Un montage quasi-identique à celui de la figure 4.35 est réalisé (voir figure4.37), à ceci près que le démultiplexeur est remplacé par un filtre accordable de largeur variable, présentant 12dB de pertes et une largeur à mi-hauteur maximum de 130GHz (donc malheureusement inférieure à la largeur des MUX/DeMUX).

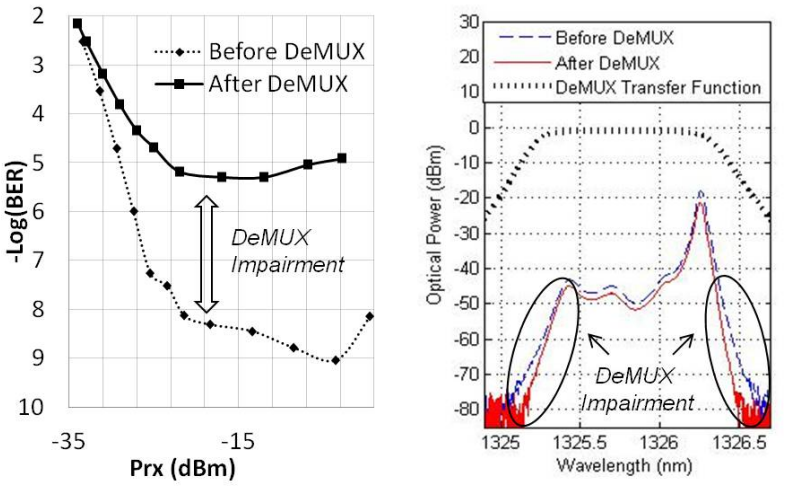

FIGURE 4.36 – Impact du démultiplexage observé grâce au TEB (à gauche) et sur le spectre (à droite), à 2.5Gb/s. [Résol : 20pm]

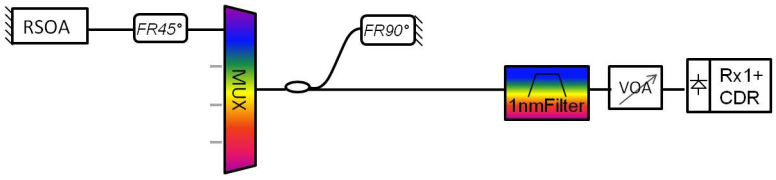

FIGURE 4.37 – Montage expérimental : Démultiplexeur désaccordé.

La figure 4.38 (à gauche) présente l'impact des performances sur le TEB quand le filtre est désaccordé de -1nm à +1nm, et que la puissance reçue est maintenue constante et égale à -20dBm (de manière à ne pas être dans la zone où le bruit de la photodiode limite les performances). La puissance de sortie du filtre (avant atténuation) est également affichée. Les spectres en bas de la même figure montrent quant à eux la fonction de transfert du filtre accordable (en noir), ainsi que les spectres du signal en sortie de filtre, pour différents accordages.

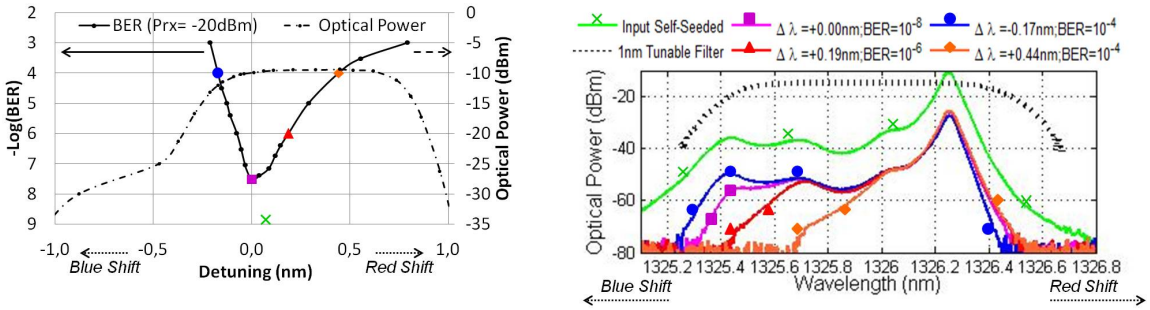

FIGURE 4.38 – A gauche : TEB (pour -20dBm de puissance reçue) et puissance optique en fonction du désaccord. A droite : Spectres correspondants.

Le filtre accordable, utilisé comme DeMUX, dégrade le TEB d'au moins une décade, en le faisant passer de 2.10^{-9} (avant filtre) à 2.10^{-8} (après filtre).

Le filtre, désaccordé de 0.19nm de sa position de meilleure performance vers les hautes longueurs d'onde, entraîne cette fois le TEB à 1.10^{-6} (à puissance constante sur la photodiode ; voir figure 4.38, triangle rouge). La puissance optique avant atténuateur est cependant réduite uniquement de 0.4dB. Un désaccord cette fois vers les basses longueurs d'onde montre plus d'im-

portance que dans l'autre sens : si un décalage de +0.19nm entraîne un TEB de 1.10^{-6}, un décalage inverse de -0.17nm entraîne un TEB de 1.10^{-4}. La puissance avant atténuateur ne varie quant à elle que de 2dB environ. En fait, la dégradation de performances augmente beaucoup si de démultiplexeur est désaccordé, particulièrement si cela rogne le pic de haute longueur d'onde du spectre, et même la puissance optique perdue est faible. Cela montre que l'information est portée par tout le spectre optique, et qu'une partie isolée de ce spectre ne porte pas toute l'information en même temps.

Ces observations, mesurées en termes de TEB, correspondent aux dégradation du RIN observées dans la section précédente (voir figure 4.26 page 126), et sont liées au caractère multi-modal de la source optique et au bruit modal de partition.

Cette observation entraîne d'importantes contraintes sur le choix des multiplexeurs et démultiplexeurs. La forme choisie, ainsi que l'isolation entre canaux, devra permettre une sensibilité réduite au phénomène précédent. Une alternative consisterait en l'utilisation de l'architecture "Face-To-Face", puisque la cavité résonante de cette source est le lien optique entier. Il n'y a donc pas, en cas d'utilisation de cette architecture, de démultiplexage.

4.6.3.3 Interactions entre canaux ("diaphonie")

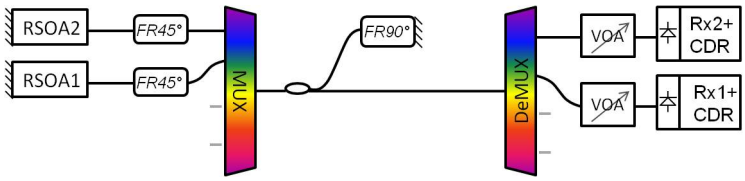

FIGURE 4.39 – Montage expérimental : Interactions entre canaux.

L'effet du démultiplexage n'est cette fois plus étudié. A la place, on réalise un système de multiplexage en longueur d'onde (avec multiplexeur *et* démultiplexeur) à base d'architecture self-seeded classique. Le RSOA alors utilisé en plus du précédent, dit "RSOA2" est le second RSOA du montage de l'architecture "Face-To-Face" (voir page 130). Il est donc presque identique au RSOA1, hormis le fait que sa bande de gain soit légèrement plus basse en longueur d'onde. Pour cette raison, il remplace le RSOA1 sur le canal 1325.8nm, tandis que le RSOA1 est lié au canal adjacent, centré à 1327.4nm (voir figure 4.39). Les performances du RSOA2 étant limitées, son débit est descendu à 1.25Gb/s. Il est alimenté par un courant de 100mA, et un signal modulé de 2.9V crête-crête, en modulation NRZ de PRBS15. Le côté réception est similaire pour les deux liens.

Des mesures de TEB lorsque un canal fonctionne seul (pointillés) ou lorsque les deux canaux fonctionnent ensemble (traits pleins ; voir figure 4.40) ne mettent pas en évidence de perturbations entre canaux avec la paire de MUX considérée.

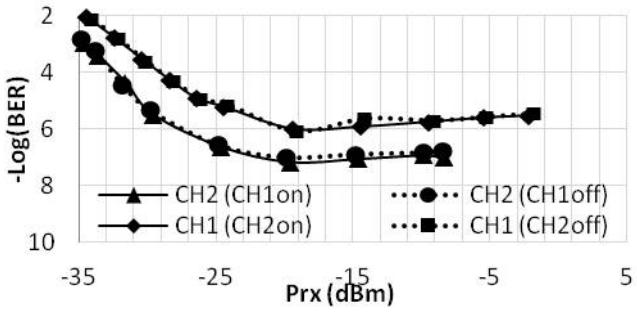

FIGURE 4.40 – Impact du crosstalk sur le TEB.

4.6.3.4 Réflexions parasites

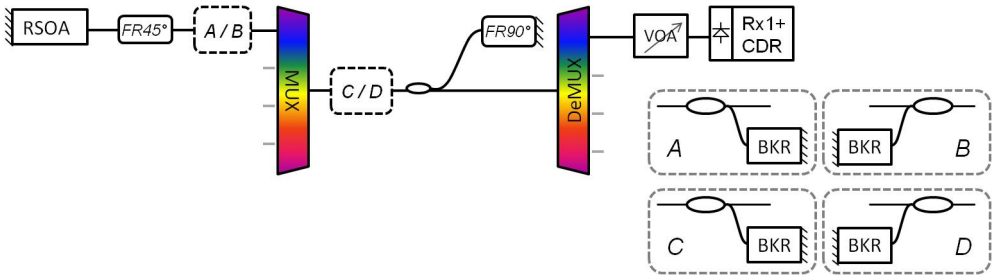

FIGURE 4.41 – Montage expérimental : Réflexions parasites.

Dans le but d'en apprendre plus au sujet de l'impact des réflexions parasites dans la cavité sur les transmissions, on réalise le montage de la figure 4.41. Un miroir qualifié de BacK Reflector (BKR), consistant en un miroir associé à un atténuateur variable, est inséré à différents endroits de la cavité via un coupleur 60/40, tandis que le démultiplexeur est retiré.

Quatre configurations sont testées :

- A : BKR entre RSOA et multiplexeur ; les reflexions se dirigent vers le RSOA.
- B : BKR entre RSOA et multiplexeur ; les reflexions se dirigent vers le multiplexeur.
- C : BKR entre multiplexeur et miroir de Faraday ; les reflexions se dirigent vers le multiplexeur.
- D : BKR entre multiplexeur et miroir de Faraday ; les reflexions se dirigent vers le miroir.

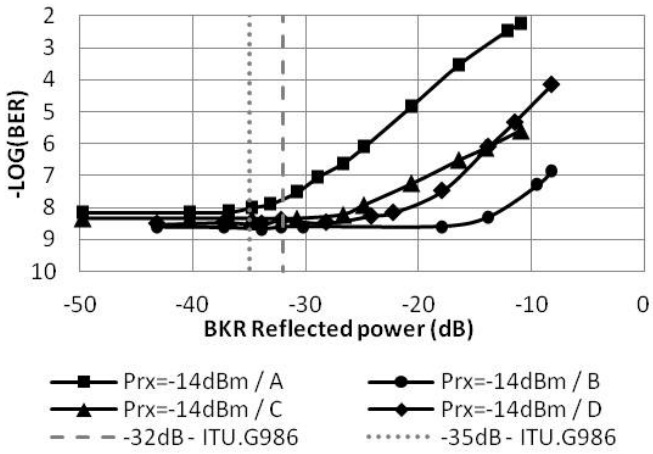

FIGURE 4.42 – Impact des réflexions parasites sur le TEB.

Les mesures sont présentées sur la figure 4.42. Elles consistent en des TEB en fonction de la puissance réfléchie par le BKR, lorsqu'une puissance constante est reçue sur la photodiode. Les droites verticales correspondent aux recommandations de ITU [146] (35dB de réflexion pour un seul connecteur, et 32dB pour deux connecteurs). La figure 4.42 montre que lorsque le BKR est utilisé, comme sur la configuration B par exemple, il est nécessaire d'avoir 18dB de réflexions pour commencer à observer un impact sur les performances en transmission. Les cas C et D, représentés par les courbes dont les points sont respectivement en triangle et en "diamants", ne montrent pas non plus d'importantes dégradations du TEB pour des réflexions inférieures à 28dB (toujours à puissance reçue de -14dBm). La pénalité est en réalité plus importante dans le cas A, correspondant aux réflexions allant en direction du RSOA sans être filtrées par le multiplexeur. Un léger impact est observé (TEB divisé par deux) pour des niveaux de réflexion des normes ITU.

4.7 Evaluation du prototype Self-seeded Huawei

A l'automne 2014, l'équipementier *Huawei* proposa à Orange d'expertiser leur prototype Self-Seeded pour le segment Fronthaul du réseau mobile, l'objectif étant d'évaluer les performances et la maturité technologique du self seeded avec plusieurs canaux D-WDM permettant le transport de CPRI3 à 2.5Gb/s. On propose ici une synthèse de cette évaluation.

4.7.1 Présentation du système

Le système WDM-PON développé par *Huawei Technologies* permet de réaliser jusqu'à 16 liens CPRI sur une seule fibre optique. Un équipement actif est placé de chaque côté des terminaisons de réseau : côté OLT, la carte (*line card* sur la figure 4.43) traite les signaux CPRI "black & white" circulant entre la BBU (la BBU est ici remplacée par le testeur CPRI) et les terminaisons optiques (sources D-WDM pour l'émission, photodiodes pour la réception). Côté utilisateur, l'ONU traite les signaux circulant entre la RRH (la RRH est ici remplacée par le testeur CPRI) et les terminaisons optiques (sources D-WDM pour l'émission, photodiodes pour la réception).

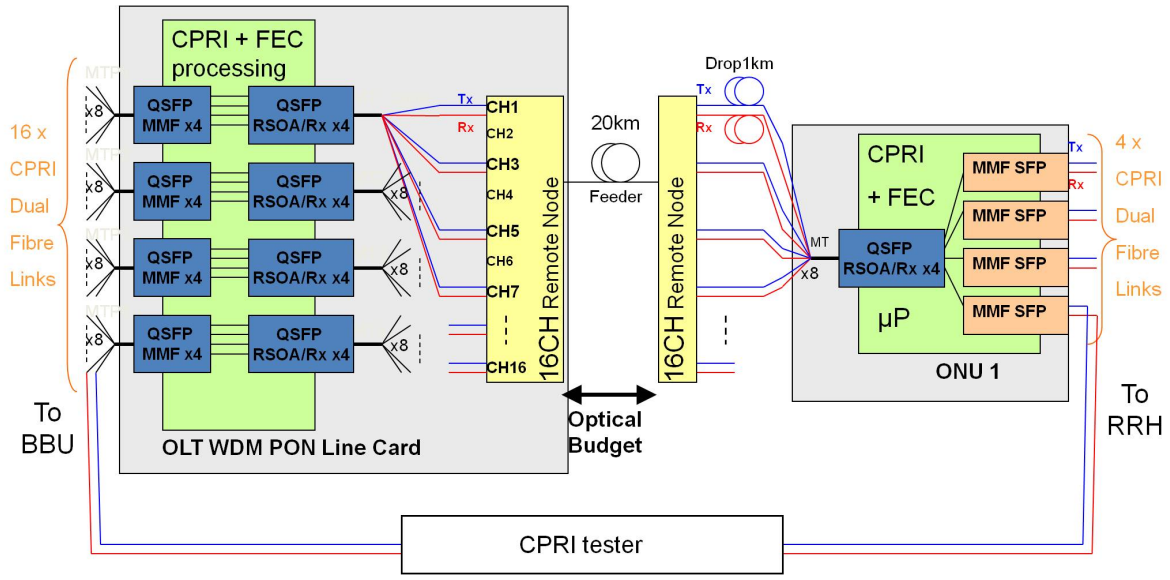

FIGURE 4.43 – Système complet. Le détail des éléments passifs du "remote node" (rectangle jaune) est donné par la figure 4.44.

L'OLT présente ici un important niveau d'intégration, puisqu'il contient de nombreux éléments aussi bien passifs qu'actifs :

- le "Remote Node", qui comprend le multiplexeur optique, le démultiplexeur optique, le miroir de Faraday, ainsi qu'un circulateur permettant à l'élément d'être bidirectionnel (voir figure 4.44).
- les RSOA sont empaquetés par quatre, avec également quatre photodiodes, au sein de modules *Quad Small Form-factor Pluggable (QSFP)*. On rappelle qu'un Small Form-factor Pluggable (SFP) est un émetteur-récepteur optique compact, largement utilisé dans les réseaux de télécommunications.

La carte OLT réalise le traitement des données CPRI, mais inclut également l'algorithme du code correcteur d'erreur. Un QSFP est implémenté dans chaque ONU de manière à réaliser quatre liens CPRI. La différence entre l'ONU et l'OLT réside dans la séparation entre le "Remote Node" et le reste des équipements (voir figure 4.43), ce qui permettrait sur le terrain de déporter une partie des équipements originalement en haut de l'antenne vers le pied d'immeuble, voire vers un bâtiment appartenant à l'opérateur et lui permettant de mutualiser les infrastructures.

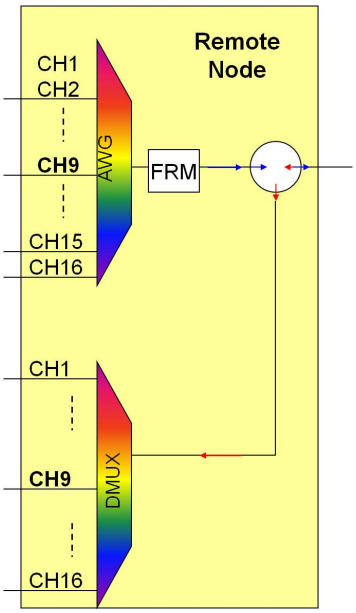

FIGURE 4.44 – "Remote node" du système.

4.7.2 Evaluation des "remote nodes"

On propose dans un premier temps de s'intéresser au "remote node", élément passif présent de chaque côté du lien optique et dont le détail des composants est donné par la figure 4.43. La figure 4.45 donne les fonctions de transfert du démultiplexeur (gauche) et du multiplexeur (droite). Ces mesures montrent des pertes d'insertions importantes induites par le fait que les différents éléments du "remote node" ne peuvent pas être séparés et évalués individuellement.

Le multiplexeur semble être de type AWG gaussien, avec une périodicité de 38nm, une bande passante à 3dB de 110GHz, et une bande passante à 10dB de 180GHz. Le démultiplexeur présente pour sa part une forme plate (bien qu'imparfaitement), avec une périodicité de 38nm, une bande passante à 3dB de 140GHz, et une bande passante à 10dB de 200GHz.

La figure 4.46 montre la superposition des fonctions de transfert normalisées du multiplexeur et du démultiplexeur. On rappelle que le multiplexeur, gaussien et étroit, se trouve dans la cavité et sert à l'établissement de la longueur d'onde du self-seeded et au spectre associé, tandis que le démultiplexeur se trouve à l'extérieur de celle-ci. En considérant les résultats précédents au sujet du démultiplexage et de son impact sur les performances (voir figure 4.35 page 132), on peut supposer que la réalisation d'un "remote node" comprenant deux composants différents au lieu d'un seul AWG est la solution proposée par le constructeur à ce problème. Cette solution règle le problème du démultiplexage, mais implique l'utilisation d'un "remote node" plus complexe, et donc plus cher.

4.7.3 Puissance de sortie

La figure 4.47 présente les mesures de puissance de sortie de la source self-seeded sur les 16 canaux du multiplexeur, pour un même composant RSOA. Il apparaît que la puissance est faible comparée aux recommandations des différentes solutions PON présentées dans le premier chapitre. Cette puissance est en effet de l'ordre de -10dBm, et varie d'environ 1B pour tous les canaux. Cela induira des pénalités de transmissions sur certains canaux et réduit fatalement le budget optique possible.

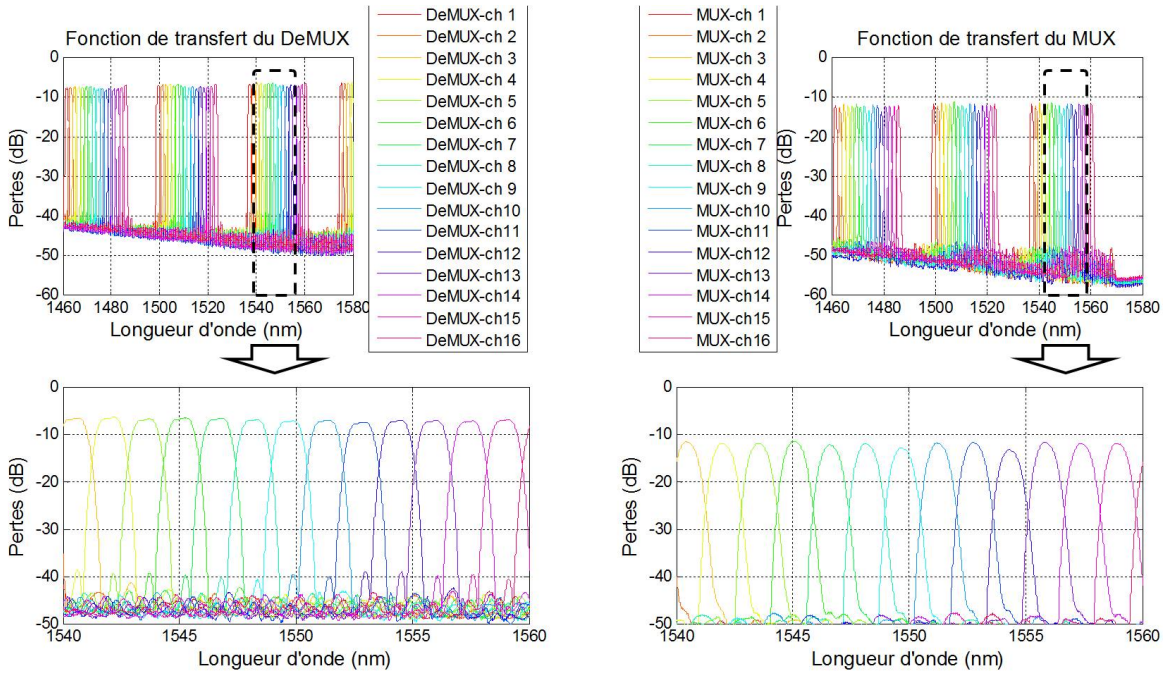

FIGURE 4.45 – Fonction de transfert du démultiplexeur (gauche) et du multiplexeur (droite).

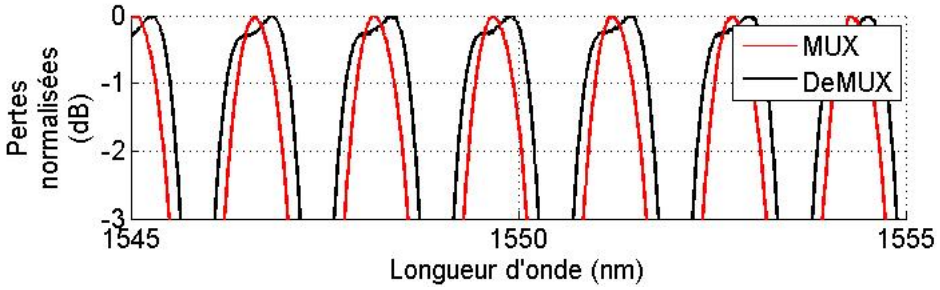

FIGURE 4.46 – Superposition de la fonction de transfert du multiplexeur et du démultiplexeur.

4.7.4 Performances

Dans la mesure où les différents éléments électroniques du prototype ne sont pas dissociables, et où le prototype est conçu pour recevoir des données CPRI à transmettre, les performances du tableau 4.4 ne sont pas ici évaluées en termes de taux d'erreur sur le lien optique, mais directement en termes de pertes de trames CPRI. Le budget optique est ici défini comme le rapport entre la puissance émise par un canal donné sur le port commun de l'élément passif "remote note" (côté multiplexeur - ONU) et la puissance seuil à partir de laquelle au moins une trame, parmi les 15000 envoyées est perdue, au niveau du port commun de l'élément passif "remote note" (côté démultiplexeur - OLT) (voir figure 4.43). Ces mesures sont effectuées sur le canal 11 du prototype, qui présentait les meilleures performances, dans le sens montant du lien (du RRH vers le BBU).

Dans le sens montant, le prototype a permis des transmissions lors de l'utilisation d'une cavité de 5km de long, suivie de 20 km de fibre de transmission. A l'inverse, une cavité courte (10m typiquement) a permis des transmissions sur 60km. L'impact de la dispersion chromatique, qui limite les performances en cas d'augmentation de la longueur de cavité, est clairement observable.

Le budget optique dans le sens descendant est similaire à celui du sens montant dans le cas d'une cavité de quelques mètres (on rappelle qu'il n'est pas possible d'augmenter la longueur de la cavité côté BBU, puisque les éléments optiques passifs sont soudés aux émetteurs). Dans le sens

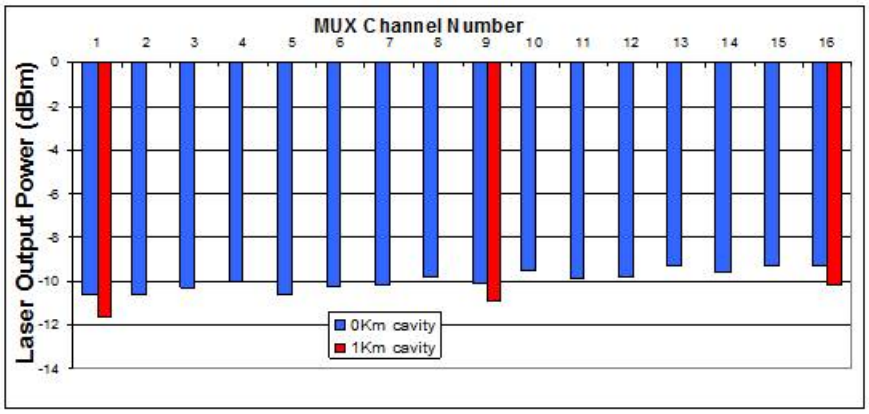

FIGURE 4.47 – Puissances optiques en sortie de cavité pour les 16 canaux du multiplexeur.

Cavité : / Transmission	10m	1km	2km	5km
0m	17.1dB	15.1dB	15.1dB	12.1dB
20km	15.6dB	13.6dB	12.6dB	10.6dB
40km	14.2dB	10.2dB	8.1dB	X
60km	11.6dB	X	X	X

TABLE 4.4 – Performances du canal 11, sens descendant. Les résultats sont donnés en termes de budget optique atteignable avant de perdre au moins une trame.

descendant du canal 11, le budget optique varie de 19dB dans le cas sans fibre de transmission, à 11.5dB dans le cas comportant 60km de transmission.

Dans tous les cas, le budget optique mesuré reste faible en comparaison des recommandations associées aux technologies PON présentées dans le premier chapitre.

Le prototype a également été testé sur des produits RAN (RRH et BBU commerciaux) avec des résultats prometteurs mais quelques instabilités du système liés à une déviation de la fréquence de la porteuse radio. Ceci est certainement à relier à la gigue du lien optique [147]. Ce prototype a fait l'objet d'une démonstration au salon de la recherche d'Orange Labs en 2014 afin de présenter l'intérêt du DWDM pour les réseaux d'accès optique ainsi que l'intérêt des sources colorless dans les réseaux. Enfin, la maturité d'un système self-seeded n'est pas encore au stade du produit commercial mais à celui de prototype de laboratoire de recherche, comme la plupart des systèmes DWDM pour l'accès optique.

4.8 Conclusion du chapitre

Ce chapitre a mis en évidence la capacité du self-seeded à répondre partiellement aux besoins de solutions D-WDM colorless décrits dans le premier chapitre de ce document. Du point de vue des débits aussi bien que de la portée, l'intérêt de l'exploitation de la bande O comparé à la bande C a été démontré, comme l'illustre la figure 4.48 que le lecteur pourra rapprocher de la figure 4.15 page 112.

A 2.5Gb/s, une cavité de 25km kilomètres capable de transmettre sur 40km supplémentaires a été réalisée. Parallèlement, une transmission sur 90km a été atteinte, là aussi sans recours à une égalisation quelconque et ce sur de la fibre optique monomode standard sans amplificateur en ligne, grâce à une cavité courte de l'ordre de 10m, et à l'optimisation du ratio du coupleur au

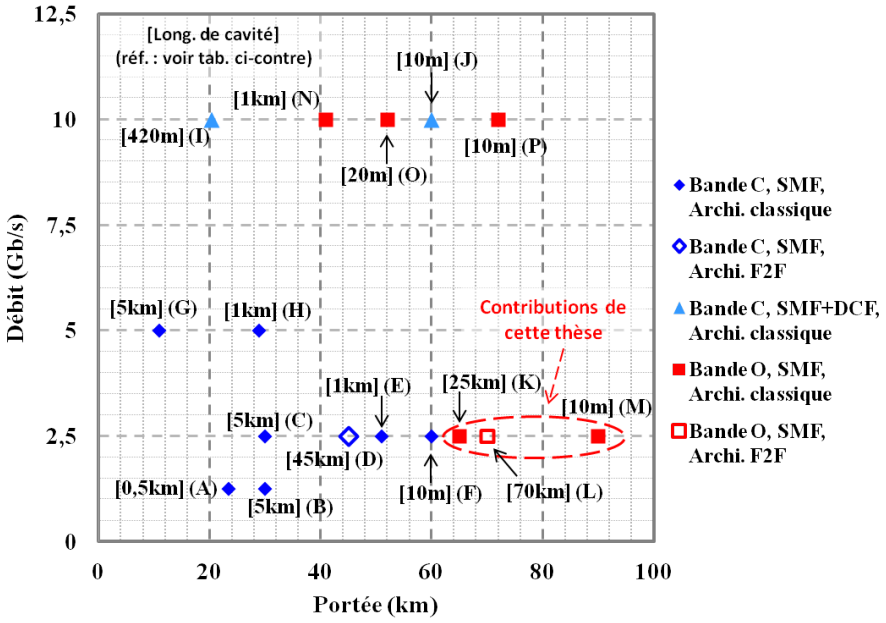

FIGURE 4.48 – Récapitulatif des performances record du self-seeded en bande C et O. Les longueurs de cavité apparaissent à proximité des points. Les correspondances entre les lettres de chaque point et la publication associée sont données dans le tableau 4.5. L'abscisse (*portée*) considère la distance entre le RSOA et le récepteur, c'est-à-dire la somme de la longueur de cavité et de la longueur de transmission. Pour les points bleus et les références de A à J, voir figure 4.15 page 112.

Lettre	Référence
K :	[148] (ERMES)
L :	[148] (ERMES)
M :	[148] (ERMES)
N :	[149] (ERMES)
O :	[150] (ERMES)
P :	[149] (ERMES)

TABLE 4.5 – Correspondances entre les points de la figure 4.48 et les publications.

sein de la cavité. Cette performance reste à notre connaissance un record de transmission pour ce type de technologie. L'utilisation de l'architecture *Face-to-Face* a, pour sa part, permis la réalisation de cavités de 70km de long avec double RSOA, permettant là aussi des transmissions à 2.5Gb/s. Les performances de l'architecture *Face-to-Face* ont été améliorées dans le cadre du projet ERMES par l'ajout de plusieurs SOA sur le lien optique (entre le multiplexeur et le démultiplexeur), permettant ainsi la réalisation d'une liaison de 125km [151] (non représentée sur la figure 4.5).

La limitation de la bande passante électro-optique des composants n'a pas permis durant cette thèse la réalisation de performances à 10Gb/s. Cependant, d'autres membres du projet ERMES ont enregistré des performances à 10Gb/s en bande O (en utilisant uniquement de la fibre optique standard), grâce à l'usage au sein de la cavité de filtres optiques de forme lorentzienne [149, 150] dont la largeur permet d'améliorer les performances mono-canal en laboratoire mais reste peu compatible avec une liaison multi-canaux DWDM.

Les débits de 10Gb/s restent cependant difficiles à atteindre. L'utilisation de multiplexage fréquentiel (Frequency Division Multiplexing (FDM) ou OFDM) a montré qu'il était possible d'égaler ces performances [138, 152, 153, 154], mais qu'il était difficile de monter à des débits supérieurs. La bande passante électro-optique du composant RSOA reste donc un verrou majeur à l'usage de la source self-seeded pour des solutions gourmandes en débit.

Du point de vue de la réalisation d'un système, le prototype du constructeur Huawei a montré la capacité de la source à supporter le transport du protocole CPRI à 2.5Gb/s nécessaire au segment Fronthaul du réseau mobile. Les limites de bande passante, la puissance de sortie, et la latence de la source [147] freinent cependant la réalisation de systèmes self-seeded supportant le CPRI à 10Gb/s.

Comme on l'a vu, le self-seeded se rapproche, par son fonctionnement, d'un laser multimode. Cette nature multimode, même lorsque l'on s'acquitte de la dispersion chromatique (par le biais

d'un travail en bande O), est à l'origine d'un bruit d'intensité pouvant limiter les transmissions et constitue la seconde limitation de la source. Celle-ci, comme on l'a vu, peut-être contournée en utilisant l'architecture self-seeded Face-to-Face. Cependant, l'utilisation de cette dernière nécessite l'usage d'un second RSOA et donc l'augmentation des coûts d'OPEX et de CAPEX, mais vient surtout se heurter au problème de verrouillage de la polarisation induit par l'absence de miroir de Faraday dans la cavité. Une autre alternative au problème de bruit d'intensité est utilisée par le prototype du constructeur Huawei : l'idée consiste alors à utiliser à chaque point de mutualisation/éclatement non pas un seul multiplexeur, mais un multiplexeur/démultiplexeur de forme différente pour chaque sens de transmission, ce qui évite de rogner les bords du spectre optique et de faire apparaître le plancher de performances de transmission redouté.

Enfin, du fait du temps d'établissement du signal (qui est sensible à la longueur de la cavité et aux pertes d'insertion des composants qui la composent), le self-seeded est incompatible avec les multiplexages temporels TDM/TDMA (voir figure 4.19 page 117). Le self-seeded se prive ainsi d'une part importante du réseau d'accès et des topologies point à multipoint déployées, malgré sa très bonne tenue en longueur d'onde.

Pour ces raisons, l'intérêt pour la solution colorless self-seeded a diminué durant ces dernières années. Cependant, les standards actuels pour les solutions WDM-PON ne suggèrent pas l'utilisation d'une technologie colorless aux dépend des autres. La source optique self-seeded pourrait alors refaire surface si des verrous technologiques étaient levés.

Conclusion générale et perspectives

Cette thèse s'inscrit dans le cadre de la montée en débit dans les réseaux d'accès optiques. Dans le premier chapitre, nous avons montré que le multiplexage en longueur d'onde était aujourd'hui l'une des solutions privilégiées dans le réseau d'accès pour permettre d'augmenter l'offre en débit pour les clients résidentiels. La variété des technologies d'accès optique et la nécessité d'avoir une coexistence générationnelle, limitent les plages de longueur d'onde disponibles et contraint à densifier la répartition spectrale des canaux. Dès lors, les besoins en multiplexage en longueur d'onde dense peuvent être rassemblés en deux catégories d'usages :

- L'évolution des réseaux résidentiels, précédemment basés sur une technologie de multiplexage temporel (TDM), a entrainé le choix d'une technologie mélangeant le multiplexage en longueur d'onde dense au multiplexage temporel (TWDM). Cette technologie présente l'avantage de pouvoir réutiliser les infrastructures précédemment déployées.
- Pour leur part, les réseaux de collecte mobile requièrent une évolution des technologies point à point avec du multiplexage en longueur d'onde dense, de manière à mutualiser la fibre optique.

La densification des canaux de transmission peut alors être vue de deux manières : comme une difficulté, mais également comme une opportunité.

Variation de la longueur d'onde des émetteurs des ONU TWDM :

En effet, la faible largeur de la plage spectrale allouée à la technologie NG-PON2-TWDM a nativement introduit l'accordabilité des différents émetteurs. Cette accordabilité des émetteurs situés à l'ONU permet d'imaginer des réseaux optiques flexibles, capables de délester le trafic d'un canal saturé sur les autres canaux. Cependant, cette proximité des canaux restreint fatalement la marge d'accordage allouée à chaque émetteur. Les erreurs d'accordage ou le dérapage de la longueur d'onde peuvent alors détériorer la qualité des transmissions.

Coexistence des technologies PON :

L'importance du marché que représente le réseau d'accès, aussi bien pour les clients résidentiels, que business ou mobiles, induit la nécessité de réutiliser dans la mesure du possible les infrastructures déployées. Il est alors nécessaire que les différentes générations de technologies coexistent sur un même arbre PON, de manière également à permettre une transition douce lors de la mise à niveau des équipements. Cette coexistence, permise comme on l'a vu dans le premier chapitre par l'octroi de plages spectrales différentes pour chaque technologie, ne s'avère en réalité pas triviale, du fait notamment de l'introduction de technologies de multiplexage en longueur d'onde dense du standard NG-PON2.

Sources "colorless" pour le WDM dense :

Enfin, la formulation du besoin de technologies de multiplexage en longueur d'onde dense à bas coût a ouvert la porte à différentes familles technologiques de sources optiques achromatiques originales, capables d'être introduites comme première étape de l'usage de la longueur d'onde dans le réseau d'accès. Le self-seeded, laser à cavité externe kilométrique, est la solution proposée et étudiée ici.

Ainsi, les trois chapitres suivants ont permis de quantifier l'impact de l'introduction du multiplexage en longueur d'onde dense dans le réseau d'accès, par les difficultés attendues, mais également les opportunités proposées.

• Dérapage en longueur d'onde dans le sens montant de la future technologie NG-PON2

Nous avons montré, dans le second chapitre, que le problème de dérapage en longueur d'onde dans les solutions TWDM était sous-estimé, notamment par les recommandations du NG-PON2. Ce phénomène se manifeste par une dérive très brève de la longueur d'onde d'émission du laser directement modulé, dans le sens montant du lien optique. Induit par deux effets physiques appelés « chirp adiabatique » et « chirp thermique », ce phénomène peut affecter à la fois le canal considéré, mais également les canaux adjacents, qui peuvent temporairement voir un émetteur indésirable dans leur canal.

L'association d'un modulateur externe à un laser dont l'alimentation se ferait par un biais fixe, peut sembler être une solution pour remédier à ce problème, puisqu'elle éviterait en principe la modulation directe du laser et donc les fluctuations thermiques rapides de la puce. Malheureusement, la faible quantité de lumière parasite que laisserait échapper sur l'arbre PON chacun des nombreux modulateurs externes entre deux burst pourrait s'additionner et parasiter la réception du burst émis sur le canal considéré. Il apparait donc que la modulation du laser est inévitable, qu'elle comporte uniquement l'enveloppe du burst (le modulateur externe apportant alors les données binaires au signal optique), ou qu'elle comporte la totalité du signal (enveloppe du burst et données).

Ce problème de dérapage de la longueur d'onde est d'autant plus impactant sur les performances que les systèmes TWDM définis par les normes comme nécessitant un espacement inter-canaux de 50GHz à 200GHz (en comparaison des 20nm/3THz des technologies antérieures), requièrent également des émetteurs « colorless ». Comme on l'a vu, la caractéristique « colorless » passe généralement par la réalisation (pour les systèmes TWDM) de sources lasers à semiconducteurs accordables. Dès lors, le mécanisme d'accordage du laser peut être défini de deux façons :

- en pré-calibrant la longueur d'onde d'émission, ce qui nécessite une étape de contrôle supplémentaire de la puce (laborieuse au vu de l'importance du marché envisagé), et ne prévient pas des éventuelles dérives de la longueur d'onde d'émission du laser lors de son vieillissement.
- en réalisant un mécanisme d'accordage dynamique de la longueur d'onde. C'est généralement cette solution qui est envisagée pour accorder la source au canal désiré. Cependant, le temps de réponse du mécanisme (allant généralement de l'ordre de la milliseconde à celui de la minute) n'est pas capable de compenser un dérapage de longueur d'onde s'étalant sur quelques nanosecondes ou microsecondes. En cas d'accordage imparfait, ce mécanisme peut également amplifier les effets du dérapage en longueur d'onde.

Le mécanisme d'accordage de la longueur d'onde le plus abordable (du fait de sa simplicité) repose sur le contrôle de la température du laser émetteur (que la modulation soit directe ou externe). Nous avons montré dans le second chapitre de ce document que l'augmentation de la température du laser dans le but d'accorder sa longueur d'onde, induisait à la fois une baisse de la puissance d'émission, mais également une augmentation de l'amplitude du dérapage en longueur d'onde. De ce fait, accordabilité, respect du budget optique, et maîtrise du dérapage en longueur d'onde semblent incompatibles dans le cas d'un laser accordé en température.

Au premier abord, les deux prototypes TWDM de fournisseurs évalués dans ce document ne semblent pas directement impactés par les problèmes de dérapage de la longueur d'onde de leurs émetteurs, puisque qu'aucune pénalité n'a été observée sur les transmissions. En réalité ces prototypes présentaient des démultiplexeurs ayant des canaux larges et plats, associés à des émetteurs pré-calibrés n'induisant pas d'erreurs d'accordage, mais impliquant un surcoût.

Plusieurs solutions ont été proposées à la fin du second chapitre dans le but de réduire le dérapage en longueur d'onde. Cependant, celles-ci impliquent soit de diminuer le débit client (cas de la solution « chauffage en pente douce » par exemple), soit d'accepter des surcoûts pour la réalisation de l'émetteur. Aucune solution idéale ne semble émerger à ce jour. Les études sont actuellement en cours pour répondre à ce problème, mais la solution semble résider dans la conception de lasers adaptés, présentant un faible dérapage en longueur d'onde, et capables d'atteindre rapidement la maturité de conception nécessaire à un déploiement massif requis par le réseau d'accès optique. Les standards, pour leur part, doivent être complétés de manière à prendre en compte le caractère temporel du phénomène, et ce sur la totalité des canaux et des ONU.

• Impacts de la diffusion Raman stimulée sur la coexistence PON

Le troisième chapitre de ce document a montré les limites imposées par la coexistence de différentes générations de solutions pour le réseau d'accès, basées sur des modulations variées aussi bien TDM (G-PON et XG-PON) que WDM ou TWDM (NG-PON2). En effet, le marché de masse que représente l'accès optique, ainsi que les coûts d'infrastructure, imposent une réutilisation des infrastructures déjà déployées mais aussi une coexistence des différentes générations de technologies. L'introduction du NG-PON2 avec des canaux WDM denses sur le réseau (aussi bien PtP-WDM que TWDM) peut entrainer l'apparition de diffusion Raman stimulée. En effet, le nombre de canaux considérés par le NG-PON2 et leur puissance optique (nécessaire au respect des budgets optiques) est source de non-linéarités dans la fibre optique. Ce chapitre a permis de quantifier ces interactions, par le biais de simulations, de modélisations et d'expérimentations. Il a été démontré que la technologie G-PON serait la principale victime de la coexistence des différentes technologies PON. Les interactions se caractériseraient alors par une déplétion en puissance optique du signal du G-PON descendant, entrainant potentiellement une mise hors de portée de budget optique des ONU G-PON proches de leur limite.

Les différentes études ont mené à la conclusion selon laquelle la cohabitation entre d'une part, le NG-PON2-WDM (ou NG-PON2-PtP [point à point]), et d'autre part la totalité des autres technologies PON, est à proscrire. De plus, certains scénarios de déploiement (ceux comportant de longues fibres communes sans coupleur 1x2 en sortie d'OLT) sont à éviter. Cependant, cette étude est à nuancer dans ce qu'elle tente de décrire le pire cas d'interactions (polarisations des signaux parallèles notamment) en respectant les normes du NG-PON2, et n'implique donc pas la mise hors service de la totalité des liens.

• La source optique Self-Seeded Colorless pour les réseaux d'accès optique

Enfin, la source optique self-seeded a été étudiée pour répondre aux besoins de sources WDM-dense colorless, notamment pour le segment fronthaul du réseau mobile. Pour rappel, cette source colorless présente l'avantage de stabiliser automatiquement et passivement sa longueur d'onde sur le canal du multiplexeur associé, ce dernier faisant partie de la cavité laser. L'élément actif de la source, le RSOA, peut ainsi potentiellement être réalisé à l'identique pour l'ensemble des canaux du système, permettant ainsi de réduire les contraintes de coût et celles d'inventaire, ces dernières étant considérables dans le marché de masse que constitue le réseau d'accès.

La réalisation de RSOA en bande O des télécommunications a permis de s'affranchir de la première limitation de la source : la dispersion chromatique. Cependant, cette transition ne s'est pas faite sans contrepartie : comme on l'a vu, les RSOA en bande O présentent une bande passante électro-optique plus limitée (environ 2GHz) que les RSOA en bande C (environ 4GHz), ce qui limite le débit supporté par la source. Les travaux présentés dans le quatrième chapitre ont montré les possibilités de modulation de cette source en bande O, notamment à 2.5Gb/s, ce qui a permis d'établir des records de distance de transmissions (cavité de 25km mono-RSOA, transmissions sur 90km en mono-RSOA).

L'étude phénoménologique de la source a permis de montrer son comportement multi-modal. L'amplitude fluctuante des nombreux modes, induite par le fait qu'ils partagent un même milieu de gain, ainsi que le nombre de modes, s'est avérée être la source principale de bruit :

- d'une part le bruit d'intensité relatif (RIN) détecté est dominé par les battements inter-modaux de la source.
- d'autre part, le démultiplexage du signal en réception (nécessaire en architecture PtP-WDM) induit, comme on l'a démontré, un bruit modal de partition.

Dès lors, plusieurs solutions sont possibles (utilisation de l'architecture "Face-to-Face", utilisation d'un démultiplexeur plus large que le multiplexeur, ...).

La réalisation de systèmes self-seeded commerciaux reste cependant limitée par le débit. Le prototype réalisé par un fournisseur et évalué à la fin du quatrième chapitre a montré sa capacité à répondre aux contraintes du CPRI pour un débit de 2.5Gb/s.

• **Et ensuite ?**

Pour sa part, le NG-PON2-TWDM peine à progresser. Le problème de la réalisation à bas coût d'émetteurs colorless, accordables, présentant un faible dérapage en longueur d'onde tout en répondant aux demandes de puissance de sortie requises, reste le verrou majeur de la technologie. En attendant la levée de ce verrou, les discussions de l'ITU-T et du FSAN s'animent autour des suites à donner aux technologies d'accès.

L'intérêt des acteurs du marché semble se porter vers trois solutions :

- Une technologie à 25Gb/s, proposant un unique canal de transmission dans chaque sens, dans la lignée du GPON et des XG-PON/XGS-PON puisque basé sur du TDM/TDMA.
- Une évolution du NG-PON2-TWDM, présentant quatre canaux TWDM/TWDMA modulés chacun non pas à 10Gb/s mais à 25Gb/s. Comme dans le NG-PON2, il est prévu que ces équipements soient colorless.
- Une superposition de quatre systèmes TDM/TDMA à 25Gb/s/canal, basée sur des longueurs d'onde fixes, inspirée des travaux de l'IEEE. Dans un premier temps, le premier canal en longueur d'onde est partagé par l'ensemble des clients. Si un client (ou un groupe de clients) requiert plus de débit, le fournisseur d'accès lui propose le second canal en longueur d'onde et l'équipement associé. Cet équipement consiste alors côté client en un ONU proposant deux canaux d'émission, avec deux émetteurs et deux récepteurs, réalisant chacun des transmissions à 25Gb/s. Si la demande du client n'est toujours pas satisfaite, le débit peut être augmenté graduellement par pas de 25Gb/s jusqu'à 4x25=100Gb/s, grâce à l'utilisation d'équipements proposant alors quatre émetteurs/récepteurs.

Dans ces trois cas, l'utilisation de la bande O semble privilégiée puisqu'elle permet de s'affranchir de l'importance considérable de la dispersion chromatique sur les transmissions à 25Gb/s.

D'autre part, la possibilité d'interactions non-linéaires dans l'accès ne sera plus négligeable. La puissance optique nécessaire au respect des budgets optiques pourra entrainer des interactions par émission Raman stimulée, comme décrit dans le troisième chapitre de ce document (selon les plages de longueur d'onde allouées), mais aussi par le "mélange à quatre ondes" (*four-wave mixing*). En effet, l'absence de dispersion chromatique en bande O implique une vitesse de groupe identique pour des signaux de longueurs d'onde différentes, ce qui peut exacerber les effets du *four-wave mixing*.

Enfin, l'utilisation du TWDM mode burst dans le sens montant semblerait toujours d'actualité, et donc, les problèmes de dérapage en longueur d'onde également.

Les différents points abordés par cette thèse restent donc pertinents pour les futures générations de réseaux d'accès optique.

Contributions personnelles

Brevets

- Simon, G. ; Saliou, F. ; Chanclou, P. ; INPI n° FR 16 52878 "Dispositif et procédé d'atténuation du dérapage en longueur d'onde dans un émetteur laser", 2016.

Contributions en standardisation

- Simon, G. ; Chanclou, P. ; Saliou, F. ; Le Guyader, B. ; Guillo, L. ; Bourgart, F. ; "TWDM PMD layer test plan : ONUs optical frequency drift and tunability," Contribution to Operation and Engineering CFC Full Service Access Network (**FSAN**) meeting, Shanghai, China, April 2016
- Simon, G. ; Chanclou, P. ; Saliou, F. ; Bourgart, F. ; Le Guyader, B. ; Konopacki, J. ; "ONU Spectral Excursion Issues in NG-PON2," Contribution to Operation and Engineering CFC Full Service Access Network (**FSAN**) meeting, Atlanta, USA, October 2015

Communications orales

- *Journée des doctorants d'Orange Labs.* Présentation du travail de thèse en 60 secondes à l'aide d'une unique diapositive. 10 septembre 2015, Jardins de l'Innovation, Orange Labs, Issy-Les-Moulineaux.
- *Salon de la recherche d'Orange Labs.* Présentation de la technologie *self-seeded* à un large public (salariés d'Orange, fournisseurs, clients entreprise, universitaires, partenaires divers, ...). 24-27 novembre 2014, Jardins de l'Innovation, Orange Labs, Issy-Les-Moulineaux.

Publications

Publications en tant que premier auteur :

Journaux à comité de lecture :

1. Simon, G. ; Saliou, F. ; Chanclou, P. ; Le Guyader, B. ; Guillo, L. ; Konopacki, J. ; Bourgart, F. ; Erasme, D., "Focus on Time-Dependent Wavelength Drift of DMLs under Burst-Mode Operation for NG-PON2," in Journal of Lightwave Technology (**JLT**), vol. 34, no. 13, pp. 3148-3154, July1, 1 2016, doi : 10.1109 / JLT.2016.2552719 Voir annexe, page 173

Conférences internationales avec actes :

2. Simon, G. ; Saliou, F. ; Chanclou, P. ; Anet Neto, L. ; Erasme, D., "Experimental Demonstration of Low Cost Wavelength Drift Mitigation for TWDM Systems," 42nd European Conference on Optical Communication (**ECOC**), Dusseldorf, Germany, 2016, pp. 1-3.
3. Simon, G. ; Saliou, F. ; Chanclou, P. ; Le Guyader, B. ; Guillo, L. ; Anet Neto, L. ; Erasme, D., "TWDM-PON ONUs Optical Frequency Drift versus Tuning," 42nd

European Conference on Optical Communication (**ECOC**), Dusseldorf, Germany, 2016, pp. 1-3.

4. Simon, G. ; Saliou, F. ; Chanclou, P. ; Le Guyader, B. ; Konopacki, J. ; Bourgart, F. ; Erasme, D., "Spectral and Temporal Analysis of the NGPON2 Short-Term Wavelength Drift for 10Gbit/s Bursts," in Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (**OFC**), 2016 , vol., no., pp.1-3, 22-26 March 2016. doi : 10.1364/OFC.2016.W4C.2
5. Simon, G. ; Saliou, F. ; Chanclou, P. ; Le Guyader, B. ; Guillo, L. ; Erasme, D., "Accurate wavelength drift measurements of NGPON2 tunable lasers candidates," in Optical Communication (**ECOC**), 2015 European Conference on , vol., no., pp.1-3, Sept. 27 2015-Oct. 1 2015. doi : 10.1109/ ECOC.2015. 7341823
6. Simon, G. ; Saliou, F. ; Chanclou, P. ; Le Guyader, B. ; Guillo, L., "Stimulated Raman scattering impairments induced by NGPON2 introduction in co-existing PONs," in Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (**OFC**), 2015 , vol., no., pp.1-3, 22-26 March 2015. doi : 10.1364/OFC.2015.Th2A.52
7. Simon, G. ; Saliou, F. ; Chanclou, P. ; Brenot, R., "Infrastructure impact on transmission performances of self seeded DWDM colorless sources at 2.5Gbps," in Optical Communication (**ECOC**), 2014 European Conference on, pp.1-3, 21-25 Sept. 2014. doi : 10.1109/ECOC.2014.6964061
8. Simon, G. ; Saliou, F. ; Chanclou, P. ; Brenot, R. ; Maho, A. ; Barbet, S. ; Erasme, D. ; Grillot, F., "Observation of a Random Fiber Laser Induced by Rayleigh Backscattering," in Semiconductor Laser Conference (**ISLC**), 2014 International , vol., no., pp.104-105, 7-10 Sept. 2014. doi : 10.1109/ISLC.2014.185
9. Simon, G. ; Saliou, F. ; Chanclou, P. ; Deniel, Q. ; Erasme, D. ; Brenot, R., "70km external cavity DWDM sources based on O-band self seeded RSOAs for transmissions at 2.5Gbit/s," in Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (**OFC**), 2014 , vol., no., pp.1-3, 9-13 March 2014. doi : 10.1364/ OFC.2014.W3G.5

Conférences nationales avec actes :

10. Simon, G. ; Saliou, F. ; Chanclou, P. ; Brenot, R. ; Maho, A. ; Barbet, S. ; Erasme, D., "Bruit de battement des sources self-seeded à cavité kilomètrique pour le multiplexage en longueur d'onde," in Journées Nationales de l'Optique Guidée (**JNOG**), 2015, Rennes,P82

Publications en tant que co-auteur :

Journaux à comité de lecture :

11. Diallo, T. ; Pizzinat, A. ; Saliou, F. ; Chanclou, P. ; Simon, G. ; Aupetit-Berthelemot, S., "Self-Seeded DWDM Solution for Fronthaul Links in Centralized-Radio Access Network ," in Journal of Lightwave Technology (**JLT**), vol. 34, no. 21, pp. 4965-4971, Nov.1, 1 2016. doi : 10.1109/JLT.2016.2588520
12. Maho, A. ; Simon, G. ; Barbet, S. ; Lelarge, F. ; Saliou, F. ; Chanclou, P. ; Parolari, P. ; Marazzi, L. ; Brunero, M. ; Martinelli, M. ; Gebrewold, S. ; Leuthold, J. ; Brenot, R., "Demystification of the Self-Seeded WDM Access," in Lightwave Technology, Journal of (**JLT**), vol. 34, no. 2, pp. 776-782, Jan.15, 15 2016. doi : 10.1109/JLT.2015.2466090
13. Saliou, F. ; Simon, G. ; Chanclou, P. ; Pizzinat, A. ; Lin, H. ; Zhou, E. ; Xu, Z., "WDM PONs based on colorless technology," in Optical Fiber Technology (**OFT**), Volume

26, Part A, December 2015, Pages 126-134, ISSN 1068-5200, http ://dx.doi.org/10.1016/j.yofte.2015.08.002.

14. Saliou, F. ; Simon, G. ; Chanclou, P. ; Brunero, M. ; Marazzi, L. ; Parolari, P. ; Martinelli, M. ; Brenot, R. ; Maho, A. ; Barbet, S. ; Gavioli, G. ; Parladori, G. ; Gebrewold, S. ; Leuthold, J., "125-km Long Cavity Based on Self-Seeded RSOAs Colorless Sources for 2.5-Gb/s DWDM Networks," in Lightwave Technology (**JLT**), Journal of , vol.33, no.8, pp.1602-1607, April15, 15 2015. doi : 10.1109/JLT.2014.2384397
15. Parolari, P. ; Marazzi, L. ; Brunero, M. ; Martinelli, M. ; Brenot, R. ; Maho, A. ; Barbet, S. ; Gavioli, G. ; Simon, G. ; Le, S. ; Saliou, F. ; Chanclou, P., "C- and O-band operation of RSOA WDM PON self-seeded transmitters up to 10 Gb/s [Invited]," in Optical Communications and Networking (**JOCN**), IEEE/OSA Journal of , vol.7, no.2, pp.A249-A255, February 1 2015. doi : 10.1364/JOCN.7.00A249
16. Parolari, P. ; Marazzi, L. ; Brunero, M. ; Martinelli, M. ; Brenot, R. ; Maho, A. ; Barbet, S. ; Gavioli, G. ; Simon, G. ; Saliou, F. ; Chanclou, P., "10-Gb/s Operation of a Colorless Self-Seeded Transmitter Over More Than 70 km of SSMF," in Photonics Technology Letters (**PTL**), IEEE , vol.26, no.6, pp.599-602, March15, 2014. doi : 10.1109/LPT.2014.2301192

Conférences internationales avec actes :

17. Anet Neto, L. ; Chanclou, P. ; Tayq, Z. ; Zabada, B. C. ; Saliou, F. ; Simon, G., "Experimental Investigation of Compression with Fixed-length Code Quantization for Convergent Access-Mobile Networks," in Optical Communication (**ECOC**), 2016 European Conference on, 18-22 Sept. 2016, (recently accepted)
18. Brunero, M. ; Parolari, P. ; Marazzi, L. ; Martinelli, M. ; Brenot, R. ; Maho, A. ; Barbet, S. ; Gavioli, G. ; Parladori, G. ; Gebrewold, S. ; Leuthold, J. ; Saliou, F. ; Simon, G. ; Chanclou, P., "WDM PON RSOA-based self-tuning transmitters : An insight from the EU FP7 ERMES project," in Transparent Optical Networks (**ICTON**), 2015 17th International Conference on , vol., no., pp.1-4, 5-9 July 2015. doi : 10.1109/ICTON.2015.7193396
19. Saliou, F. ; Simon, G. ; Chanclou, P. ; Brunero, M. ; Marazzi, L. ; Parolari, P. ; Martinelli, M. ; Brenot, R. ; Maho, A. ; Barbet, S. ; Gavioli, G. ; Parladori, G. ; Gebrewold, S. ; Leuthold, J., "Self-seeded RSOAs WDM PON field trial for business and mobile fronthaul applications," in Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (**OFC**), 2015 , vol., no., pp.1-3, 22-26 March 2015. doi : 10.1364/OFC.2015.M2A.2
20. Brenot, R. ; Maho, A. ; Barbet, S. ; Marazzi, L. ; Parolari, P. ; Martinelli, M. ; Gebrewold, S. ; Leuthold, J. ; Simon, G. ; Saliou, F. ; Chanclou, P., "Demystification of self-seeded WDM access," in Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (**OFC**), 2015 , vol., no., pp.1-2, 22-26 March 2015. doi : 10.1364/OFC.2015.W1J.1
21. Saliou, F. ; Le Guyader, B. ; Guillo, L. ; Simon, G. ; Chanclou, P. ; Bo, G. ; Jianhe, G. ; Xuming, W., "Upstream wavelength drift during burst time for G-PON, XG-PON1 and TWDM-PON co-existing on the same ODN," in Optical Communication (**ECOC**), 2014 European Conference on , vol., no., pp.1-3, 21-25 Sept. 2014. doi : 10.1109/ECOC. 2014. 6964179

22. Levaufre, G.; Le Liepvre, A.; Jany, C.; Accard, A.; Kaspar, P.; Brenot, R.; Make, D.; Lelarge, F.; Duan, G.-H.; Olivier, S.; Malhouitre, S.; Kopp, C.; Simon, G.; Saliou, F.; Chanclou, P., "Hybrid III-V/silicon tunable laser directly modulated at 10Gbit/s for short reach/access networks," in Optical Communication (**ECOC**), 2014 European Conference on , vol., no., pp.1-3, 21-25 Sept. 2014. doi : 10.1109/ECOC.2014.6964066
23. Saliou, F.; Chanclou, P.; Simon, G.; Brenot, R., "125km long cavity based on self-seeded RSOAs colorless sources for 2.5Gbit/s DWDM networks," in Optical Communication (**ECOC**), 2014 European Conference on , vol., no., pp.1-3, 21-25 Sept. 2014. doi : 10.1109/ECOC.2014.6964058
24. Parolari, P.; Marazzi, L.; Brunero, M.; Martinelli, M.; Maho, A.; Barbet, S.; Lelarge, F.; Brenot, R.; Gavioli, G.; Simon, G.; Saliou, F.; Deniel, Q.; Chanclou, P., "Operation of a RSOA WDM PON self-seeded transmitter over More than 50 km of SSMF up to 10 Gb/s," in Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (**OFC**), 2014 , vol., no., pp.1-3, 9-13 March 2014. doi : 10.1364/OFC.2014.W3G.4

Bibliographie

[1] Q. Deniel, F. Saliou, L. A. Neto, N. Genay, B. Charbonnier, D. Erasme, and P. Chanclou. Up to 10 Gbit/s transmission in WDM-PON architecture using external cavity laser based on self-tuning ONU. In *Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC), 2012 and the National Fiber Optic Engineers Conference*, pages 1–3, March 2012.

[2] Q. Deniel, F. Saliou, P. Chanclou, and D. Erasme. Self-seeded RSOA based WDM-PON transmission capacities. In *Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC), 2013*, pages 1–3, March 2013.

[3] Q. Deniel, F. Saliou, S. D. Le, P. Chanclou, D. Erasme, and R. Brenot. Amplified RSOA self-tuning laser for WDM PON using saturated SOA for noise reduction and data cancellation. In *Optical Communication (ECOC 2013), 39th European Conference and Exhibition on*, pages 1–3, Sept 2013.

[4] Cisco. The Zettabyte Era : Trends and Analysis (White Paper). http://www.cisco.com/c/en/us/solutions/collateral/service-provider/visual-networking-index-vni/vni-hyperconnectivity-wp.pdf, June 2016. [En ligne ; consulté en juin 2016].

[5] Cisco. The Hierarchical Network Design Model. http://www.cisco.com/web/learning/netacad/demos/CCNP1v30/ch1/1_1_1/index.html. [En ligne ; consulté en juin 2016].

[6] Huawei OSN 8800 datasheet (www.huawei.com) / Ciena 6500 datasheet (www.ciena.com).

[7] M. Song, E. Pincemin, V. Vgenopoulou, I. Roudas, E. M. Amhoud, and Y. Jaouën. Transmission performances of 400 Gbps coherent 16-QAM multi-band OFDM adopting nonlinear mitigation techniques. In *Digital Communications (TIWDC), 2015 Tyrrhenian International Workshop on*, pages 46–48, Sept 2015.

[8] International Telecommunication Union. Optical Transport Network (OTN) definition. http://www.itu.int/ITU-T/2001-2004/com15/otn/definitions.html. [En ligne ; consulté en juin 2016].

[9] W. Coomans, R. B. Moraes, K. Hooghe, A. Duque, J. Galaro, M. Timmers, A. J. van Wijngaarden, M. Guenach, and J. Maes. XG-FAST : Towards 10 Gb/s copper access. In *2014 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)*, pages 630–635, Dec 2014.

[10] Fibre to the Home Council Europe. FTTH Handbook. http://www.ftthcouncil.eu/documents/Publications/FTTH-Handbook_2014-V6.0.pdf, February 2014. [En ligne ; 6e édition ; consulté en juin 2016].

[11] IDATE. DigiWorld Yearbook 2014. http://www.idate.org/fr/Forum/DigiWorld-Yearbook/Edition-2014_95_.html, 2014. [En ligne ; consulté en juin 2016].

[12] Autorité de Régulation des Communications Electroniques et des Postes (ARCEP). Observatoire des marchés des communications électroniques - Services fixes haut et très haut débit (suivi des DÉPLOIEMENTS) - 1er trimestre 2016. http://www.arcep.fr/fileadmin/reprise/observatoire/hd-thd-gros/t1-2016/Obs_HD-THD_T1-2016-deploiements.pdf, 2016. [En ligne ; consulté en juin 2016].

[13] nextinpact.com. Le streaming capte un tiers du trafic en Europe, et 50 % aux USA. http://www.nextinpact.com/archive/63619-streaming-youtube-netflix-europe-usa.htm. [En ligne ; consulté en juin 2016].

[14] Sandvine. Global Internet Phenomena Report. https://www.sandvine.com/downloads/general/global-internet-phenomena/2015/global-internet-phenomena-report-apac-and-europe.pdf, September 2015. [En ligne ; consulté en juin 2016].

[15] Fibre to the Home Council Europe. Fibre to the home (FTTH) : what is it ? http://www.ftthcouncil.eu/documents/Publications/FTTH_introduction_whatisit_2016.pdf. [En ligne ; consulté en juin 2016].

[16] Aurélien Lebreton. *Allocation dynamique de ressources basée sur un multiplexage radio-fréquence pour les futurs réseaux d'accès optique passifs*. PhD thesis, 2015. Thèse de doctorat dirigée par Boutillon, Emmanuel et Charbonnier, Benoit, Stic Lorient 2015.

[17] Luiz Anet Neto. *Étude des potentialités des techniques de modulation multiporteuse pour les futurs réseaux d'accès optique WDM et TDM PON*. PhD thesis, 2012. Thèse de doctorat dirigée par Aupetit-Berthelemot, Christelle et Genay, Naveena, Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique Limoges 2012.

[18] IEEE 802.3 Ethernet Working Group. Feasibility Assessment for the Next Generation of EPON. http://www.ieee802.org/3/ad_hoc/ngepon/ng_epon_report.pdf, March 2015. [En ligne ; consulté en juin 2016].

[19] CommScope Solutions Marketing. GPON - EPON Comparison. www.commscope.com, October 2013. [En ligne ; consulté en juin 2016].

[20] D. Nesset. NG-PON2 Technology and Standards. *Journal of Lightwave Technology*, 33(5) :1136–1143, March 2015.

[21] P. Chanclou, A. Cui, F. Geilhardt, H. Nakamura, and D. Nesset. Network operator requirements for the next generation of optical access networks. *IEEE Network*, 26(2) :8–14, March 2012.

[22] D. van Veen, V. Houtsma, and H. Chow. Demonstration of symmetrical 25 Gbps quaternary PAM/duobinary TDM-PON with multilevel interleaving of users. In *Optical Communication (ECOC), 2015 European Conference on*, pages 1–3, Sept 2015.

[23] N. Cvijetic. OFDM for Next-Generation Optical Access Networks. *Journal of Lightwave Technology*, 30(4) :384–398, Feb 2012.

[24] A. Lebreton, B. Charbonnier, and J. Le Masson. A Single Wavelength 25-Gb/s Symmetric FDMA PON. *Journal of Lightwave Technology*, 33(8) :1630–1634, April 2015.

[25] P. Savio, S. Straullu, S. Abrate, R. Gaudino, J. Chang, and V. Ferrero. Real-time transmission experiments for the FDMA-PON conceived within FABULOUS european project. In *2015 17th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, pages 1–4, July 2015.

[26] J. Prat, M. Angelou, C. Kazmierski, R. Pous, M. Presi, A. Rafel, G. Vall-llosera, I. Tomkos, and E. Ciaramella. Towards ultra-dense wavelength-to-the-user : The approach of the COCONUT project. In *2013 15th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, pages 1–4, June 2013.

[27] J. Prat, I. N. Cano, M. Presi, J. Tabares, M. Ranello, J. C. Velásquez, F. Bottoni, S. Ghasemi, V. Polo, G. Y. Chu, M. Artiglia, R. Pous, G. Azcárate, C. Vilà, H. Debrégeas, and E. Ciaramella. Ultra-dense WDM access network field trial. In *2016 21st European Conference on Networks and Optical Communications (NOC)*, pages 117–118, June 2016.

[28] J. S. Wey, D. Nesset, M. Valvo, K. Grobe, H. Roberts, Y. Luo, and J. Smith. Physical layer aspects of NG-PON2 standards-Part 1 : Optical link design [Invited]. *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, 8(1) :33–42, January 2016.

[29] Y. Luo, H. Roberts, K. Grobe, M. Valvo, D. Nesset, K. Asaka, H. Rohde, J. Smith, J. S. Wey, and F. Effenberger. Physical layer aspects of NG-PON2 standards-Part 2 : System design and technology feasibility [Invited]. *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, 8(1) :43–52, January 2016.

[30] Ana Pesovic and David Thomas (Nokia). XGS-PON makes NG-PON simpler. http://insight.nokia.com/xgs-pon-makes-ng-pon-simpler, June 2016. [En ligne ; consulté en juin 2016].

[31] P. Iannone, D. van Veen, A. Gnauck, and V. Houtsma. Extending capacity in access beyond NG-PON2 : WDM vs. TDM. In *Optical Communication (ECOC), 2015 European Conference on*, pages 1–3, Sept 2015.

[32] D. T. van Veen and V. E. Houtsma. Symmetrical 25-Gb/s TDM-PON With 31.5-dB Optical Power Budget Using Only Off-the-Shelf 10-Gb/s Optical Components. *Journal of Lightwave Technology*, 34(7) :1636–1642, April 2016.

[33] Z. Ye, S. Li, N. Cheng, and X. Liu. Demonstration of high-performance cost-effective 100-Gb/s TWDM-PON using 4 x25-Gb/s optical duobinary channels with 16-GHz APD and receiver-side post-equalization. In *Optical Communication (ECOC), 2015 European Conference on*, pages 1–3, Sept 2015.

[34] ITU-T. 40-Gigabit-capable Passive Optical Networks 2 (NG-PON2) : General requirements. http://www.itu.int/rec/T-REC-G.989.1/en.

[35] A. Pizzinat, P. Chanclou, F. Saliou, and T. Diallo. Things You Should Know About Fronthaul. *Journal of Lightwave Technology*, 33(5) :1077–1083, March 2015.

[36] China Mobile Research Institute. C-RAN the road towards green RAN. *White Paper*, September 2013.

[37] N. Carapellese, A. Pizzinat, M. Tornatore, P. Chanclou, and S. Gosselin. An energy consumption comparison of different mobile backhaul and fronthaul optical access architectures. In *2014 The European Conference on Optical Communication (ECOC)*, pages 1–3, Sept 2014.

[38] P. Chanclou, A. Pizzinat, F. Le Clech, T. L. Reedeker, Y. Lagadec, F. Saliou, B. Le Guyader, L. Guillo, Q. Deniel, S. Gosselin, S. D. Le, T. Diallo, R. Brenot, F. Lelarge, L. Marazzi, P. Parolari, M. Martinelli, S. O'Dull, S. A. Gebrewold, D. Hillerkuss, J. Leuthold, G. Gavioli, and P. Galli. Optical fiber solution for mobile fronthaul to achieve cloud radio access network. In *Future Network and Mobile Summit (FutureNetworkSummit), 2013*, pages 1–11, July 2013.

[39] P. Gysel and R. K. Staubli. Statistical properties of Rayleigh backscattering in single-mode fibers. *Journal of Lightwave Technology*, 8(4) :561–567, Apr 1990.

[40] J. Shin, S. Hong, J. Y. Lim, S. Cho, H. Y. Rhy, and G. Y. Yi. CWDM networks with dual sub-channel interface for mobile fronthaul and backhaul deployment. In *16th International Conference on Advanced Communication Technology*, pages 1099–1102, Feb 2014.

[41] Yoon Koo Kwon, Kang Yong Jung, Ho Sung Cho, Jongyoon Shin, Seungjoo Hong, Jong Yeong Lim, Sungmin Cho, Hee Yeal Rhy, and Gwang Yong Yi. Optical transceiver for CWDM networks with multi subchannel interface. In *Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), 2014*, pages 1–3, March 2014.

[42] ITU-T. 40-Gigabit-capable passive optical networks 2 (NG-PON2) : Physical Media Dependent (PMD) layer specification. https://www.itu.int/rec/T-REC-G.989.2-201412-I/en.

[43] Press Release Fibre to the Home Council Europe. "FTTH subscribers in Europe : nearly 15 million homes !". wwwftthcouncil.eu, 2015.

[44] W. Pöhlmann and T. Pfeiffer. Demonstration of wavelength-set division multiplexing for a cost effective PON with up to 80 Gbit/s upstream bandwidth. In *Optical Communication (ECOC), 2011 37th European Conference and Exhibition on*, pages 1–3, Sept 2011.

[45] G. Levaufre, A. Le Liepvre, C. Jany, A. Accard, P. Kaspar, R. Brenot, D. Make, F. Lelarge, G. H. Duan, S. Olivier, S. Malhouitre, C. Kopp, G. Simon, F. Saliou, and P. Chanclou. Hybrid iii-v/silicon tunable laser directly modulated at 10gbit/s for short reach/access networks. In *Optical Communication (ECOC), 2014 European Conference on*, pages 1–3, Sept 2014.

[46] S. Pachnicke, J. Zhu, M. Lawin, A. Wonfor, M. Eiselt, R.V. Penty, R. Cush, R. Turner, P. Firth, M.J. Wale, I.H. White, and J.-P. Elbers. First demonstration of a full C-Band tunable WDM-PON system with novel high-temperature DS-DBR lasers. In *Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), 2014*, pages 1–3, March 2014.

[47] E.G. Vicente de Vera and B. Glance. Switching-time limitation in tunable multisection lasers. *Photonics Technology Letters, IEEE*, 2(11) :781–783, Nov 1990.

[48] W. Poehlmann, D. van Veen, H. Schmuck, B. Deppisch, R. Bonk, and T. Pfeiffer. Measurement of direct modulated lasers frequency-drift in burst-mode and impact on narrowly filtered receivers. In *Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), 2015*, pages 1–3, March 2015.

[49] P. Krehlik. Characterization of semiconductor laser frequency chirp based on signal distortion in dispersive optical fiber", journal="Opto-Electronics Review. 14(2) :119–124.

[50] J.C. Cartledge. Comparison of effective alpha ;-parameters for semiconductor Mach-Zehnder optical modulators. *Lightwave Technology, Journal of*, 16(3) :372–379, Mar 1998.

[51] T.L. Koch and J.E. Bowers. Nature of wavelength chirping in directly modulated semiconductor lasers. *Electronics Letters*, 20(25) :1038–1040, December 1984.

[52] C.H. Henry. Theory of the linewidth of semiconductor lasers. *Quantum Electronics, IEEE Journal of*, 18(2) :259–264, Feb 1982.

[53] G.P. Agrawal and N.K. Dutta. *Long-wavelength semiconductor lasers*. Van Nostrand Reinhold electrical/computer science and engineering series. Van Nostrand Reinhold, 1986.

[54] C. Rio Campos, P. R. Horche, and A. F. Minguez. Interaction of semiconductor laser chirp with fiber dispersion : Impact on WDM directly modulated system performance. In *Fourth International Conference on Advances in Circuits, Electronics and Micro-electronics, 2011*, pages 17–22, 2011.

[55] Mohamed Essghair Chaibi. *Etude de composants d'émission optique pour les réseaux d'accès de nouvelles générations*. PhD thesis, 2015. Thèse de doctorat dirigée par Erasme, Didier, Ecole doctorale EDITE (Télécom ParisTech), département ComElec.

[56] M. Ito and Tatsuya Kimura. Stationary and transient thermal properties of semiconductor laser diodes. *Quantum Electronics, IEEE Journal of*, 17(5) :787–795, May 1981.

[57] W. Nakwaski. Thermal properties of buried-heterostructure laser diodes. *Optoelectronics, IEE Proceedings J*, 134(1) :87–94, February 1987.

[58] G. Mulvihill and R. O'Dowd. Thermal transient measurement, modeling, and compensation of a widely tunable laser for an optically switched network. *Lightwave Technology, Journal of*, 23(12) :4101–4109, Dec 2005.

[59] H. Shalom, A. Zadok, M. Tur, P.J. Legg, W.D. Cornwell, and Ivan Andonovic. On the various time constants of wavelength changes of a DFB laser under direct modulation. *Quantum Electronics, IEEE Journal of*, 34(10) :1816–1822, Oct 1998.

[60] A.A. Saavedra, R. Passy, and J.P. von der Weid. Thermal drift in wavelength-switching DFB and DBR lasers. *Electronics Letters*, 33(9) :780–781, Apr 1997.

[61] W. D. Cornwell, I. Andonovic, A. Zadok, and M. Tur. The role of thermal chirp in reducing interferometric noise in fiber-optic systems driven by directly modulated DFB lasers. *Journal of Lightwave Technology*, 18(2) :154–160, Feb 2000.

[62] P.M. Anandarajah, A. Kaszubowska, R. Maher, and L.P. Barry. Wavelength tunable lasers in future optical communication systems. In *Transparent Optical Networks, 2008. ICTON 2008. 10th Anniversary International Conference on*, volume 2, pages 109–109, June 2008.

[63] W. Poehlmann, D. van Veen, R. Farah, T. Pfeiffer, and P. Vetter. Wavelength drift of burst-mode DML for TWDM-PON [invited]. *Optical Communications and Networking, IEEE/OSA Journal of*, 7(1) :A44–A51, Jan 2015.

[64] E. Buimovich and D. Sadot. Measurements of thermal frequency chirp in directly modulated DFB lasers and thermal transient induced frequency drift during fast tuning in GCSR lasers using frequency discrimination technique. In *Lasers and Electro-Optics Society, 2003. LEOS 2003. The 16th Annual Meeting of the IEEE*, volume 1, pages 208–209 vol.1, Oct 2003.

[65] F. Saliou, B. Le Guyader, L. Guillo, G. Simon, P. Chanclou, G. Bo, G. Jianhe, and W. Xuming. Upstream wavelength drift during burst time for G-PON, XG-PON1 and TWDM-PON co-existing on the same ODN. In *Optical Communication (ECOC), 2014 European Conference on*, pages 1–3, Sept 2014.

[66] D. van Veen, W. Pohlmann, B. Farah, T. Pfeiffer, and P. Vetter. Measurement and mitigation of wavelength drift due to self-heating of tunable burst-mode DML for TWDM-PON. In *Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), 2014*, pages 1–3, March 2014.

[67] G. Simon, F. Saliou, P. Chanclou, B. Le Guyader, L. Guillo, and D. Erasme. Accurate wavelength drift measurements of NGPON2 tunable lasers candidates. In *Optical Communication (ECOC), 2015 European Conference on*, pages 1–3, Sept 2015.

[68] Frederick W. King. *Hilbert Transforms*, volume 1. Cambridge University Press, 2009. Cambridge Books Online.

[69] R.W. Schafer. What Is a Savitzky-Golay Filter ? [Lecture Notes]. *Signal Processing Magazine, IEEE*, 28(4) :111–117, July 2011.

[70] Abraham. Savitzky and M. J. E. Golay. Smoothing and Differentiation of Data by Simplified Least Squares Procedures. *Analytical Chemistry*, 36(8) :1627–1639, 1964.

[71] R.W. Schafer. On the frequency-domain properties of Savitzky-Golay filters. In *Digital Signal Processing Workshop and IEEE Signal Processing Education Workshop (DSP/SPE), 2011 IEEE*, pages 54–59, Jan 2011.

[72] G. Simon, F. Saliou, P. Chanclou, B. Le Guyader, J. Konopacki, F. Bourgart, and D. Erasme. Spectral and Temporal Analysis of the NGPON2 Short-Term Wavelength Drift for 10Gbit/s Bursts. In *Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), 2016*, pages 1–3, 2016.

[73] Projet ANR-DIQDOT (Dispersion Immune Quantum DOT based sources for next generation access networks). Site web. http ://diqdot.fr.

[74] T. A. Heumier and J. L. Carlsten. Detecting mode hopping in semiconductor lasers by monitoring intensity noise. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 29(11) :2756–2761, Nov 1993.

[75] Bjorn Skubic, Jiajia Chen, J. Ahmed, L. Wosinska, and B. Mukherjee. A comparison of dynamic bandwidth allocation for EPON, GPON, and next-generation TDM PON. *Communications Magazine, IEEE*, 47(3) :S40–S48, March 2009.

[76] J. Pankove. Temperature dependence of emission efficiency and lasing threshold in laser diodes. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 4(4) :119–122, Apr 1968.

[77] M. N. Ngo, H. T. Nguyen, C. Gosset, D. Erasme, Q. Deniel, and N. Genay. Transmission performance of chirp-controlled signal emitted by electroabsorption modulator laser integrated with a semiconductor optical amplifier. In *Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC), 2012 and the National Fiber Optic Engineers Conference*, pages 1–3, March 2012.

[78] G. Darvish, M. K. Moravvej-Farshi, A. Zarifkar, and K. Saghafi. Precompensation Techniques to Suppress the Thermally Induced Wavelength Drift in Tunable DBR Lasers. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 44(10) :958–965, Oct 2008.

[79] Yasuhiro Matsui, Wen Li, Hal Roberts, Henk Bulthuis, Hongyu Deng, Leo Lin, and Charles Roxlo. Transceiver for ng-pon2 : Wavelength tunablity for burst mode twdm and point-to-point wdm. In *Optical Fiber Communication Conference*, page Tu2C.1. Optical Society of America, 2016.

[80] T. Kanai, N. Nunoya, T. Yamanaka, R. Iga, M. Shimokozono, and H. Ishii. High-accuracy, sub-wavelength switching with thermal drift suppression in tunable distributed amplification (tda-) dfb laser array. In *Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC), 2013*, pages 1–3, March 2013.

[81] N. Fujiwara, H. Ishii, H. Okamoto, Y. Kawaguchi, Y. Kondo, and H. Oohashi. Suppression of Thermal Wavelength Drift in Super-Structure Grating Distributed

Bragg Reflector (SSG-DBR) Laser with Thermal Drift Compensator. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, 13(5) :1164–1169, Sept 2007.

[82] G. Simon, F. Saliou, P. Chanclou, B. L. Guyader, L. Guillo, J. Konopacki, F. Bourgart, and D. Erasme. Focus on Time-Dependent Wavelength Drift of DMLs Under Burst-Mode Operation for NG-PON2. *Journal of Lightwave Technology*, 34(13) :3148–3154, July 2016.

[83] P. P. Iannone, A. H. Gnauck, D. T. van Veen, and V. E. Houtsma. Increasing TDM Rates for Access Systems Beyond NG-PON2. *Journal of Lightwave Technology*, 34(6) :1545–1550, March 2016.

[84] ITU-T. Gigabit-capable passive optical networks (GPON) : Enhancement band. https://www.itu.int/rec/T-REC-G.984.5/fr.

[85] ITU-T. Gigabit-capable passive optical networks (GPON) : General characteristics, Amendement 1. https://www.itu.int/rec/T-REC-G.984.2-200602-I!Amd1/fr.

[86] ITU-T. 10-Gigabit-capable passive optical networks (XG-PON) : Physical media dependent (PMD) layer specification. http://www.itu.int/rec/T-REC-G.987.2/en.

[87] C. V. Raman. A new radiation. *Proceedings of the Indian Academy of Sciences - Section A*, 37(3) :333–341, 1953.

[88] G.P. Agrawal. *Nonlinear Fiber Optics*. Electronics & Electrical. Academic Press, 2007.

[89] E. J. Woodbury and W. K. Ng. Ruby laser operation in the near IR. In *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, page 2367, Nov 1962.

[90] R. H. Stolen, E. P. Ippen, and A. R. Tynes. Raman Oscillation in Glass Optical Waveguide. *Applied Physics Letters*, 20(2), 1972.

[91] R. H. Stolen and E. P. Ippen. Raman gain in glass optical waveguides. *Applied Physics Letters*, 22(6), 1973.

[92] R. H. Stolen, J. P. Gordon, W. J. Tomlinson, and H. A. Haus. Raman response function of silica-core fibers. *J. Opt. Soc. Am. B*, 6(6) :1159–1166, Jun 1989.

[93] J. Bromage. Raman amplification for fiber communications systems. *Journal of Lightwave Technology*, 22(1) :79–93, Jan 2004.

[94] ITU-T. Characteristics of a single-mode optical fibre and cable. https://www.itu.int/rec/T-REC-G.652-200911-I/fr.

[95] G. J. Foschini and C. D. Poole. Statistical theory of polarization dispersion in single mode fibers. *Journal of Lightwave Technology*, 9(11) :1439–1456, Nov 1991.

[96] R. Gaudino, V. Curri, and S. Capriata. Propagation impairments due to Raman effect on the coexistence of GPON, XG-PON, RF-video and TWDM-PON. In *Optical Communication (ECOC 2013), 39th European Conference and Exhibition on*, pages 1–3, Sept 2013.

[97] N. Taylor, J. Grochocinski, and Corning. The Impact of Fiber Effective Area on Systems using Raman Amplification. Jan 2002.

[98] R P photonics website. Telecom Fibers page. https://www.rp-photonics.com/telecom_fibers.html.

[99] G.P. Agrawal. *Fiber-Optic Communication Systems*. Wiley Series in Microwave and Optical Engineering. Wiley, third edition, 2012.

[100] F. Coppinger, L. Chen, and D. Piehler. Nonlinear Raman cross-talk in a video overlay passive optical network. In *Optical Fiber Communications Conference, 2003. OFC 2003*, pages 285–286 vol.1, March 2003.

[101] M. R. Phillips and D. M. Ott. Crosstalk due to optical fiber nonlinearities in WDM CATV lightwave systems. *Journal of Lightwave Technology*, 17(10) :1782–1792, Oct 1999.

[102] Y. Guo and S. Zhu and G. Kuang and Y. Yin and D. Zhang and X. Liu. Demonstration of a symmetric 40 Gbit/s TWDM-PON over 40 km passive reach using 10 G burst-mode DML and EDC for upstream transmission [invited]. *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, 7(3) :A363–A371, March 2015.

[103] Y. Denis. Données Boucle locale Cuivre d'Orange, présentation interne Orange, 2012.

[104] F. Derouet. Augmentation du budget optique pour l'habitat éloigné, présentation interne Orange.

[105] K. Acharya and M. Y. A. Raja. SRS crosstalk mitigation in WDM-PON using quadrature amplitude modulation. In *2007 International Symposium on High Capacity Optical Networks and Enabling Technologies*, pages 1–5, Nov 2007.

[106] M. Cantono, V. Curri, and R. Gaudino. Raman Crosstalk Suppression in NG-PON2 Using Optimized Spectral Shaping. *Journal of Lightwave Technology*, 33(24) :5284–5292, Dec 2015.

[107] H. Kim, K. H. Han, and Y. C. Chung. Performance limitation of hybrid WDM systems due to stimulated Raman scattering. *IEEE Photonics Technology Letters*, 13(10) :1118–1120, Oct 2001.

[108] D. Piehler. Minimising nonlinear Raman crosstalk in future network overlays on legacy passive optical networks. *Electronics Letters*, 50(9) :687–688, April 2014.

[109] A. Tanaka, N. Cvijetic, and T. Wang. Beyond 5dB nonlinear Raman crosstalk reduction via PSD control of 10Gb/s OOK in RF-video coexistence scenarios for next-generation PON. In *Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), 2014*, pages 1–3, March 2014.

[110] Standford lecture. Line Coding for Digital Communication. http://web.stanford.edu/class/ee179/handouts/slide18.pdf.

[111] Jun Li, Meihua Bi, Hao He, and Weisheng Hu. Suppression of SRS induced crosstalk in RF-video overlay TWDM-PON system using dicode coding. *Opt. Express*, 22(18) :21192–21198, Sep 2014.

[112] N. Cheng, M. Zhou, K. Litvin, and F. Effenberger. Delay modulation for TWDM PONs. In *Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), 2014*, pages 1–3, March 2014.

[113] M. Cantono, V. Curri, A. Mecozzi, and R. Gaudino. Polarization-Related Statistics of Raman Crosstalk in Single-Mode Optical Fibers. *Journal of Lightwave Technology*, 34(4) :1191–1205, Feb 2016.

[114] M. Cantono, A. Mecozzi, V. Curri, and R. Gaudino. Optimal polarization launch for Raman depletion minimization in GPON and TWDM-PON coexistence. In *Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), 2015*, pages 1–3, March 2015.

[115] V. Curri, S. Capriata, and R. Gaudino. Outage probability due to Stimulated Raman Scattering in GPON and TWDM-PON coexistence. In *Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), 2014*, pages 1–3, March 2014.

[116] A. Lender. The duobinary technique for high-speed data transmission. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, Part I : Communication and Electronics*, 82(2) :214–218, May 1963.

[117] K.-H. Han, E.S. Son, H.Y. Choi, K.W. Lim, and Y.C. Chung. Bidirectional WDM PON using light-emitting diodes spectrum-sliced with cyclic arrayed-waveguide grating. *Photonics Technology Letters, IEEE*, 16(10) :2380–2382, Oct 2004.

[118] D.K. Jung, S.K. Shin, C.-H. Lee, and Y.C. Chung. Wavelength-division-multiplexed passive optical network based on spectrum-slicing techniques. *Photonics Technology Letters, IEEE*, 10(9) :1334–1336, Sept 1998.

[119] A. Shen, A. Akrout, 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 *Communications and Photonics Conference and Exhibition (ACP), 2009 Asia*, pages 1–2, Nov 2009.

[120] Q.T. Nguyen, L. Bramerie, G. Girault, O. Vaudel, P. Besnard, J. C Simon, A. Shen, G-H 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 - incudes post deadline papers, 2009. OFC 2009. Conference on*, pages 1–3, March 2009.

[121] F. Payoux, P. Chanclou, and R. Brenot. WDM PON with a single SLED seeding colorless RSOA-based OLT and ONUs. In *Optical Communications, 2006. ECOC 2006. European Conference on*, pages 1–2, Sept 2006.

[122] G. de Valicourt, D. Make, J. Landreau, M. Lamponi, G-H 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. *Photonics Technology Letters, IEEE*, 22(3) :191–193, Feb 2010.

[123] M. Presi, A. Chiuchiarelli, and E. Ciaramella. Polarization independent self-seeding of Fabry-Perot laser diodes for WDM-PONs. In *Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC), 2012 and the National Fiber Optic Engineers Conference*, pages 1–3, March 2012.

[124] 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 *Indium Phosphide and Related Materials Conference Proceedings, 2006 International Conference on*, pages 168–170, May 2006.

[125] Jea-Hoon Yu, Byoung whi Kim, and Nam Kim. Wavelength Re-use Scheme with Reflective SOA for WDM-PON Link. In *Advanced Communication Technology, 2008. ICACT 2008. 10th International Conference on*, volume 3, pages 1704–1710, Feb 2008.

[126] P. Parolari, L. Marazzi, M. Brunero, M. Martinelli, R. Brenot, A. Maho, S. Barbet, G. Gavioli, G. Simon, S.D. Le, F. Saliou, and P. Chanclou. C- and O-band operation of RSOA WDM PON self-seeded transmitters up to 10 Gb/s [Invited]. *Optical Communications and Networking, IEEE/OSA Journal of*, 7(2) :A249–A255, February 2015.

[127] S. Ó Dúill, L. Marazzi, P. Parolari, R. Brenot, C. Koos, W. Freude, and J. Leuthold. Efficient modulation cancellation using reflective SOAs. *Opt. Express*, 20(26) :B587–B594, Dec 2012.

[128] Guilhem De Valicourt. *Design, fabrication and evaluation of Reflective Semiconductor Optical Amplifier for Access and R-o-F Network.* Theses, Télécom ParisTech, October 2011.

[129] M. Presi and E. Ciaramella. Stable self-seeding of R-SOAs for WDM-PONs. In *Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC), 2011 and the National Fiber Optic Engineers Conference*, pages 1–3, March 2011.

[130] M. Presi, A. Chiuchiarelli, R. Corsini, and E. Ciaramella. Uncooled and Polarization Independent Operation of Self-Seeded Fabry-Perot Lasers for WDM-PONs. *Photonics Technology Letters, IEEE*, 24(17) :1523–1526, Sept 2012.

[131] T. Komljenovic, D. Babic, and Z. Sipus. C and L band self-seeded WDM-PON links using injectionlocked Fabry-Perot lasers and modulation averaging. In *Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), 2014*, pages 1–3, March 2014.

[132] E. Wong, Ka Lun Lee, and T.B. Anderson. Directly Modulated Self-Seeding Reflective Semiconductor Optical Amplifiers as Colorless Transmitters in Wavelength Division Multiplexed Passive Optical Networks. *Lightwave Technology, Journal of*, 25(1) :67–74, Jan 2007.

[133] T. Komljenovic, D. Babic, and Z. Sipus. Modulation-Averaging Reflectors for Extended-Cavity Optical Sources. *Journal of Lightwave Technology*, 29(15) :2249–2258, Aug 2011.

[134] N. Cheng, Z. Xu, H. Lin, and D. Liu. 20Gb/s hybrid TDM/WDM PONs with 512-split using self-seeded reflective semiconductor optical amplifiers. In *Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC), 2012 and the National Fiber Optic Engineers Conference*, pages 1–3, March 2012.

[135] Q. Deniel, F. Saliou, P. Chanclou, D. Erasme, and R. Brenot. Up to 45km-long amplified self-seeded RSOA based external cavity for 2.5Gb/s WDM PON transmission. In *Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC), 2013*, pages 1–3, March 2013.

[136] S. D. Le, Q. Deniel, F. Saliou, A. Lebreton, and P. Chanclou. 16 X 2.5 Gbit/s and 5 Gbit/s WDM PON based on self-seeded RSOA. In *2013 15th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, pages 1–4, June 2013.

[137] L. Marazzi, P. Parolari, M. Brunero, A. Gatto, M. Martinelli, R. Brenot, S. Barbet, P. Galli, and G. Gavioli. Up to 10.7-Gb/s High-PDG RSOA-Based Colorless Transmitter for WDM Networks. *IEEE Photonics Technology Letters*, 25(7) :637–640, April 2013.

[138] S.D. Le, A. Lebreton, F. Saliou, Q. Deniel, B. Charbonier, and P. Chanclou. Up to 60 km bidirectional transmission of a 16 channels x 10 Gb/s FDM-WDM PON based on self-seeded reflective semiconductor optical amplifiers. In *Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), 2014*, pages 1–3, March 2014.

[139] FP7-ERMES project (Embedded Resonant and ModulabIE Self-Tuning Laser Cavity for Next Generation Access Network Transmitter). ERMES website. http://ermes-project.eu/project.html.

[140] Projet ANR-LAMPION (Réseaux optiques passifs multi-longueur d'onde pour les réseaux d'accès mobile et métropolitains). site internet de LAMPION. http://www.agence-nationale-recherche.fr/?Projet=ANR-13-INFR-0002.

[141] J. Wang and K. Petermann. Small signal analysis for dispersive optical fiber communication systems. *Journal of Lightwave Technology*, 10(1) :96–100, Jan 1992.

[142] A. Bogatov, P. Eliseev, and B. Sverdlov. Anomalous interaction of spectral modes in a semiconductor laser. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 11(7) :510–515, July 1975.

[143] L. Marazzi, P. Parolari, M. Brunero, A. Mellerio, R. Brenot, and M. Martinelli. Build-up analysis of an RSOA-based self-seeded transmitter. In *2014 The European Conference on Optical Communication (ECOC)*, pages 1–3, Sept 2014.

[144] M. Brunero, L. Marazzi, P. Parolari, A. Maho, R. Brenot, and M. Martinelli. Experimental evaluation of burst-mode operation of a RSOA-based self-seeded transmitter. In *2014 The European Conference on Optical Communication (ECOC)*, pages 1–3, Sept 2014.

[145] Jean-François Hayau. *Characterization of quantum dots semiconductor InAsS/InP laser : noise and optical injection*. Theses, Université Rennes 1, May 2009.

[146] ITU-T. G986 - 1 Gbit/s point-to-point Ethernet-based optical access system. https://www.itu.int/rec/T-REC-G.986-201001-I/fr.

[147] T. Diallo, A. Pizzinat, F. Saliou, P. Chanclou, G. Simon, and C. Aupetit-Berthelemot. Self-Seeded DWDM Solution for Fronthaul Links in Centralized-Radio Access Network. *Journal of Lightwave Technology*, PP(99) :1–1, 2016.

[148] G. Simon, F. Saliou, P. Chanclou, Q. Deniel, D. Erasme, and R. Brenot. 70km external cavity DWDM sources based on O-band self seeded RSOAs for transmissions at 2.5Gbit/s. In *Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), 2014*, pages 1–3, March 2014.

[149] P. Parolari, L. Marazzi, M. Brunero, M. Martinelli, R. Brenot, A. Maho, S. Barbet, G. Gavioli, G. Simon, F. Saliou, and P. Chanclou. 10-Gb/s Operation of a Colorless Self-Seeded Transmitter Over More Than 70 km of SSMF. *IEEE Photonics Technology Letters*, 26(6) :599–602, March 2014.

[150] P. Parolari, L. Marazzi, M. Brunero, M. Martinelli, A. Maho, S. Barbet, F. Lelarge, R. Brenot, G. Gavioli, G. Simon, F. Saliou, Q. Deniel, and P. Chanclou. Operation of a RSOA WDM PON self-seeded transmitter over More than 50 km of SSMF up to 10 Gb/s. In *Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), 2014*, pages 1–3, March 2014.

[151] F. Saliou, G. Simon, P. Chanclou, M. Brunero, L. Marazzi, P. Parolari, M. Martinelli, R. Brenot, A. Maho, S. Barbet, G. Gavioli, G. Parladori, S. Gebrewold, and J. Leuthold. 125-km Long Cavity Based on Self-Seeded RSOAs Colorless Sources for 2.5-Gb/s DWDM Networks. *Journal of Lightwave Technology*, 33(8) :1602–1607, April 2015.

[152] A. Gatto, M. Brunero, P. Parolari, P. Martelli, R. Brenot, and P. Boffi. O-band 12-Gb/s FDM-WDM PON transmission exploiting self-seeding in reflective semiconductor optical amplifiers. In *2015 17th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, pages 1–4, July 2015.

[153] N. Cheng and L. Zhou. Efficient mobile fronthaul for 24x20MHz LTE signals using self-seeded RSOA with adaptive crosstalk cancellation. In *Optical Communication (ECOC), 2015 European Conference on*, pages 1–3, Sept 2015.

[154] M. L. Deng, B. Y. Cao, R. P. Giddings, Y. X. Dong, N. Jiang, D. Nesset, K. Qiu, and J. M. Tang. Intra-cavity dispersion-induced performance degradations of dual-RSOA-based self-seeded PON systems. In *Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), 2015*, pages 1–3, March 2015.

Glossaire

ADSL Asymmetric Digital Subscriber Line. 7

ARCEP Autorité de Régulation des Communications Electroniques et des Postes. 8, 88

ASE Amplified Spontaneous Emission. xiv, 106, 114–116

ASK Amplitude Shift Keying. 66

AWG Arrayed Waveguide Grating. 17, 137

BBU Base Band Unit. xi, 21, 22, 136, 138, 139

BKR BacK Reflector. 135

BLS Broadband Light Source. 98, 99

CAPEX CAPital EXpenditures. 6, 66, 141

CEx Coexistence Element. 53, 81

CPD Chauffage en Pente Douce. xii, 62–65

CPRI Common Public Radio Interface. 21, 22, 136, 138, 140, 146

CSS Chauffage Sous-Seuil. xii, 62–65

DBA Dynamic Bandwidth Allocation algorithm. 56

DBR Distributed Bragg Reflector. 31, 65

DFB Distributed Feedback. 30, 31, 38, 48, 50–52, 59, 60, 65

DML Directly Modulated Laser. 30, 41, 42, 47, 52, 58

DP-QPSK Dual Polarization multiplexed Quadrature Phase Shift Keying. 48

DSO Digital Storage Oscilloscope. 42, 44

DSP densité spectrale de puissance. 54, 56–58, 91

ECL External Cavity Laser. 50–52

EDFA Erbium Doped Fiber Amplifier. 80

EML Externaly Modulated Laser. 65

EPON Ethernet Passive Optical Network. 10

FDM Frequency Division Multiplexing. 140

FSAN Full Service Access Network. 10, 11, 14–16, 18, 19, 58, 146

FTTH Fiber to the Home. 14, 31

GPON Gigabit-capable Passive Optical Networks. xi, xiii, xvii, 10–17, 20, 26, 29, 32, 49–51, 59, 69–71, 73, 75–85, 87, 89, 90, 93, 117, 146

HPDG High Polarization Dependence Gain. 113

IEEE Institute of Electrical and Electronics Engineers. 10, 146

ISL Intervalle Spectral Libre. 115, 118, 121, 122, 124

ITU-T International Telecommunication Union. xvii, 6, 10, 11, 13, 14, 17–19, 24, 26, 32, 54, 57–60, 112, 114, 146

LO Local Oscillator. 41, 47, 48

MEA Modulateurs Electro-Absorbants. 65

MQW Multi Quantum Well. 113

MSE Maximum Spectral Excursion. 32, 54, 57, 58, 60

MTE Maximum Tuning Error. 32, 54, 57, 58

NG-PON2 40-Gigabit-capable Passive Optical Networks. xi, xiii, xvii, 14–20, 25, 26, 29, 30, 32, 49, 50, 52, 53, 57–59, 62, 66, 69–71, 73, 75–87, 89–94, 97, 117, 143, 145, 146

NRA Nœud de Raccordement d'Abonné. 70, 88

NRO Nœud de Raccordement Optique. 70, 75, 89

NRZ Non-Return to Zero. 15, 19, 50–52, 59, 66, 77, 91

OBSAI Open Base station Architecture Initiative. 21

OFDM Orthogonal Frequency Division Multiplexing. 15, 140

OL Oscillateur Local. 121, 122

OLT Optical Line Terminal. xi, 9–14, 17–19, 26, 29, 31, 52, 53, 56, 58–60, 64, 70, 79, 89, 90, 136, 138, 145

ONU Optical Network Unit. xi, xii, xvii, 9–15, 17, 18, 26, 29–32, 53, 56–60, 62, 65, 79, 81, 86, 89, 90, 136, 138, 143, 145, 146

OPEX OPerating EXpenditures. 6, 30, 66, 141

PIC Photonic Integrated Circuits. 65

PM Point de Mutualisation. 70, 75, 89

PON Passive Optical Network. xiii, 6, 10–12, 14, 15, 17–20, 24–26, 29, 74, 76–81, 89, 93, 136, 137, 139, 141, 143, 145

PtM Point-to-Multipoint. 9

PtP Point-to-Point. 9

QSFP Quad Small Form-factor Pluggable. 136

RAN Radio Access Network. 20, 21, 139

RIN Relative Intensity Noise. 124, 125, 134, 146

RRH Remote Radio Head. 21, 22, 24, 136, 138, 139

RSOA Reflective Semiconductor Optical Amplifier. xiii, xiv, 99, 100, 102–118, 124, 130, 136, 137, 140, 141, 145

SFP Small Form-factor Pluggable. 136

SOA Semiconductor Optical Amplifier. 65, 105, 106, 111, 112, 140

TDM Time Division Multiplexing. 11, 14–16, 19, 29, 141, 146

TDMA Time Division Multiple Access. xi, 12–16, 19, 29, 117, 141, 146

TEB Taux d'Erreur Binaire. 22, 128, 129, 134, 135

TIC Technologies de l'Information et de la Communication. 7

TWDM Time and Wavelength Division Multiplexing. xi, 15–20, 26, 29, 32, 49, 50, 52, 59, 62, 66, 70, 71, 75, 79, 80, 83–85, 87, 89–91, 93, 117, 143, 144, 146

TWDMA Time and Wavelength Division Multiple Access. 15, 16, 29, 66, 80, 146

WDM Wavelength Division Multiplexing. 10, 16–18, 20, 25, 26, 71, 75, 83, 84, 89–91, 93, 94, 97, 136, 139–141

XG-PON 10-Gigabit-capable Passive Optical Networks. xi, xiii, xvii, 14–17, 19, 20, 26, 29, 49–52, 59, 69–71, 73, 75–78, 80, 84, 85, 87, 89, 93, 117, 146

XGS-PON 10-Gigabit-capable Symmetric Passive Optical Networks. 18–20, 26, 69–71, 73, 75, 89, 93, 146

Annexe : Publication au *Journal of Lightwave of Technology*

• Simon, G.; Saliou, F.; Chanclou, P.; Le Guyader, B.; Guillo, L.; Konopacki, J.; Bourgart, F.; Erasme, D., "Focus on Time-Dependent Wavelength Drift of DMLs under Burst-Mode Operation for NG-PON2," in Journal of Lightwave Technology (**JLT**), vol. 34, no. 13, pp. 3148-3154, July1, 1 2016, doi : 10.1109 / JLT.2016.2552719

3148 JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY, VOL. 34, NO. 13, JULY 1, 2016

Focus on Time-Dependent Wavelength Drift of DMLs Under Burst-Mode Operation for NG-PON2

G. Simon, F. Saliou, P. Chanclou, B. Le Guyader, L. Guillo, J. Konopacki, F. Bourgart, and D. Erasme

***Abstract*—Upstream time-dependent wavelength drift of directly modulated lasers under burst-mode operation is measured on a second next generation passive optical network precommercial system. A new measurement method is used to demonstrate that the international telecommunication union (ITU-T) recommendations on maximum wavelength drift excursion should be improved. Considering the proximity of the different wavelength channels in the ITU-T grid (down to 50 GHz), the time-dependent wavelength drift of directly modulated optical emitters is shown to lead to communication degradation and may cause breakdowns. A way to mitigate this problem is proposed.**

***Index Terms*—Adiabatic chirp, direct modulation, heterodyne detection, second next generation passive optical network (NG-PON2), thermal chirp, time and wavelength division multiplexing (TWDM), time-dependent wavelength drift, time division multiplexing (TDM), wavelength division multiplexing (WDM).**

I. Introduction

CONSTANTLY growing customer appetite for faster and cheaper information and communication technologies permanently challenges the different actors of the market (equipment suppliers, service providers, and independent test labs). For example, at the end of 2014 in Europe, 14.6 million people were connected to fiber to the home/building networks, with a 50% market increase over the previous year [1].

In order to forecast future demands, the international telecommunication union (ITU-T) has standardized in 2015 the second next generation passive optical networks, or NG-PON2 (ITU-T G.989) as a solution for the optical access network. This recommendation associates two distinct PONs architectures, to be operated by the service provider depending on the use case and constraints.

The first solution, referred as a point-to-point wavelength division multiplexing (WDM), is "a multiple wavelength PON that provides a dedicated wavelength for each end-user in both downstream and upstream directions" [2], based on colorless properties and supporting legacy optical distribution network.

The second solution is an evolution from the point-to-multipoint gigabit-capable passive optical network architecture, but including a multiple wavelength aspect over the regular time division multiplexing (TDM) structure and in which "each wavelength is shared between multiple optical network units (ONUs) by employing TDM" [2]. The novelty, compared to pure TDM PON legacy, thus consists in the mix of time and wavelength division multiplexing (TWDM). This TWDM-PON solution is able to reach 40 km range preferably with a passive plant, and to support a split ratio of at least 1:256, then possibly providing 256 customers. A total of 40 Gb/s downstream bitrate is aimed at, with four wavelengths carrying a 10 Gb/s signal each but an optional 80 Gb/s downstream bitrate is also allowed [2] (eight wavelengths at 10 Gb/s). In order to provide coexistence with legacy PONs and restrain the required spectral occupation, a dense WDM has been selected with channel spacing (CS) between optical carriers varying from 200 GHz down to 50 GHz.

Another NG-PON2 request is that ONUs must be colorless, i.e., not specific to a certain wavelength, in order to bring some flexibility to the network operation. The low cost and broad deployment constraints of the access network have put forward the use of direct modulation of distributed feedback semiconductor lasers (DFB) [3] that have demonstrated high modulation bandwidth (BW), reliable technological maturity and whose wavelength can be temperature tuned so as to match the colorless requirement. Pre-calibration of each emitter wavelength and remote wavelength loop control from the optical line termination (OLT) constitute some of the proposed tuning solutions.

For upstream, time division multiple access requires burst mode operation of the optical source located in the ONU. The directly modulated laser is electrical-current modulated with a data upstream signal at 2.5 Gb/s or 10 Gb/s (both possibilities are allowed) during bursts and switched off between bursts. Current biased semiconductor lasers suffer from self-heating, leading to a temperature swing between burst and inter-burst periods. A time-dependent wavelength drift (here often referred as "wavelength drift," "frequency drift," or "drift") is induced by the phenomenon known as "thermal chirp" [4]–[6] as well as the adiabatic chirp related to the laser bias level [7]–[9].

The wavelength window allocated to uplink transmission in previous ITU TDM PON technologies (for example: 20 nm for upstream XG-PON1) is sufficiently large to prevent any

Manuscript received February 11, 2016; revised April 08, 2016; accepted April 08, 2016. Date of publication April 10, 2016; date of current version June 22, 2016. This work was supported in part by the French National Research project LAMPION under Grant ANR-13-INFR-0002.

G. Simon and J. Konopacki are with the Orange Labs, Lannion 22307, France, and also with the LTCI, CNRS, Télécom ParisTech, Université Paris-Saclay, Paris 75013, France (e-mail: gael.simon@orange.com; justine.konopacki@orange.com).

F. Saliou, P. Chanclou, B. Le Guyader, L. Guillo, and F. Bourgart are with the Orange Labs, Lannion 22307, France (e-mail: fabienne.saliou@orange.com; philippe.chanclou@orange.com; bertrand.leguyader@orange.com; laurent.guillo@orange.com; fabrice.bourgart@orange.com).

D. Erasme is with the LTCI, CNRS, Télécom ParisTech, Université Paris-Saclay, Paris 75013, France (e-mail: didier.erasme@telecom-paristech.fr).

Color versions of one or more of the figures in this paper are available online at http://ieeexplore.ieee.org.

Digital Object Identifier 10.1109/JLT.2016.2552719

0733-8724 © 2016 IEEE. Personal use is permitted, but republication/redistribution requires IEEE permission.
See http://www.ieee.org/publications_standards/publications/rights/index.html for more information.

consequences from this phenomenon. On the contrary, the small CS (from 200 GHz down to 50 GHz) of the four to eight TWDM NG-PON2 wavelength channels makes the technology sensitive to this time-dependent wavelength drift, potentially associated with a tuning error of the colorless-ONU emitting wavelength. The signal of an emitter whose wavelength is drifting out of the allocated band can be temporary filtered out by the demultiplexer (DeMUX) at the OLT side. Furthermore, drifting away from its allocated wavelength span, the signal can cause inter-channel interferences on neighboring channels.

We propose here a synthesis of our previous works on the time-dependent wavelength drift of DMLs under burst-mode operation for TWDM [10], [11] with a complementary description of drift measurements methods and new results. The ITU-T recommendations are recalled in Section II and compared to the spectral measurements done on a pre-commercial TWDM NG-PON2 system. We then propose and confront two time-dependent wavelength drift measurement methods in Section III. In Section IV, time-dependent measurements are performed on the pre-commercial system, and confronted to spectral measurements.

II. Wavelength Accuracy Recommendations and Spectral Assessment of a Pre-Commercial Prototype

ITU-T G989.2 recommendations do not explicitly propose any method to measure time-dependent wavelength drift. However, according to the following spectral definitions, the spectral measurement implicitly proposed is applied to a TWDM-PON pre-commercial system.

A. ITU-T G989.2 Recommendations on Spectral Excursion

The ITU-T has produced several recommendations to take into account the wavelength accuracy of the emission at the ONU. In G989.2 [2] the maximum spectral excursion (MSE) is "specified as a one-sided deviation from the peak wavelength". The MSE value depends on the CS as follows:

1) +/− 12.5 GHz for 50 GHz channel spacing.
2) +/− 20 GHz for 100 GHz channel spacing.
3) +/− 25 GHz for 200 GHz channel spacing.

The SSW defined as the single-sided −15 dB spectral width of the modulated signal cannot exceed the MSE. Consequently, the maximum tuning error (MTE) [2] corresponds to:

$$\mathrm{MTE} = \mathrm{MSE} - \mathrm{SSW}. \tag{1}$$

B. System Under Test

A TWDM NG-PON2 pre-commercial system is being assessed with respect to wavelength ITU-T recommendation. The system presents four 100 GHz spaced channels for both downstream and upstream directions. At the OLT side, each one of the four emitters is able to send data at 10 Gb/s in L-band. At the other end, two ONUs (called "ONU A" and "ONU B") provide non-return to zero data bursts at 10 Gb/s. The wavelength of the pre-calibrated ONU emitters (no remote wavelength loop control is embedded) can be tuned to reach each one of the four channels by warming or cooling the chips with a thermoelectric cooler. The DeMUX at the OLT side has flattop 80 GHz full-width-at-half-maximum wide channels. The system demonstrated its capacity to provide error free bidirectional traffics.

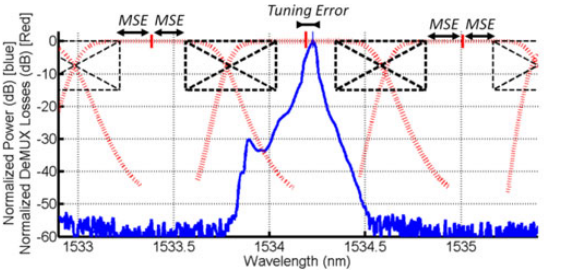

Fig. 1. ONU A optical PSD when emitting a 59 μs long burst (blue solid lines), DeMUX transfer function (red dotted lines), and non-recommended zones (black dashed rectangles). [Resolution BW: 20 pm/2.5 GHz @1550 nm].

TABLE I
"ONU A" –15 dB BW Versus Burst Duration

Burst duration (μs)	Burst periodicity (μs)	−15 dB BW (GHz)
16	125 × 2	62.5
30	125 × 1	44.3
59	125 × 1	20.8
88	125 × 1	17
257	125 × 3	19.9

C. Spectral Measurement of the ONU Signal

A 125 μs period electrical signal that includes a 59 μs long optical burst modulates ONU A's laser. Fig. 1 presents the optical power spectral density (PSD) of the ONU transmitter signal measured with an optical spectrum analyzer (OSA) (blue solid lines) averaging several identical bursts over a few seconds. According to the MSE and MTE definitions, a non-affordable tuning error would correspond on Fig. 1 to the cases where the blue line crosses one of the black dashed rectangles that have been positioned so as to correspond to a MSE of +/−20 GHz (100 GHz CS case). In the case of Fig. 1 one can observe a tuning error of about 5 GHz. This also implies that the −15 dB total BW cannot exceed twice the MSE at the risk of getting spectrally out-of-band.

The full −15 dB BW of the ONU tunable source is depicted in Table I for various burst lengths. Short bursts (<30 μs) present full −15 dB BW exceeding twice the MSE (40 GHz). However, since a wide BW flattop DeMUX is used here and since the emitter's wavelength is centered (with pre-calibration), no impairments on transmissions were observed when demultiplexing.

III. Time-Domain Wavelength Drift Measurements Methods for DMLs Under Burst Mode Operation

Several methods were proposed to verify the accuracy of the spectral measurements of the wavelength drift [5], [10]–[16]. Assuming this effect to be time-related, most of these methods are based on time-resolved measurements, such as the periodic

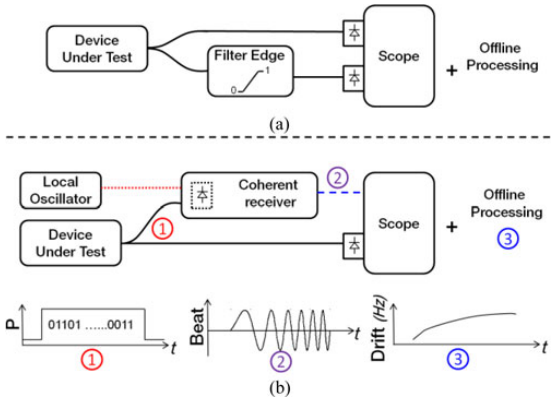

Fig. 2. (a) Filter edge wavelength drift measurement setup and (b) heterodyne detection wavelength drift measurement setup.

filter method presented in [12]. Two time-dependent methods are presented in this part and compared with one another in order to verify the accuracy of the results of the following sections.

A. Filter Edge Method

Based on a band-edge optical filtering, the method, which experimental setup is presented on Fig. 2(a), transforms an optical frequency deviation into an optical intensity modulation [5], [13]–[15]. The edge of the optical filter must be positioned in terms of wavelength so as to overlap with the wavelength range swept by the optical signal to be measured during the burst. The instantaneous frequency is extracted at successive time samples from the ratio of the magnitude of the optical signals with and without filter. A filter edge as linear as possible simplifies the offline processing.

B. Heterodyne Detection Method

Heterodyne detection basically consists in transposing a high frequency signal (the DML optical frequency in our case) to a lower frequency using a local oscillator (LO).

The optical signal emitted by the continuous-wave (CW) low phase noise external cavity tunable laser acting as LO at frequency f_{LO} is mixed with a sample of the optical signal emitted by the DML under test which optical instantaneous frequency $f_s(t)$ is time dependent, as presented in the setup of Fig. 2(b). The LO wavelength is tuned so that the intensity oscillation occurring at the frequency difference between both optical signals $(f_s(t) - f_{\mathrm{LO}})$ falls within the BW of the quadratic photoreceiver. Then the latter transforms this oscillation into an electrical signal.

Experimentally, a 100 Gbit/s DP-QPSK commercial coherent receiver, which includes a pair of balanced detectors, electrically subtracts away the dc electrical components resulting from detection of the average optical intensity of both lasers. The electrical beating signal is captured by the digital storage oscilloscope (DSO). If the LO optical signal is considered as static in amplitude and phase, this electrical signal is a direct

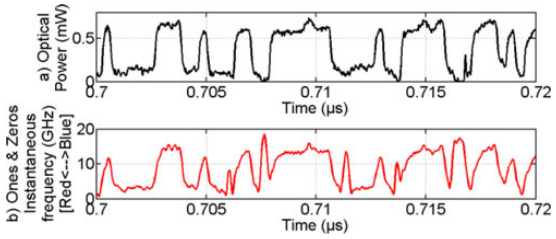

Fig. 3. (a) Optical signal and (b) corresponding instantaneous frequency of a non-commercial modulated DFB laser (Scale: 0.005 μs/div) [10].

transposition of the optical signal at frequency $f_s(t)$ to the electrical signal at frequency $(f_s(t) - f_{\mathrm{LO}})$ that will include all the intensity and frequency variation of the former. A wavelength drift of the DML will be transposed directly onto the frequency of the received electrical signal. When containing data, the intensity steps between ones and zeros will be captured as well as instantaneous frequency variation between the same ones and zeros (see Fig. 3) resulting from the laser chirped modulation [7]–[10]. A variant of this setup, only using a unique photodiode and few passive optical components was presented in [10].

The offline processing used to extract the instantaneous frequency of the beating signal captured by the DSO is done in two steps. First, phase and envelope of the beating signal are extracted with a Hilbert transform [17].

Then, the phase of the beating signal is derived and smoothed (using Savitzky–Golay algorithm [18]), in order to calculate the instantaneous frequency.

On the other side, the ones and zeros of the optical burst signal can be discriminated in using a threshold. The samples corresponding to the instantaneous frequency of the logical ones data bits can be separated from those of the logical zeros, assuming an accurate synchronization of the entries realized with a cross-correlation between the envelope of the beating signal and the optical burst signal. Thus, only the instantaneous frequency of the logical ones is interpolated, in order to simplify the results analysis.

The method only covers an optical frequency span as wide as twice the BW of the photodiode. In order to cover the entire spectrum, several successive measurements may have to be made, shifting the LO wavelength, or several detectors and LOs may be used simultaneously.

C. Comparison of the Methods

Both methods are then compared. This time the device under test is a commercial DFB laser (separate from the previously described pre-commercial system), emitting at 1542 nm and directly modulated by a 125 μs-period step signal consisting of 79 μs during which the laser is biased at twice its threshold current (36 mA) and 46 μs remaining when it is switched off. The optical signal is split into two parts: one goes to the programmable filter setup for filter-edge measurement; the other is send to the 100 Gb/s coherent DP-QPSK commercial receiver for heterodyne detection.

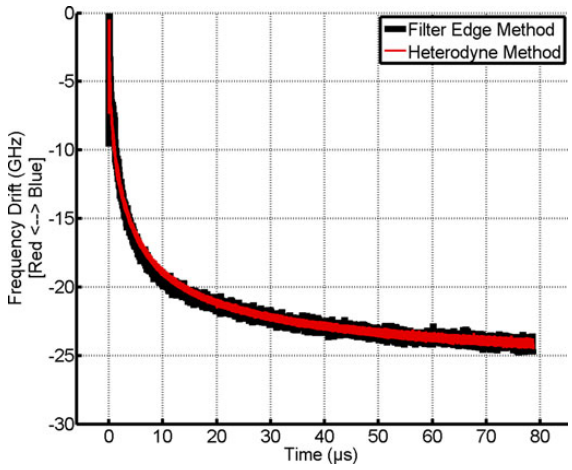

Fig. 4. Commercial DFB laser wavelength drift measurement with heterodyne and filter edge methods (Scale: 10 μs/div).

The transfer function of the programmable optical filter has a 0.01GHz^{-1} linear slope.

The LO is an external cavity tunable laser whose wavelength is set to 1542.25 nm. The 14 GHz photodiode BW covers a 28 GHz optical band.

The results are displayed in Fig. 4. It appears that the wavelength drift measured using both methods match perfectly. Thus, the contrast between the measurement methods comforts the validity of the results presented in the following sections.

In practice, the filter edge method uses a simple offline processing but its difficulty consists in finding a well-suited optical filter. Moreover, in order not to distort the burst shape, the CW component must be captured; finding a broadband photodector with a transimpedance amplifier that does not filter-out low frequency components is practically difficult. For available equipment reasons, the heterodyne method is used in the remaining sections of this paper.

The heterodyne detection method allows a wide observation range (O and C bands) with a high accuracy. Time resolution can be lower than the bit duration at 10 Gb/s [10], [11]). However, its main drawback is the relatively complex offline processing.

IV. Time-Dependent Wavelength Drift Measurements

Time-dependent wavelength drift measurements are performed on the pre-commercial TWDM-PON product presented in Section II, whose emitters are thermoelectrically cooled. The wavelength drift results are expressed in GHz and then refer to the optical frequency (equivalent to the wavelength), to be compared in Section IV-C to MSE and MTE. First, the signal consisting of a 59 μs long optical burst emitted every 125 μs (which optical spectrum has been displayed in Fig. 1) is shown on Fig. 5(a). The corresponding computed time-dependent wavelength drift measurement is presented on Fig. 5(c) bottom. In the present case, a total time- dependent drift of 52 GHz is measured. As can be observed, a major evolution occurs within the first few nanoseconds. A zoom on this part is thus required.

A. First few Nanoseconds of the Burst

Zooming on the first 0.3 μs of the burst reveals a switch-on overshoot occurring from 0 to 40 ns as seen in Fig. 5(b).

Comparing Fig. 5(b) and (d) the relation between the evolution of the optical frequency and the amplitude of the signal can be analyzed:

1) The optical frequency is dragged toward high optical frequencies ("blue" wavelengths) when the optical power increases during the rising edge of the overshoot occurring between 0 and 10 ns,
2) The optical frequency then decreases ("red" wavelengths) when the optical power decreases on the falling edge of the overshoot from t = 10 ns to t = 40 ns. This behavior is consistent with the adiabatic chirp [7]–[9]. The overshoot induces a 19 GHz drift in each ONU A burst, which in this 59 μs long burst case corresponds to one third of the 52 GHz overall drift. Avoiding burst overshoot could significantly reduce the total drift and its resulting effects.

B. Overall Bursts, and Description of the Phenomenon

After the overshoot, for the remaining part of the burst, the envelope of the optical intensity signal is relatively constant [see Fig 5(a)]. On the other hand, the optical frequency keeps increasing [see Fig 5(c)], slowly in comparison with the first 40 ns. This slow evolution can be interpreted as the effect of the thermal chirp [4]–[6], which is induced by the fast thermal response of the various layers of the laser structure to electrical current flowing across the junction. The resulting material refractive index evolution induces fluctuation in the emitted wavelength, dragging the optical frequency to the low frequencies ("red" wavelengths).

Having different dimensions each layer of the laser acts as a low pass filter with a corresponding time response "τ_n," and relative magnitude "a_n." The thermal chirp impulse response can be expressed as [4]–[6]:

$$h(t) = -\sum_n a_n . \exp\left(-t/\tau_n\right). \tag{2}$$

The following parameters where used to fit to the wavelength drift of Fig. 5(c) (black dashed curve):

1) $\tau_1 = 0.1, \tau_2 = 2, \tau_3 = 10, \tau_4 = 120, \tau_5 = 300\,(\mu\text{s})$.
2) $a_1 = 70, \quad a_2 = 5, \quad a_3 = 0.65, \quad a_4 = 0.175, \quad a_5 = 0.05(\text{GHz}/\mu\text{s})$.

The time-dependent wavelength drift is then measured for both ONU A and ONU B, for various burst profiles. These burst profiles are obtained depending on the parameters of the dynamic bandwidth allocation algorithm (DBA) of the system, located at the OLT. The DBA, whose mission is to improve network performance in introducing flexibility to the network, defines upstream burst duration and periodicity [19] depending among others on the number of customers, their subscribed services and actual traffic load. As presented in column 2 of Table II, the burst periodicity is always a multiple of 125 μs.

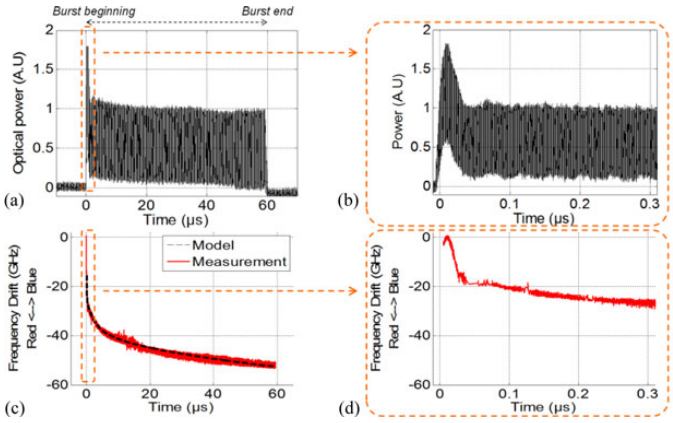

Fig. 5. Optical burst (top) and corresponding short term wavelength drift (bottom), over the entire burst (a) and (c) and over the first 300 ns of the burst (b and d).

TABLE II
TOTAL WAVELENGTH DRIFTS MEASUREMENTS FOR "ONU A" AND "ONU B"

Burst duration (μs) (μs)	Burst periodicity (μs)	Relaxation duration (μs)	Total drift of ONU A (GHz)	Total drift of ONU B (GHz)
16	125 × 2	234	45.5	34
59	125 × 1	66	52	38
88	125 × 1	37	54	37
128	125 × 9	997	62.5	45.5
257	125 × 3	118	58	43.5
384	125 × 4	116	51.5	40

The drift measurement results for both ONU A and ONU B are presented in Table II. According to the previously presented model (2), the layers of the chip act as a sum of low-pass filters. Then, the bursts being periodically emitted, the relaxation duration between two burst emissions (column 3 of Table II), which allows the chip to cool down between two emissions, must be taken into account. Too short relaxation duration prevents the temperature of the chip to cool down, and the next burst emission reaches faster its saturation value. As a result, the frequency swing and then the drift are reduced. It corresponds in Table II to the 384 μs long burst profile with 116 μs relaxation, which is the longest burst measured but which does not correspond to the largest wavelength drift (51.5 GHz for ONU A).

Then, having the longest emission duration and the longest relaxation duration, the 128 μs long burst profile with 997 μs relaxation presents the maximum wavelength drift, 62.5 GHz for ONU A.

More generally, according to the model (2), the maximum drift would appear for a given burst cycle when the emission duration equals the relaxation duration (warming equals cooling). Increasing the burst cycle, in keeping emission duration equal to relaxation duration, would also increase the temperature swing and then increase the wavelength drift.

According to the previous results, an idea could be to decrease the burst periodicity in acting on the DBA, and also to lower burst relaxation or burst duration in order to reduce the total wavelength drift. However, it has been demonstrated both theoretically and experimentally [4]–[10] that in most cases several time constants of the layers of the laser are very small [$\tau_1 = 0.1\,\mu$s and $\tau_2 = 2\,\mu$s in our example of Fig. 5(c)], and will still have enough time to express. The drift reduction obtained with respect to longer bursts or cycles is then limited.

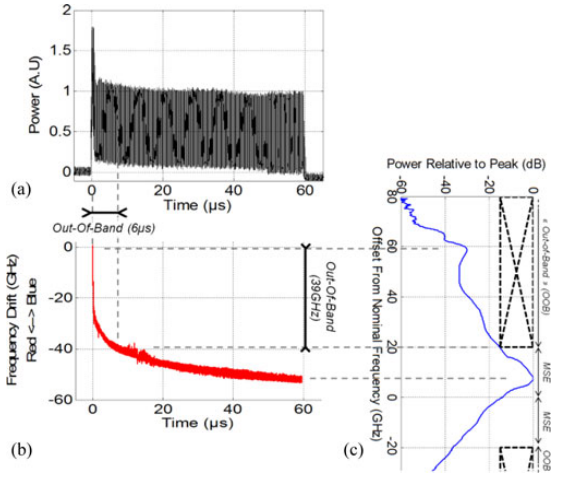

Fig. 6. Optical burst (a) and corresponding drift (b) compared to the optical spectrum (c), when emitting a 59 μs long signal.

C. Comparison of Spectral and Time-Dependent Measurements

Fig. 6(c) shows the optical PSD measurement of the previously described 59 μs-long-burst/125 μs-period signal, measured with an OSA. Having a total 21 GHz asymmetrical −15 dB BW, the "low wavelength" (or "red") single-sided -15 dB BW is measured to be 13 GHz. The 100 GHz channel-spacing MSE

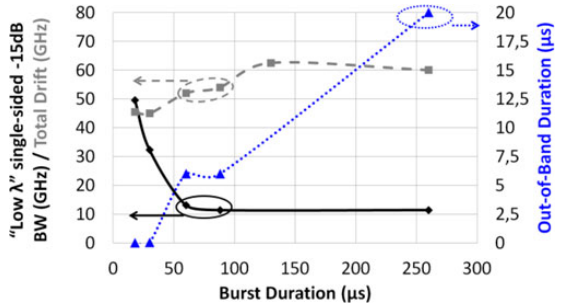

Fig. 7. Spectrally measured "low wavelength" single-sided –15 dB BW (black solid lines), time-dependent wavelength drift measurements (grey dashed lines), and potential out-of-band duration (blue dotted lines), for several burst duration.

mask (black rectangles) is positioned in the graph so as to reach the MTE affordable. Keeping in mind the colorless component of NG-PON2 described in the introduction, this intra-channel detuning can be induced in operational conditions by the lack of accuracy of a tuning mechanism.

Fig. 6(a) and (b) recalls the 59 μs-long-burst and 125 μs-period time-related signal and the corresponding wavelength drift previously displayed on Fig. 5. Since the wavelength drifts quickly at the beginning of the burst and slowly at its end, and since the envelope of the optical intensity signal is relatively constant after the overshoot, the final PSD of Fig 6(c) appears to be asymmetrical. Furthermore, the optical PSD peak on Fig. 6(c) is assumed to correspond to the last part of the burst, when the wavelength drifts slowly and constitutes a longer part of the pattern.

We consider the signal to be out-of-band when the instantaneous frequency is not in the optical frequency span defined by the channel center plus or minus the MSE. Then, during the first 6 μs of this 59 μs long burst example, the central instantaneous frequency of the optical signal is out-of-band, as if during that period the wavelength tuning was unacceptable. This effect cannot be seen in using the simple measurement of the PSD despite the asymmetry of the spectrum.

Repeating the previous positioning procedure, Fig. 7 displays the time-dependent drift measurement, the low wavelength single-sided spectral width at –15 dB, and time during which the central frequency is "out-of-band" versus burst lengths. Out-of-band durations as long as 20 μs are measured, for the 257 μs long burst.

The detuning is here always artificially introduced with an offline processing in order to make the PSD appear at out-of-band limit. However, this detuning can result in a tuning error since the NG-PON2 emitters must be colorless, according to ITU-T recommendations.

In conclusion it would appear that a simple optical PSD measurement could lead to an under-estimation of the consequence of the time-dependent wavelength drift of DMLs under burst-mode operation. Therefore the MSE and MTE criteria definitions and the drift measurement methods should be improved to take into account this time-dependent wavelength drift.

D. Consequences of an Under-Estimation of the Wavelength Drift, and Possible Solution

The consequences of an out-of-band drift will depend on the DeMUX characteristics (channel spacing, channel isolation, Gaussian or flattop shape) which are not defined in [2] and so, as in the pre-commercial system, do not necessarily have a BW of twice the MSE. However, two problems may then occur when under-estimating the drift:

1) Parasitic data can be introduced on neighboring channels. This impairment will appear at anytime during the neighbor burst existence (tuning, ranging or operating phase). This is more likely to happen when the CS is small, i.e., 50 GHz. This impairment will be related to the DeMUX adjacent channel isolation.
2) Data can also be erased on the considered channel. As on Fig. 6, this phenomenon will mostly impact the beginning of the burst, which will not be detected because out-of-band, but will actually be out of the wavelength DeMUX pass band.

The first problem could be solved in increasing the CS (to 100 GHz or even 200 GHz), but this solution will lead to a reduction of both the spectral efficiency and the global system bit rate when reducing the number of channels from 8 to 4. On the other side, considering the wide wavelength range to be covered by the emitter, the low cost thermal wavelength tuning would be excluded if a high number of channels had to coexist with large channel spacing.

A way to solve the second problem, which only considers one channel, could be to send padding data ("Padd" in (3)) just before the preamble of the burst. This will provide a delay for the emitter to warm up and to reach in-band frequency before sending preamble ("Pre" in (3)), delimiter ("Del" in (3)) and payload. Padding data length must be longer than to the out-of-band time presented on Fig. 6. However, the burst efficiency "η," which we define in (3) as the ratio of the number of useful bytes sent by the total number of bytes sent, will be affected

$$\eta = \frac{[\text{Tot. Burst} - (\text{Pre} + \text{Del} + \text{Padd})].(1-\alpha)}{[\text{Tot. Burst}]} \qquad (3)$$

where "α" is the forward error correction (FEC) overhead factor.

An example of the burst efficiency versus burst length is presented on Fig. 8. The following parameters are used:

1) Upstream Bit rate: 2.5 Gb/s or 10 Gb/s (both allowed [20])
2) Padding length: Out-of-band time, assumed to be independent of the bit rate
3) Preamble: 8 bytes repeated 127 times (max. allowed [20])
4) Delimiter: 8 bytes (max. allowed [20])
5) FEC frame overhead factor: 7% and 13% (Reed Solomon RS(248,232) and RS(248,216) [20] at 2.5 and 10 Gb/s respectively).

For long bursts (above 20 μs), Fig. 8 shows that the padding data introduce a significant burst efficiency reduction, for both 2.5 and 10 Gb/s cases. For example, at 2.5 Gb/s (squares) for the 59 μs long burst, the burst efficiency is reduced from 87.9% without padding (solid lines), to 78.5% (dashed lines).

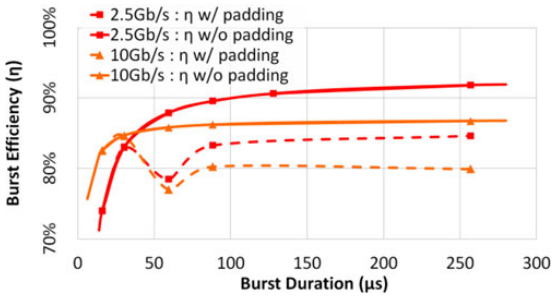

Fig. 8. Burst efficiency with (dashed lines) and without (solid lines) padding drift compensation, at 2.5 Gb/s (red / squares) and 10 Gb/s (orange/triangles).

Both previously presented solutions are complementary since each of them only solves one of the two presented problems. Several other methods have also been proposed in the literature to compensate the time-dependent wavelength drift of DMLs [5], [12], [15], [16], [21], some of them are based on a compensation mechanism while others use other types of semiconductor lasers (Distributed Bragg Reflector lasers for example).

V. Conclusion

The upstream time-dependent wavelength drift of DMLs under burst-mode operation was measured on a TWDM pre-commercial system. Being induced by both thermal and adiabatic chirps on directly modulated emitters, this drift remains a major complication for TWDM NG-PON2 compared to TDM-PON legacy. The previous measurements demonstrated that the overshoot at the beginning of the burst was able to induce 19GHz of the total drift in only 40ns. Then, a total drift of up to 62 GHz was measured.

The experiments tend to prove that TWDM NG-PON2 recommendations needs to consider this time-dependent wavelength drift. Under-estimation, added to a potential imperfect wavelength tuning of the colorless emitters, could lead to unaffordable impairments depending on the wavelength DeMUX characteristics. Then, the current recommendations should enforce tighter short-term wavelength drift measurements and adjust the maximum excursion definitions.

Acknowledgment

The authors wish to thank the vendor, for the loan of the pre-commercial system.

References

[1] Fibre to the Home Council Europe. FTTH subscribers in Europe: Nearly 15 million homes! Press release. (2015, Feb.). [Online]. Available: http://www.ftthcouncil.eu/documents/PressReleases/2015/PR2015_FTTH_Subscribers.pdf.

[2] *40-Gigabit-Capable Passive Optical Networks 2 (NG-PON2): Physical Media Dependent (PMD) Layer Specification*, ITU-T G989.2, 2015

[3] D. Nesset, "NG-PON2 technology and standards," *J. Lightw. Technol.*, vol. 33, no. 5, pp. 1136–1143, Mar. 1, 2015, doi: 10.1109/JLT.2015.2389115.

[4] H. Shalom, A. Zadok, M. Tur, P. J. Legg, W. D. Cornwell, and I. Andonovic, "On the various time constants of wavelength changes of a DFB laser under direct modulation," *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 34, no. 10, pp. 1816–1822, Oct. 1998, doi: 10.1109/3.720212.

[5] G. Mulvihill and R. O'Dowd, "Thermal transient measurement, modeling, and compensation of a widely tunable laser for an optically switched network," *J. Lightw. Technol.*, vol. 23, no. 12, pp. 4101–4109, Dec. 2005, doi: 10.1109/JLT.2005.858238.

[6] E. G. Vicente de Vera and B. Glance, "Switching-time limitation in tunable multisection lasers," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 2, no. 11, pp. 781–783, Nov. 1990, doi: 10.1109/68.63219.

[7] G. P. Agrawal and N. K. Dutta, "Rate equations and operating characteristics," in *Long-Wavelength Semiconductor Lasers*, 1st ed. New York, NY, USA: Van Nostrand Reinhold, 1986, pp. 263–284

[8] P. Krehlik, "Characterization of semiconductor laser frequency chirp based on signal distortion in dispersive optical fiber," *Opt-Elec. Rev.*, vol. 14, no. 2, pp. 119–124, 2006.

[9] T. L. Koch and J. E. Bowers, "Nature of wavelength chirping in directly modulated semiconductor lasers," *Electron. Lett.*, vol. 20, no. 25, pp. 1038–1040, Dec. 6, 1984, doi: 10.1049/el:19840709.

[10] G. Simon, F. Saliou, P. Chanclou, B. Le Guyader, L. Guillo, and D. Erasme, "Accurate wavelength drift measurements of NGPON2 tunable lasers candidates," in *Proc. Eur. Conf. Opt. Commun.*, Sep. 27, 2015–Oct. 1, 2015, pp. 1–3, doi: 10.1109/ECOC.2015.7341823.

[11] G. Simon, F. Saliou, P. Chanclou, B. Le Guyader, J. Konopacki, F. Bourgart, and D. Erasme, "Spectral and temporal analysis of the NGPON2 short-term wavelength drift for 10Gbit/s bursts," presented at the Optical Fiber Communication Conf. Exhibition, Anaheim, CA, USA, 2016, Paper W4C.2

[12] D. van Veen, W. Pohlmann, B. Farah, T. Pfeiffer, and P. Vetter, "Measurement and mitigation of wavelength drift due to self-heating of tunable burst-mode DML for TWDM-PON," in Proc. Opt. Fiber Commun. Conf. Exhib., Mar. 9–13, 2014, pp. 1–3, doi: 10.1364/OFC.2014.W1D.6.

[13] P. M. Anandarajah, A. Kaszubowska, R. Maher, and L. P. Barry, "Wavelength tunable lasers in future optical communication systems," in *Proc. 10th Anniversary Int. Conf. Transp. Opt. Netw.*, Jun. 22–26, 2008, vol. 2, pp. 109–109, doi: 10.1109/ICTON.2008.4598604.

[14] W. Poehlmann, D. van Veen, H. Schmuck, B. Deppisch, R. Bonk, and T. Pfeiffer, "Measurement of direct modulated lasers frequency-drift in burst-mode and impact on narrowly filtered receivers," in *Proc. Opt. Fiber Commun. Conf. Exhib.*, Mar. 22–26, 2015, pp. 1–3, doi: 10.1364/OFC.2015.Th2A.61.

[15] E. Buimovich and D. Sadot, "Measurements of thermal frequency chirp in directly modulated DFB lasers and thermal transient induced frequency drift during fast tuning in GCSR lasers using frequency discrimination technique," in *Proc. 16th Annu. Meeting IEEE Lasers Electro-Optics Soc.*, Oct. 27–28, 2003, vol. 1, pp. 208–209, doi: 10.1109/LEOS.2003.1251708.

[16] W. Poehlmann, D. van Veen, R. Farah, T. Pfeiffer, and P. Vetter, "Wavelength drift of burst-mode DML for TWDM-PON [invited]," *IEEE/OSA J. Opt. Commun. Network.*, vol. 7, no. 1, pp. A44–A51, Jan. 2015, doi: 10.1364/JOCN.7.000A44.

[17] F. W. King, *Hilbert Transform*. Cambridge, U.K.: Cambridge Univ. Press, 2009

[18] A. Savitzky *et al.*, "Smoothing and differentiation of data by simplified least squares procedures," *J. Anal. Chem.*, vol. 36, no. 8, pp. 1627–1639, Oct. 1964

[19] B. Skubic, C. Jiajia J. Ahmed, L. Wosinska, and B. Mukherjee, "A comparison of dynamic bandwidth allocation for EPON, GPON, and next-generation TDM PON," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 47, no. 3, pp. S40–S48, Mar. 2009, doi: 10.1109/MCOM.2009.4804388.

[20] *40-Gigabit-Capable Passive Optical Networks 2 (NG-PON2): Transmission Convergence Layer Specification*, ITU-T G989.3, 2015.

[21] G. Darvish, M. K. Moravvej-Farshi, A. Zarifkar, and K. Saghafi, "Pre-compensation techniques to suppress the thermally induced wavelength drift in tunable DBR lasers," *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 44, no. 10, pp. 958–965, Oct. 2008, doi: 10.1109/JQE.2008.200130.

Authors' biographies not available at the time of publication.

Introduction des technologies de multiplexage en longueur d'onde dense dans les futures générations de réseaux d'accès optique

Gaël SIMON

RESUME : Initialement poussées par le marché résidentiel, les évolutions du réseau d'accès optique sont aujourd'hui également stimulées par l'expansion du réseau mobile. Comme le montre le premier chapitre de ce document, l'introduction d'un multiplexage en longueur d'onde dense constitue l'une des solutions privilégiées pour permettre la montée en débit dans les réseaux d'accès optique. Dans cette thèse, l'impact de l'introduction du multiplexage en longueur d'onde dense est étudié sous trois axes :

• Une prochaine étape de l'évolution des technologies pour les réseaux d'accès passerait par une hybridation entre d'une part, un multiplexage temporel (hérité des précédentes générations), et d'autre part, un multiplexage en longueur d'onde dense. Cette technologie, appelée NGPON2-TWDM, permet aujourd'hui d'envisager des débits de 40Gb/s à 80Gb/s grâce à 4 ou 8 canaux. Les difficultés liées à la stabilité de la longueur d'onde lors de l'émission de données en mode paquet dans le sens montant du lien, ainsi que les solutions associées, sont étudiées dans le second chapitre.

• L'importance du marché que représente le réseau d'accès optique (aussi bien pour les clients résidentiels que pour les réseaux mobiles), induit la nécessité pour les différentes générations de technologies de coexister au sein d'une même infrastructure. Du fait des fortes puissances optiques en jeu et des plages spectrales allouées à chaque technologie, cette coexistence peut induire des interactions entre technologies par émission Raman stimulée, dont le principe et les impacts sont décrits dans le troisième chapitre.

• Enfin, la quatrième partie de ce document est dédiée à l'étude des limites et potentialités de la technologie self-seeded pour le multiplexage en longueur d'onde dense en bande O, capable de stabiliser automatiquement et passivement la longueur d'onde d'émission de chacun des émetteurs du système.

MOTS-CLEFS : Réseaux d'accès optiques, Réseaux optiques passifs PON, G-PON, XG-PON, XGS-PON, NG-PON2, fronthaul mobile, dérapage en longueur d'onde, chirp thermique, chirp adiabatique, émission Raman stimulée, self-seeded, Amplificateur Optique à Semiconducteurs Réflectif (RSOA).

ABSTRACT : Initially led by the residential market, today's optical access network evolutions are stimulated by mobile network expansion. As shown in the first chapter of this document, dense wavelength division multiplexing is one of the favorite solutions in order to increase optical access networks throughput. In this thesis, we propose a study of dense wavelength division multiplexing introduction according to three main topics :

• Service providers and equipment suppliers have decided that the next step in residential market evolution will consist in a hybridization between, on one hand, a legacy time division multiplexing, and on the other hand, a dense wavelength division multiplexing. Named NG-PON2, this technology allows today 40Gb/s to 80Gb/s thanks to 4 to 8 channel pairs. Wavelength stability of the upstream emitter under burst mode operation, and related solutions, are studied in the second chapter.

• Market importance (for both residential market and mobile networks) requires the different technologies generations to coexist on the same infrastructure. Due to the high optical power and the wavelength spans allocated to each technology, this coexistence can lead to technologies interactions by stimulated Raman scattering, as described in the third chapter.

• Finally, the fourth part of this document describes the limits and potentialities of the self-seeded emitter technology for O-band dense wavelength division multiplexing, able to automatically and passively self-stabilize the wavelength of each emitter.

KEY-WORDS : Optical access networks, Passive Optical Networks (PON), G-PON, XG-PON, XGS-PON, NG-PON2, mobile fronthaul, wavelength drift, thermal chirp, adiabatic chirp, stimulated Raman scattering, self-seeded, Reflective Semiconductor Optical Amplifier (RSOA).

TELECOM ParisTech

EDITE

ParisTech
INSTITUT DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES
PARIS INSTITUTE OF TECHNOLOGY