Contribution à l'évolution des interfaces optiques des réseaux d'accès vers les très hauts débits

Jérémy Potet

▶ **To cite this version:**

Jérémy Potet. Contribution à l'évolution des interfaces optiques des réseaux d'accès vers les très hauts débits. Optique / photonique. Université de Rennes, 2023. Français. NNT : 2023URENS079 . tel-04506275

HAL Id: tel-04506275
https://theses.hal.science/tel-04506275

Submitted on 15 Mar 2024

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.

COLLEGE MATHS, TELECOMS
DOCTORAL INFORMATIQUE, SIGNAL
BRETAGNE SYSTEMES, ELECTRONIQUE

Université de Rennes

THÈSE DE DOCTORAT DE

L'UNIVERSITÉ DE RENNES

ÉCOLE DOCTORALE N° 601
Mathématiques, Télécommunications, Informatique, Signal, Systèmes, Électronique
Spécialité : *Photonique*

Par
Jérémy Potet

Contribution à l'évolution des interfaces optiques des réseaux d'accès vers les très hauts débits

Thèse présentée et soutenue à Lannion, le 11 octobre 2023
Unité de recherche : Institut Foton

Rapporteurs avant soutenance :

Catherine LEPERS — Professeure, Télécom SudParis
Liam BARRY — Professeur, Dublin City University

Composition du Jury :

Président :	Stéphane AZOU	Professeur, Ecole Nationale d'Ingénieur de Brest, Lab-STICC
Rapporteurs :	Catherine LEPERS	Professeure, SAMOVAR, Telecom SudParis, Institut Polytechnique de Paris
	Liam BARRY	Professeur, Dublin City University
Examinateurs :	Leslie RUSCH	Professeure, Université Laval
	Stéphane AZOU	Professeur, Ecole Nationale d'Ingénieur de Brest, Lab-STICC
Dir. de thèse :	Monique THUAL	Professeure, Université de Rennes, Institut Foton
Encadrants :	Mathilde GAY	Ingénieure de recherche, CNRS, Institut Foton
	Fabienne SALIOU	Ingénieure de recherche, Orange Innovation
	Gaël SIMON	Ingénieur de recherche, Orange Innovation

Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier profondément Mathilde Gay, Fabienne Saliou et Gaël Simon, mes encadrants, qui ont tous trois été d'une aide et d'un soutien sans faille dans les bons moments comme dans les plus difficiles.

Je remercie également Monique Thual, ma directrice de thèse, de m'avoir fait confiance et de m'avoir soutenue pendant ces trois années. Merci également à Philippe Chanclou de m'avoir accueilli dans son équipe à Orange et de son aide durant mon passage dans ces murs.

Merci à Monique, Mathilde, Fabienne, Gaël et Philippe de m'avoir donné l'opportunité de réaliser ma thèse au sein d'Orange Innovation Lannion et l'équipe Systèmes Photoniques de l'Institut Foton. Je tiens également à remercier Laurent Bramerie pour son aide précieuse tout au long de ces trois années et pour m'avoir donné l'opportunité de réaliser les travaux pratiques de télécommunication optique auprès des étudiants de l'ENSSAT et de l'Université de Rennes 1. Un grand merci à Michel Joindot pour son aide, ses conseils, ses relectures précieuses de mes travaux et tout ce qu'il m'a appris.

Un grand merci également aux membres de mon jury qui ont accepté de lire et d'évaluer mes travaux de thèses, notamment aux personnes venues de loin pour assister à ma soutenance.

Merci également aux personnes croisées tout au long de mon parcours universitaire, à mes anciens collègues de promo devenue pour certains des amis pour la super ambiance et à mes professeurs qui m'ont tant appris. Je remercie particulièrement Dominique Leduc et Cyril Lupi du laboratoire GeM de l'Université de Nantes qui ont cru en moi à un moment ou j'en avais besoin.

Merci à toute l'équipe SP de l'Institut Foton pour ces trois années et tout particulièrement aux thésards et stagiaires qui ont contribué à une superbe ambiance et à un soutien mutuel constant : Valentine, Erwan, les deux Aymeric, Maroun, Sofiane, Ali, Tij, Ronan, Asma, Greg, Lise, Hamza, Simon, et tellement d'autres. Merci également à Angélique et Minqi de m'avoir aidé dans l'impression de ce manuscrit !

Un grand merci à l'équipe FAN d'Orange Innovation Lannion pour l'ambiance, les discussions et le café ! Merci aux permanents, post-doc, thésards et stagiaires de l'équipe

croisés tout au long de ce voyage : Minqi, Anas, Flavio, Dylan, Georges, Stéphane, André, Zineb, Julien, Yannick, Frédéric, David, Eric, Fabien, Joseph, Camille, Thomas et tout les autres. Plus largement, merci aux personnes d'Orange avec qui j'ai pu interagir et partager des moments forts, je pense tout particulièrement au concours Ma thèse en 3 min. Merci à Marine, Nawel, Laurence, Rémy, Alexandre, Amal, Anne, Mina, Nicolas, Olivier, Rym et Victor pour cette superbe expérience.

Je remercie toutes les personnes du monde scientifique avec qui j'ai pu avoir des échanges très enrichissants. Je pense notamment à Ivan N. Cano, Derek Nesset et Ricardo Rosales de Huawei Technologies ainsi que Daqing Gu de SiFotonics pour les collaborations fructueuses ayant mené à de nombreux résultats.

Merci à mes amis hors du laboratoire : Tessa, Antoine et le duo de Gaël de m'avoir écouté et fait rire quand j'en avais besoin !

Mes remerciements vont bien évidemment à mes parents, à mes grands-parents, à ma belle famille pour leur soutien et leur compréhension tout au long de ces trois années.

Je remercie également mes amis à 4 pattes : Jo, Kit, Hertone, Fleur, Pilou et particulièrement Souma pour le soutien émotionnel précieux et pour m'avoir aidé à sa façon, notamment dans le domaine de la recherche ... de bâton.

Finalement, je tiens à remercier Clarisse, ma compagne, sans qui rien de tout ça n'aurait été possible. Merci à toi du fond du coeur de m'avoir encouragé, soutenu, écouté et épaulé tout au long de cette aventure et d'être toujours là pour les suivantes. Je t'aime.

I insist upon the view that 'all is waves'.

Erwin Schrödinger

GLOSSAIRE

25G-EPON *25 Gbit/s-Ethernet Passive Optical Network.*

50G-PON *50 Gigabit capable Passive Optical Network.*

5G 5ème Génération de réseaux mobiles (*5th Generation mobile network*).

6G 6ème Génération de réseaux mobiles (*6th Generation mobile network*).

ADSL *Asymmetric Digital Subscriber Line.*

AGC Contrôle de gain automatique (*Automatic Gain Control*).

APD Photodiode à avalanche (*Avalanche Photodiode*).

AR Réalité augmentée (*Augmented Reality*).

ASE Emission spontanée amplifiée (*Amplified Spontaneous Emission*).

AWG Générateur de signaux arbitraire (*Arbitrary Waveform Generator*).

BBF *BroadBand Forum.*

BDFA Amplificateur à fibre dopée au bismuth (*Bismuth Doped Fiber Amplifier*).

BER Taux d'erreur sur les éléments binaires (*Bit Error Rate*).

BERT Détecteur d'erreur (*Bit Error Rate Tester*).

CD Dispersion chromatique (*Chromatic Dispersion*).

CMOS *Complementary Metal-Oxide Semiconductor.*

CO Central Opérateur (*Central Office*).

CTLE Egaliseur linéaire à temps continu (*Continuous Time Linear Equalizer*).

CW *Continuous Wave.*

CWDM *Coarse Wavelength Division Multiplexing.*

DAC Convertisseur numérique-analogique (*Digital to Analog Converter*).

DCA *Digital Communication Analyzer.*

DDO Diagramme de l'oeil (*Eye Diagram*).

DEMUX Démultiplexeur.

DFB *Distributed FeedBack laser*.

DFB-EAM *Distributed FeedBack laser-Electro-Absorption Modulator*.

DFE *Decision Feedback Equalizer*.

DML Laser à modulation directe (*Directly Modulated Laser*).

DOCSIS *Data Over Cable Service Interface Specification.*

DSB Densité Spectrale de Bruit.

DSP Traitement numérique du signal (*Digital Signal Processing*).

EA Amplificateur électrique (*Electrical Amplifier*).

EAM Modulateur à électro-absorption (*Electro-Absorption Modulator*).

ECL Laser à cavité externe (*External cavity laser*).

EDFA Amplificateur à fibre dopée à l'erbium (*Erbium Doped Fiber Amplifier*).

EML Laser à modulation externe (*Externally Modulated Laser*).

EO-BW Bande passante électro-optique à -3 dB (*3-dB Electro-optical bandwidth*).

ER Taux d'extinction (*Extinction Ratio*).

ETSI *European Telecommunications Standards Institute.*

EVB Carte d'évaluation (*Evaluation Board*).

FDM Multiplexage par division de fréquence (*Frequency Division Multiplexing*).

FEC *Forward Error Correction code.*

FFE *Feed Forward Equalizer*.

FIR Réponse Implusionnelle Finie (*Finite Impulse Response*).

FLCS-PON *Flexible 50 (C) and 100 (L) rateS Passive Optical Network.*

FSAN *Full Service Access Network.*

FTTA *Fiber To The Antenna.*

FTTB *Fiber To The Building.*

FTTH *Fiber To The Home.*

FTTO *Fiber To The Office.*

FTTP *Fiber To The Pole.*

FWM Mélange à quatre ondes (*Four Wave Mixing*).

G-PON *Gigabit capable Passive Optical Network.*

GBF Générateur Basse Fréquence.

GSG Masse-Signal-Masse (*Ground-Signal-Ground*).

HS-PtP *High Speed-Point to Point.*

IEEE *Institute of Electrical and Electronics Engineers.*

IM/DD Modulation d'intensité et détection directe (*Intensity modulation and direct detection*).

ISI Interférence inter-symbole (*Inter Symbol Interference*).

ISO Isolateur optique (*Optical isolator*).

ITU-T Union internationale des télécommunications (*International Telecommunication Union*).

LAN-WDM *Local Access Network-Wavelength Division Multiplexing.*

LDPC *Low Density Parity Check.*

LWP *Low Water Peak.*

MPI Interférence multi-trajet (*Multi-Path Interference*).

MR Réalité mixée (*Mixed Reality*).

MSA *Multi-Source Agreement.*

MUX Multiplexeur.

MZM Modulateur de Mach-Zehnder (*Mach-Zehnder Modulator*).

NF Facteur de bruit (*Noise Figure*).

NG-PON2 *New Generation Passive Optical Network 2.*

NRZ-OOK Modulation d'amplitude à 2 niveaux (*Non-return to zero - On Off Keying*).

OA Amplificateur optique (*Optical Amplifier*).

OB Budget optique (*Optical Budget*).

OBI Interférence de battement optique (*Optical Beat Interference*).

OBPF *Optical BandPass Filter*.

OLT *Optical Network Terminal*.

OMA *Optical Modulation Amplitude*.

ONU *Optical Network Unit*.

PAM-4 Modulation d'amplitude à 4 niveaux (*Pulse Amplitude Modulation*).

PAM-8 Modulation d'amplitude à 8 niveaux (*8 levels Pulse Amplitude Modulation*).

PC Contrôleur de polarisation (*Polarisation Controler*).

PDFA Amplificateur à fibre dopée au praséodyme (*Praseodymium Doped Fiber Amplifier*).

PDG Gain dépendant à la polarisation (*Polarisation Dependent Gain*).

PIN *Positive Intrinsic Negative*.

PM Point de Mutualisation.

PON Réseau optique passif (*Passive Optical Network*).

PPG *Pulse Pattern Generator*.

PRBS *Pseudo Random Bit Sequence*.

PtMP Point à multipoint (*Point to multipoint*).

PtP Point à point (*Point to point*).

PWM Puissance-mètre (*Powermeter*).

RAN Réseaux d'accès radio (*Radio Access Network*).

RF Radio Fréquence (*Radio Frequency*).

ROSA *Receiver Optical Sub-Assembly*.

RTO Oscilloscope à temps réel (*Real-Time Osciloscope*).

RZ *Return to Zero*.

SER Taux d'erreur par symbole (*Symbol Error Rate*).

SNR Rapport signal à bruit (*Signal to Noise Ratio*).

SOA Amplificateur optique à semi-conducteur (*Semiconductor Optical Amplifier*).

SOA-UTC *Semiconductor Optical Amplifier - Uni-Travelling Carrier*.

SPM Auto-modulation de phase (*Self-Phase Modulation*).

SSMF Fibre monomode standard (*Standard Single Mode Fiber*).

TDEC *Transmission and Dispersion Eye Closure*.

TDM Multiplexage temporel (*Time Division Multiplexing*).

TDM-PON *Time Division Multiplexing - Passive Optical Network*.

TDMA Accès multiple par multiplexage temporel (*Time Division Multiple Access*).

TEC *Thermo-Electric Cooler*.

TIA Amplificateur à transimpédance (*TransImpedance Amplifier*).

UTC *Uni-Travelling Carrier*.

VDSL *Very high-speed Digital Subscriber Line*.

VNA Analyseur de réseaux vectoriels (*Vectorial Networks Analyzer*).

VOA Atténuateur optique variable (*Variable Optical Attenuator*).

VR Réalité virtuelle (*Virtual Reality*).

WDM Multiplexage de longueur d'onde (*Wavelength Division Multiplexing*).

XGM Modulation de gain croisée (*Cross Gain Modulation*).

XGS-PON *10 Gigabit Symetric capable Passive Optical Network*.

Table des matières

Glossaire **6**

Table des figures **14**

Introduction **23**

1 Contexte des réseaux d'accès optique **27**

1.1 Introduction . . . 27
1.2 Les réseaux de télécommunications . . . 28
1.3 Les réseaux d'accès optiques . . . 30
1.3.1 Point à point . . . 31
1.3.2 Point à multipoint - FTTH/PON . . . 32
1.4 Les réseaux d'accès déployés . . . 34
1.5 Le réseau d'Orange en France . . . 37
1.6 La normalisation . . . 38
1.6.1 Organismes de normalisation, ITU-T et IEEE . . . 39
1.6.2 Normes passées, présentes et futures . . . 39
1.6.3 Le 50G-PON : spécifications et caractéristiques . . . 42
1.7 Les défis des futurs réseaux d'accès optiques . . . 43
1.7.1 Les nouveaux usages . . . 43
1.7.2 La montée en débit . . . 44
1.7.3 Les enjeux écologiques . . . 44
1.7.4 La portée . . . 46
1.7.5 Le budget optique . . . 46
1.7.6 La puissance d'émission et la sensibilité du récepteur . . . 49
1.7.7 Le plan de longueurs d'onde . . . 51
1.8 Conclusion et problématiques . . . 52

2 Principes et théorie des transmissions optiques sur fibre en modulation d'intensité et détection directe 55

2.1 Introduction . . . 55
2.2 Principe de la modulation d'intensité et de la modulation directe . . . 56
2.2.1 Les formats de modulation . . . 56
2.2.2 La fibre optique . . . 57
2.2.3 Les émetteurs . . . 59
2.2.4 Les récepteurs . . . 64
2.2.5 L'amplification optique . . . 67
2.2.6 L'égalisation et les codes correcteurs d'erreurs . . . 72
2.3 Métriques des performances d'un lien de transmission optique . . . 74
2.3.1 Le taux d'erreur sur les éléments binaire (BER) . . . 74
2.3.2 Le facteur de qualité (Q) . . . 76
2.3.3 Le diagramme de l'oeil (DDO) . . . 76
2.4 Étude analytique des capacités de transmission des liens optiques IM/DD . 77
2.4.1 Les différents bruits de réception . . . 78
2.4.2 Les dégradations de la qualité du signal émis . . . 79
2.4.3 Résultats dans le cas d'un signal NRZ-OOK . . . 85
2.4.4 La pré-amplification optique . . . 89
2.4.5 Le cas d'une photodiode à avalanche . . . 94
2.4.6 Résumé de l'étude du NRZ-OOK et comparaison des récepteurs . . 96
2.4.7 Le cas d'un signal PAM-4 . . . 97
2.5 Conclusion du chapitre . . . 100

3 Les transmissions jusqu'à 50 Gbit/s pour la fibre à la maison 101

3.1 Introduction . . . 101
3.2 État de l'art des solutions d'accès optiques à 50 Gbit/s . . . 104
3.3 Étude du lien montant du futur 50G-PON . . . 106
3.3.1 Amplification optique de paquets de données . . . 107
3.3.2 Interférences de battement optique . . . 121
3.3.3 Conclusion . . . 135
3.4 Étude des futurs photo-détecteurs pour le lien descendant . . . 135
3.4.1 Photodiode à avalanche en germanium sur silicium . . . 136
3.4.2 Conclusion . . . 148

3.5 Amplification optique bidirectionnelle . . . 149
3.5.1 Avantages et inconvénients . . . 149
3.5.2 Modulation de gain croisée et contrôle automatique de gain . . . 150
3.5.3 Conclusion . . . 155
3.6 Conclusion du chapitre . . . 156

4 Liens optiques au-delà de 50 Gbit/s 159
4.1 Introduction . . . 159
4.2 État de l'art des solutions d'accès optiques au-delà de 50 Gbit/s . . . 160
4.3 Génération et analyse en temps réel du PAM-4 au laboratoire . . . 161
4.4 Égalisation analogique du signal PAM-4 . . . 163
4.5 PAM-4 pour les transmissions point à point . . . 167
4.5.1 Lien mono longueur d'onde à 100 Gbit/s . . . 168
4.5.2 Multiplexage en longueur d'onde pour l'augmentation de la capacité de transmission . . . 180
4.6 PAM-4 pour la montée en débit pour les interfaces PON . . . 196
4.6.1 Amplification optique en émission et en réception . . . 197
4.7 Conclusion du chapitre . . . 202

Conclusion 205

A Pénalité théorique entre une modulation NRZ-OOK et PAM-4 209
A.1 Calcul du BER dans le cas d'un signal NRZ-OOK . . . 210
A.2 Calcul du BER dans le cas d'un signal PAM-4 . . . 210
A.3 Calcul de la pénalité . . . 211
A.4 Application numérique . . . 213

Bibliographie 215

Bibliographie personelle 232

TABLE DES FIGURES

1.1 Carte mondiale des câbles sous-marins de télécommunications [10]. 29
1.2 Topologie des réseaux d'accès fixes et position dans le réseau. 30
1.3 Représentation d'un PON avec multiplexage TDM/TDMA. 33
1.4 Carte mondiale des 10 opérateurs *leader* des réseaux d'accès ultra-rapides. 34
1.5 Carte mondiale des 10 opérateurs *leader* des réseaux d'accès FTTH, FTTB. 35
1.6 Répartition mondiale des trois principales technologies d'accès hauts débits (figure : IDATE ; World FTTx markets, December 2022 [16]). 36
1.7 Carte du déploiement de la fibre à la maison tout opérateurs, en France métropolitaine à mi-juin 2023 [19]. 37
1.8 Chronologie des principales normes pour les PONs. 40
1.9 Classes de budgets et portées de la norme ITU-T G.9804 relative au 50G-PON [26]. 47
1.10 Classes de budgets et portée des interfaces point-à-point dans la norme ITU-T G.9806 [22] relative aux interfaces à 10, 25 et 50 Gbit/s symétriques. 48
1.11 Sensibilité montante et descendante du G-PON [20], du XGS-PON [30] et du 50G-PON [26]. 49
1.12 Gammes de puissances d'émission montantes et descendantes du G-PON [20], du XGS-PON [30] et du 50G-PON [26]. 50
1.13 Valeurs de puissances d'émission et de sensibilité du récepteur du HS-PtP [22] et du MSA 100G-ER1-30 [32]. 51
1.14 Plan de longueur d'onde du G-PON [20], du XGS-PON [30] et du 50G-PON [26]. 51

2.1 Diagramme de l'oeil schématique d'une modulation NRZ-OOK et PAM-4. . 57
2.2 Pertes optiques par kilomètre en fonction de la longueur d'onde pour les fibres monomodes G.652A/B, à faible pic OH (LWP) et à zéro pic OH G.652D [37]. Source du graphique : [38]. 58
2.3 Dispersion du matériau, du guide et totale en fonction de la longueur d'onde de 1250 nm à 1650 nm. 59

2.4 Principe de fonctionnement du modulateur de Mach-Zehnder. 61
2.5 Modulation d'amplitude avec un MZM. 62
2.6 Photographie d'un EML constitué d'un laser et d'un modulateur à électro-absorption co-intégré sur la même puce. 63
2.7 Principe de la photodiode *positive-intrinsic-negtive*. 65
2.8 Principe de la photodiode à avalanche. 66
2.9 Diagramme d'énergie et schéma de principe du PDFA. 68
2.10 Principe de la compression du gain dans un SOA. 70
2.11 Signal reçu fluctuant en sortie du récepteur. Densité de probabilités Gaussiennes des 1 et des 0. Source : Fiber-Optic Communication, P. Agrawal [44] 74
2.12 Diagramme de l'oeil d'un signal NRZ-OOK à 30 Gbit/s. 76
2.13 Schéma du montage simulé par ce modèle analytique. 78
2.14 Diagramme de l'oeil optique en NRZ-OOK à 10 Gbit/s. 80
2.15 Pénalité sur la sensibilité du récepteur en fonction du taux d'extinction de l'émetteur à un taux d'erreur sur les éléments binaires de 1.10^{-2}. 81
2.16 Principe de mesure des σ_{Tx}. 83
2.17 Montage expérimental pour la mesure du taux d'erreur sur les éléments binaires en fonction de la tension de seuil de décision. 83
2.18 Ajustement numérique sur les données expérimentales des mesures de BER en fonction de la tension de seuil V_S de 10 Gbit/s à 60 Gbit/s. 84
2.19 Récapitulatif des résultats des *fit* des mesures de BER en fonction de la tension de seuil. 85
2.20 Exemple de densité spectrale de bruit dans le cas d'un récepteur PIN non pré-amplifié. 86
2.21 Taux d'erreur sur les éléments binaires en fonction de la puissance moyenne reçue expérimental et simulé sans Interférence inter-symbole (*Inter Symbol Interference*) (ISI)s, pour des débits de 10 Gbit/s à 60 Gbit/s. 86
2.22 Taux d'erreur sur les éléments binaires en fonction de la puissance moyenne reçue expérimental et simulé, pour des débits de 10 Gbit/s à 60 Gbit/s. . . 88
2.23 Schéma du montage pré-amplifié, simulé par notre modèle analytique. . . . 90
2.24 Schéma du montage expérimental pour mesure de référence dans le cas d'un récepteur pré-amplifié. 91

2.25 BER en fonction de la puissance moyenne reçue en expérimental et simulé avec pré-amplification optique. 92
2.26 Densité spectrale de bruit en fonction du gain de l'amplificateur sans filtre optique et avec un facteur de bruit de 8 dB. 93
2.27 Taux d'erreur sur les éléments binaires en fonction de la puissance moyenne reçue, en expérimental et simulé pour une photodiode à avalanche. 95
2.28 Taux d'erreur sur les éléments binaires en fonction de la puissance moyenne reçue pour différents récepteurs. 96
2.29 Principe de la décomposition d'un signal PAM-4 dans le modèle analytique. 98
2.30 Montage expérimental pour la mesure des taux d'extinction en PAM-4. . . 98
2.31 Taux d'erreur sur les éléments binaires (*Bit Error Rate*) (BER) en fonction de la puissance moyenne reçue en PAM-4 de 10 à 50 GBaud. 99

3.1 Frise chronologique de l'évolution des normes PON. 101
3.2 Topologie des réseaux d'accès optiques pour le FTTH. 103
3.3 Architecture PON et mode *burst*. 106
3.4 Paramètres limites de temps et d'amplitudes des *bursts* de données sur un lien montant d'un PON à 50 Gbit/s [26]. 108
3.5 Montage expérimental pour la vérification du comportement temporel du SOA en régime d'amplification de *bursts*. 109
3.6 Front montant et descendant d'un signal optique carré avant et après SOA pour une puissance d'entrée dans le SOA de -21 dBm. 110
3.7 Montage expérimental d'une transmission à 25 Gbit/s avec le format de modulation NRZ-OOK. Photographie d'une puce EML sur embase, sur un banc de test sous pointes. 111
3.8 BER en fonction de la puissance moyenne reçue en *back-to-back* à 25 Gbit/s NRZ-OOK en continu et en mode *burst*. 112
3.9 Montage expérimental d'une transmission montante en mode *burst* à 25 Gbit/s avec le format de modulation NRZ-OOK. Capture optique du *burst* en sortie de l'émetteur. 113
3.10 Gain en fonction de la puissance du signal d'entrée et spectre d'ASE du SOA. 113
3.11 BER en fonction de la puissance moyenne en *back-to-back* et après 25 km avec un SOA pré-amplificateur. 114

3.12 Impact du filtrage optique sur le taux d'erreur sur les éléments binaires dans une transmission à 25 Gbit/s NRZ-OOK pré-amplifiée à l'aide d'un SOA. 115

3.13 BER en fonction de la puissance moyenne reçue pour différentes puissances résiduelles provenant des ONUs inactifs, et différentes distances de transmission. 117

3.14 BER en *back-to-back* en fonction de la puissance résiduelle pour deux puissances sur le récepteur -21 dBm à gauche, -25 dBm à droite. 118

3.15 Gain en fonction de la puissance du signal d'entrée (gauche), et gain sur le signal d'intérêt en fonction de la puissance résiduelle (droite) pour un courant de 400 mA à 1310 nm. 119

3.16 Gain en fonction de la puissance du signal d'entrée et spectre d'ASE du PDFA. 120

3.17 BER en fonction de la puissance moyenne reçue en *back-to-back* (trait plein) et après 25 km de SSMF (pointillés) avec le PDFA (rond bleu) et le SOA (carrés rouges). 120

3.18 Schéma de principe d'une transmission montante en mode *burst* sur une architecture point à multipoint. 121

3.19 Principe de l'OBI avec (w) le signal d'intérêt, (uw) les signaux résiduels, (1) les battements entre le signal d'intérêt et les signaux résiduels et (2) les battements entre signaux résiduels. 122

3.20 Tableau récapitulatif des valeurs de puissance de la source ONU N pour des nombres typiques d'ONUs par PON. 127

3.21 Distribution des longueurs d'ondes des lasers et calcul de la probabilité que la différence de longueur d'onde entre deux lasers soit dans la plage de la photodiode. 128

3.22 Puissance de la source (ONU N) unique nécessaire pour simuler N-1 ONUs inactifs en fonction du nombre d'ONU inactifs pour $\gamma = 1,\ 0,3144,\ 0,1997$. Tableau récapitulatif des principales valeurs pour des nombres typiques d'ONUs par PON. 129

3.23 Montage expérimental pour l'étude de l'impact de l'OBI sur la sensibilité du récepteur. 130

3.24 BER en fonction de la puissance moyenne reçue pour différents décalages en longueur d'onde entre le signal portant les données et le signal de l'ONU N. 131
3.25 BER en fonction de la puissance moyenne reçue pour différentes valeurs de puissance de l'ONU N. 132
3.26 Pénalités sur la sensibilité du récepteur en fonction de la longueur d'onde de l'ONU N et pour 4 valeurs de puissance continue. 133
3.27 Pénalités sur la sensibilité du récepteur en fonction de la puissance de l'ONU N et pour 4 valeurs de décalage en longueur d'onde. 134
3.28 Montage expérimental pour l'évaluation d'une APD en Ge/Si pour le lien descendant du 50G-PON. 137
3.29 Mesure du paramètre S_{21} de l'APD seule pour différentes valeurs de tensions d'avalanche (figure de gauche) et (à droite) de longueurs d'onde du signal avec et sans filtre FIR. 138
3.30 BER à 50 Gbit/s en fonction de la puissance moyenne reçue en *back-to-back* pour différentes longueurs d'onde d'émission. 139
3.31 Sensibilité du récepteur à 50 Gbit/s à $BER = 10^{-2}$ en fonction du taux d'extinction de l'émetteur. 140
3.32 APD-ROSA sur son EVB montée sur un radiateur et placée dans l'enceinte thermique. 141
3.33 BER à 50 Gbit/s en fonction de la puissance moyenne reçue en *back-to-back* à 1310 nm et à 1342 nm sur une plage de température allant de -40° C à 80° C. Sensibilité du récepteur à 50 Gbit/s à $BER = 1.10^{-2}$ en fonction de la température de l'enceinte thermique. 142
3.34 BER à 50 Gbit/s en fonction de la puissance moyenne reçue à 1310 nm et à 1342 nm, pour des distances de propagation de 0, 20, 40 et 60 km. 143
3.35 Dispersion chromatique en fonction de la longueur d'onde dans une fibre monomode standard. 144
3.36 Récapitulatif des valeurs simulées de dispersions cumulées pour une longueur d'onde signal de 1310 nm et de 1342 nm en fonction de la longueur de fibre. 145
3.37 BER en fonction de la puissance moyenne reçue à 58,2 Gbit/s pour des longueurs d'onde d'émission de 1310 nm et 1342 nm et des distances de propagation de 0, 20 et 40 km. 146

3.38 Fonctions de transfert simulées de la fibre optique pour une longueur d'onde d'émission de 1342 nm (gauche) et de 1310 nm (droite) pour différentes longueurs de propagation. 147
3.39 Signal descendant soumis à une forte modulation de gain croisé et diagramme de l'oeil [63]. 149
3.40 Principe du contrôle de gain automatique du SOA pour limiter la dégradation induite par les *bursts* sur le signal descendant à la traversée du SOA. 150
3.41 Montage expérimental de test de technique d'AGC sur une transmission à 50 Gbit/s NRZ-OOK amplifiée à l'aide d'un SOA commun. 151
3.42 BER à 50 Gbit/s en fonction de la puissance reçue pour le signal descendant et le signal montant. 152
3.43 BER du signal descendant en fonction de la puissance du signal montant en entrée du SOA pour des puissances du signal descendant de -5,6 dBm et -2,6 dBm, avec et sans AGC. 153
3.44 Diagramme de l'oeil électrique du signal descendant en sortie du récepteur avec et sans signal montant dans le SOA. 154
3.45 *Burst* et diagramme de l'oeil montant, avec et sans signal descendant dans le SOA. 155

4.1 Principe de la mesure du taux d'erreur sur les éléments binaires d'un signal PAM-4. 162
4.2 Schéma de principe du filtre FIR utilisé. [102] 164
4.3 Montage expérimental de mesure de réponse d'un émetteur électro-optique à l'aide d'un analyseur de réseaux vectoriels. 165
4.4 Mesure de la réponse S_{21} du transmetteur (ligne pointillée rouge) et du filtre FIR (ligne discontinue noire) seul. La réponse de l'ensemble transmetteur et filtre FIR est représentée en trait plein bleu. 166
4.5 Diagramme de l'oeil sans et avec égalisation du transmetteur par le FIR analogique. 166
4.6 Schéma expérimental d'une transmission mono longueur d'onde à 100 Gbit/s en PAM-4 en *back-to-back*. 168
4.7 Mesure expérimentale et simulation de taux d'erreur sur les éléments binaires en fonction de la puissance moyenne reçue en *back-to-back* sans amplificateur. 169

4.8 Simulation du BER en fonction de la puissance moyenne reçue en modulation PAM-4 avec et sans pré-amplificateur. 171
4.9 Schéma expérimental d'une transmission mono longueur d'onde à 100 Gbit/s en PAM-4 avec un pré-amplificateur. 171
4.10 Gain et puissance optique de sortie du SOA pré-amplificateur en fonction de la puissance optique d'entrée pour une longueur d'onde signal de 1310 nm.172
4.11 BER en fonction de la puissance reçue en *back-to-back* avec et sans pré-amplificateur. 173
4.12 Banc de test et de couplage sous pointe d'un émetteur intégré composé d'un DFB et d'un EAM. 174
4.13 Schéma expérimental d'une transmission mono longueur d'onde à 100 Gbit/s en PAM-4 avec un EML et un pré-amplificateur. 175
4.14 BER en fonction de la puissance optique moyenne reçue et du budget optique en *back-to-back* et après 20 km de SSMF pour un EML intégré et un MZM. 176
4.15 Schéma expérimental d'une transmission mono longueur d'onde à 100 Gbit/s en PAM-4 avec un EML et un amplificateur booster. 177
4.16 Caractérisation du SOA booster en termes de puissance de sortie et de gain en fonction de la puissance d'entrée. 178
4.17 BER en fonction de la puissance moyenne reçue et du budget optique avec un EML en *back-to-back* sans amplificateur et avec un SOA *booster* en *back-to-back* et après 20 km de SSMF. 179
4.18 Schéma expérimental du banc de test pour une longueur WDM à 4 longueurs d'onde à 100 Gbit/s avec un PDFA booster. 182
4.19 Gain en fonction de la longueur d'onde du signal (gauche), Budget optique et sensibilité à $BER = 1.10^{-2}$ en fonction de la longueur d'onde du signal (droite). 183
4.20 Spectre optique en entrée et en sortie du PDFA. 184
4.21 BER en fonction de la puissance optique moyenne reçue pour les 4 canaux en *back-to-back* (B2B) et après 30 km de propagation dans la SSMF. . . . 185
4.22 Pertes d'insertion et budget optique en fonction de la longueur d'onde des canaux. 186
4.23 Puissance optique à la sortie du PDFA en fonction de la puissance optique du signal d'entrée. 187

4.24 Schéma expérimental du transmetteur LAN-WDM avec décorrélation des canaux. 189
4.25 Diagramme de l'oeil de chacun des canaux à la sortie de l'émetteur. 189
4.26 Schéma expérimental d'un lien optique à multiplexage de longueur d'onde utilisant un SOA comme pré-amplificateur optique. 190
4.27 Diagramme de l'oeil des quatre canaux après DEMUX dans la configuration DEMUX-SOA, à une puissance moyenne reçue de -18 dBm et dans la configuration SOA-DEMUX à -12 dBm. 191
4.28 BER en fonction de la puissance moyenne reçue et de la perte d'insertion pour les 4 canaux dans les configurations de récepteur : DEMUX-SOA et SOA-DEMUX. 192
4.29 Gain du SOA en fonction de la puissance optique du signal d'entrée pour chacun des canaux (a)). Spectre optique en sortie du SOA (b)). 192
4.30 BER en fonction de la puissance optique moyenne reçue en configuration WDM, en *back-to-back* et après propagation dans 30 km de SSMF (a)). Spectre optique en sortie du DEMUX (b)).. 193
4.31 Diagramme de l'oeil des quatre canaux après demultiplexage en *back-to-back* et après propagation dans 30 km de SSMF. 194
4.32 Spectre à la sortie du SOA. 195
4.33 Schéma expérimental d'une transmission mono-longueur d'onde à 100 Gbit/s en PAM-4 avec un MZM, un amplificateur booster et un pré-amplificateur. 197
4.34 BER en fonction du budget optique en *back-to-back* et avec 20 km de SSMF.197
4.35 Diagramme de l'oeil électrique à la sortie du récepteur pour une puissance d'émission à la sortie du PDFA de 12 dBm et 15 dBm. 198
4.36 Schéma expérimental d'une transmission mono longueur d'onde à 100 Gbit/s en PAM-4 avec un EML, un amplificateur booster et un pré-amplificateur. 199
4.37 BER en fonction de la puissance moyenne reçue et du budget optique en *back-to-back* sans amplificateur. 199
4.38 BER en fonction de la puissance optique moyenne reçue (bas) et du budget optique (haut) en *back-to-back* et après propagation dans 20 km de SSMF. 200
4.39 DDO électrique en sortie du récepteur, en *back-to-back* et après 20 km de SSMF à une puissance moyenne de -18 dBm. 201

4.40 DDO électrique après détection à -13 dBm dans la configuration SOA booster + SOA pré-amplificateur (gauche) et PDFA booster + SOA pré-amplificateur (droite). 201

A.1 Représentation schématique des niveaux des symboles en NRZ-OOK et PAM-4. 209
A.2 BER en fonction du facteur de qualité pour la fonction $erfc$ et $\frac{1}{2}erfc$. . . . 212
A.3 BER théorique en fonction de la puissance moyenne reçue pour une modulation NRZ-OOK et PAM-4 dans le cas d'un émetteur à taux d'extinction infini et d'un récepteur limité par le bruit thermique. 213
A.4 Pénalités théoriques entre une modulation NRZ-OOK et PAM-4 en fonction de $-log(BER)$. 214

INTRODUCTION

L'avènement des télécommunications optiques, permises par des développements théoriques et expérimentaux, a considérablement révolutionné le monde. L'utilisation de l'optique dans le domaine des communications permet, de nos jours, de connecter quasiment instantanément les personnes entre elles, aux quatre coins du monde. Avec le temps, la fibre optique s'est approchée de plus en plus des utilisateurs finaux, jusqu'à entrer dans les maisons avec le déploiement de la fibre jusqu'à la maison dans les années 2000. Le remplacement progressif des technologies cuivre par l'optique dans les réseaux d'accès, a entraîné une augmentation du débit disponible et une diminution de la latence pour les utilisateurs. De plus, le passage à la fibre optique à la place du support cuivre ou radio a également permis une diminution de la consommation d'énergie des réseaux d'accès.

Aujourd'hui, la fibre permet de fournir aux utilisateurs, une connectivité ultra-rapide (un accès à Internet à très haut débit correspond à un débit crête descendant >30 Mbit/s) sur une grande partie de la planète. En France en 2023, plus de 70% des foyers disposant d'un accès haut débit, l'obtiennent grâce à la fibre optique. L'infrastructure passive en fibre optique des opérateurs de réseaux est le poste principal de dépense dans le déploiement d'un réseau. L'évolution des usages, l'apparition de nouveaux services et les enjeux environnementaux poussent les opérateurs à mettre à jour leurs réseaux tout en conservant l'infrastructure existante afin de minimiser l'impact environnemental et les coûts.

Fin 2023, Orange commencera à mettre à jour ses réseaux d'accès optiques vers une nouvelle génération. Cette nouvelle génération appelée le *10 Gigabit Symetric capable Passive Optical Network* (XGS-PON) avec un débit physique de 10 Gbit/s, permettra de fournir un débit Ethernet maximal de 8 Gbit/s aux utilisateurs. Ce passage d'une première génération *Gigabit capable Passive Optical Network* (G-PON) déployée dès 2007 à celle du XGS-PON, permet des débits jusqu'à quatre fois plus élevés. Au delà de cette technologie, à l'horizon 2030, une nouvelle technologie viendra progressivement remplacer ou compléter l'offre fournie par les deux générations précédentes. Dans le même temps, les réseaux optiques d'accès et de transport connectant les antennes mobiles devront évoluer pour supporter et délivrer une collecte des trafics mobiles de plus en plus performants avec le développement de nouvelles générations de réseaux radio (5ème Génération de

réseaux mobiles (*5th Generation mobile network*) (5G) et 6ème Génération de réseaux mobiles (*6th Generation mobile network*) (6G)).

Pour ces raisons, les organismes de normalisation et la communauté scientifique travaillent conjointement pour créer le futur des réseaux d'accès optiques qu'ils soient à usage résidentiel, mobile, d'entreprise ou encore de campus.

Le *50 Gigabit capable Passive Optical Network* (50G-PON) est la future génération de réseaux d'accès optiques passifs normalisée par l'Union Internationale des Télécommunications. Cette génération suivra le XGS-PON, en cours de déploiement sur le réseau d'Orange. Le XGS-PON remplace lui-même, le G-PON qui est la première génération de Réseau optique passif (*Passive Optical Network*) (PON) déployée par Orange. Le 50G-PON présentera, au maximum, un débit physique de l'ordre de 50 Gbit/s symétrique. Cependant, la réalisation pratique d'interfaces optiques aux coûts maîtrisés à de tels débits présente de nombreux défis. On peut citer notamment la bande passante des émetteurs/récepteurs, la sensibilité du récepteur, l'interopérabilité entre les différentes générations de PON ou encore la consommation énergétique.

Concernant les liens optiques de transport pour le mobile, le 100 Gbit/s point-à-point est la cible. En effet, l'avènement des nouvelles générations de réseaux mobiles demandera des débits de plusieurs centaines de Gbit/s. Afin d'atteindre ce débit sur une longueur d'onde sans trop augmenter la complexité du lien, par l'utilisation de technologies cohérentes par exemple, il est nécessaire de revoir certains paramètres utilisés dans les liens point-à-point à l'accès bidirectionnel (une seule fibre) de courte distance (typiquement $<$ 20 km). Ces paramètres peuvent être, par exemple, le format de modulation, la bande passante des composants ou l'utilisation d'amplificateurs.

L'objectif de cette thèse est d'explorer des solutions techniques innovantes pour la couche physique pour atteindre les débits requis pour le 50G-PON et le 100 Gbit/s point-à-point. Nous explorons des composants photoniques et des architectures d'émission/réception permettant d'atteindre des débits de 50 Gbit/s à 100 Gbit/s sur une longueur d'onde en atteignant les contraintes de budget optique et de sensibilité du récepteur.

Le premier chapitre de ce manuscrit vise à donner au lecteur un panorama des télécommunications optiques tout en insistant spécifiquement sur les réseaux d'accès optiques. Des éléments de contexte seront donnés tant sur le plan des contraintes opérationnelles, de l'environnement normatif ou des nouveaux usages et services.

Le second chapitre est consacré à la description des différentes briques composant un lien de transmission optique en modulation d'intensité et détection directe. Un modèle

de simulation est développé à partir d'équations analytiques pour expliquer et prévoir les performances de tels liens de transmissions.

Dans le troisième chapitre, des problématiques techniques liées à la réalisation d'un système PON à 50 Gbit/s sont explorées. Nous étudions notamment l'utilisation de techniques d'amplification optique pour atteindre les contraintes de transmission du lien montant du futur 50G-PON. Concernant ce lien montant, l'apparition d'interférences de battements dues à l'utilisation de récepteurs de grande bande passante est étudiée. Dans ce même sens de transmission, le phénomène de modulation de gain croisé est étudié dans le cas de l'utilisation d'un amplificateur optique bidirectionnel. Une solution technique pour réduire les pénalités induites sur les performances du lien sont étudiées. Dans une dernière partie, une photodiode à avalanche à l'état de l'art est étudiée pour atteindre les sensibilités très faibles attendues pour le 50G-PON.

Finalement, le quatrième et dernier chapitre se penche sur l'utilisation du format de Modulation d'amplitude à 4 niveaux (*Pulse Amplitude Modulation*) (PAM-4) notamment pour les futurs liens optiques pour les antennes mobiles. L'utilisation de ce format de modulation permet d'atteindre des débits par porteuse optique compatibles avec les exigences des futures générations de réseaux mobiles. De plus, l'utilisation de techniques d'amplification optique et de multiplexage de longueur d'onde sont étudiées pour augmenter la capacité totale du lien de transmission.

Les travaux présentés dans ce manuscrit ont été menés dans le cadre d'une thèse CIFRE entre Orange Innovation et l'Institut Foton à Lannion.

Chapitre 1

Contexte des réseaux d'accès optique

1.1 Introduction

Ce premier chapitre vise à donner une vue panoramique du paysage des télécommunications optiques. Dans un premier temps, une description générale des réseaux de télécommunications, de leur histoire et des différents segments (réseaux coeur, réseaux de transport, réseaux d'accès) sera réalisée. L'attention sera ensuite portée aux spécificités du réseau d'accès optique, qui est le cadre des travaux de cette thèse. Les usages de ces réseaux ainsi que leurs évolutions seront discutés, évolutions qui sont d'ailleurs nécessaires au vu des enjeux climatiques et sociétaux actuels et à venir. Les différentes topologies qu'il est possible de rencontrer sur le terrain ainsi que leurs usages propres sont ensuite détaillés. Il s'agit notamment de la topologie point à point, utilisée en particulier pour la collecte du trafic des antennes mobiles. La seconde topologie, nommée point à multipoint, est très connue car elle est utilisée pour la fibre à la maison. Un des aspects industriels très importants des réseaux d'accès optiques est la normalisation. En effet, comme dans d'autres segments du réseau, les équipements d'accès utilisés doivent répondre à des normes établies par des organismes de standardisation pour permettre un coût de production faible en adéquation avec le marché des offres d'accès. Ces instances seront présentées ainsi que certaines normes éditées par ces organismes. Seul un nombre restreint de normes a par ailleurs déjà été utilisé sur le terrain. Afin de finir de dépeindre notre panorama, nous nous attacherons à décrire les systèmes d'accès optiques déployés à travers le monde et notamment sur les réseaux d'Orange. Finalement, une dernière partie expose les défis auxquels seront confrontés les réseaux d'accès optiques. On peut par exemple citer la montée en débit ou l'augmentation du nombre d'utilisateurs. De ces défis, les problématiques auxquelles tentent de répondre les travaux de cette thèse, seront extraites.

1.2 Les réseaux de télécommunications

Les télécommunications ont permis de connecter les personnes à travers le monde. De l'utilisation des signaux de fumée à nos jours, en passant par la pose du premier câble télégraphique transatlantique le 5 Août 1868 entre l'Irlande et le Canada, de nombreux progrès technologiques ont permis d'augmenter la capacité des réseaux. Le premier câble téléphonique transatlantique (coaxial) a touché le fond de l'Atlantique en septembre 1956 et transportait 36 voies téléphoniques. Les technologies optiques ont ensuite été introduites dans les réseaux sous-marins avec le câble TAT8 en 1988. Ce câble présentait un débit de 2×280 Mbit/s, équivalent à 40000 lignes téléphoniques. En 2021, Orange fut chargé par un consortium mené par Facebook, Microsoft et Vodafone de poser un câble transatlantique de 16 paires de fibres, pour un capacité totale de 320 Tbit/s. Ces performances ont été permises par des grandes étapes et découvertes dans le domaine de l'optique. La suite de cette section donne une vue d'ensemble de ces grandes étapes.

La découverte de l'émission stimulée de lumière par Albert Einstein en 1917 [1], la théorisation du laser par Charles Townes et Arthur Schawlow en 1958 [2] ainsi que l'invention du pompage optique par Alfred Kastler [3] en 1950 ont mené à la réalisation du premier laser à rubis émettant à 694 nm par Theodore Maiman en Mai 1960 [4]. Cela a mené 2 ans plus tard, en 1962, au premier laser à semi-conducteur par Bob Hall [5] et son équipe au sein de General Electric. Cette première émission de lumière cohérente à partir d'une jonction semi-conductrice fut une étape très importante vers les réseaux de télécommunications optiques tels que nous les connaissons aujourd'hui. Une autre brique indispensable à l'avènement des réseaux de télécommunications tels que nous les connaissons fût la fibre optique. Le guidage de la lumière fut tout d'abord démontré par Jean-Daniel Colladon dans un flux d'eau en 1841. Les efforts de recherches visant à produire un dispositif capable de guider la lumière prennent leur origine dans les travaux de Van Heel [6] qui publia le premier article scientifique à propos d'une fibre composée d'un coeur et d'une gaine en 1954. En 1978, NTT démontra la première fibre optique monomode présentant une faible atténuation (0,2 dB/km à 1550 nm) [7]. Avec le développement de tous ces éléments, le premier système de communications optiques a vu le jour en 1977. *General Telephone and Electronics* a envoyé le premier trafic téléphonique à travers une fibre optique à un débit de 6 MBit/s à Longbeach en Californie [8].

L'évolution des technologies, que ce soit des composants électro-optiques ou des fibres, a permis une augmentation impressionnante des performances des systèmes de communi-

cations optiques. Au point que ces derniers sont voués à remplacer totalement les systèmes basés sur les transmissions sur paires de cuivre pour les usages résidentiels aux alentours de 2030 en France. À ce jour, les systèmes de communications sous-marins transportent plusieurs térabits par seconde de données à travers 459 câbles. Le volume de trafic internet mondial annuel s'élevait à 1,96 zéttaoctets en 2017 et devrait atteindre 4,1 zéttaoctets en 2023 [9]. On peut voir sur la figure 1.1 que tous les continents sont à présent reliés par des systèmes de communications optiques et cette carte n'inclut pas les réseaux internationaux terrestres.

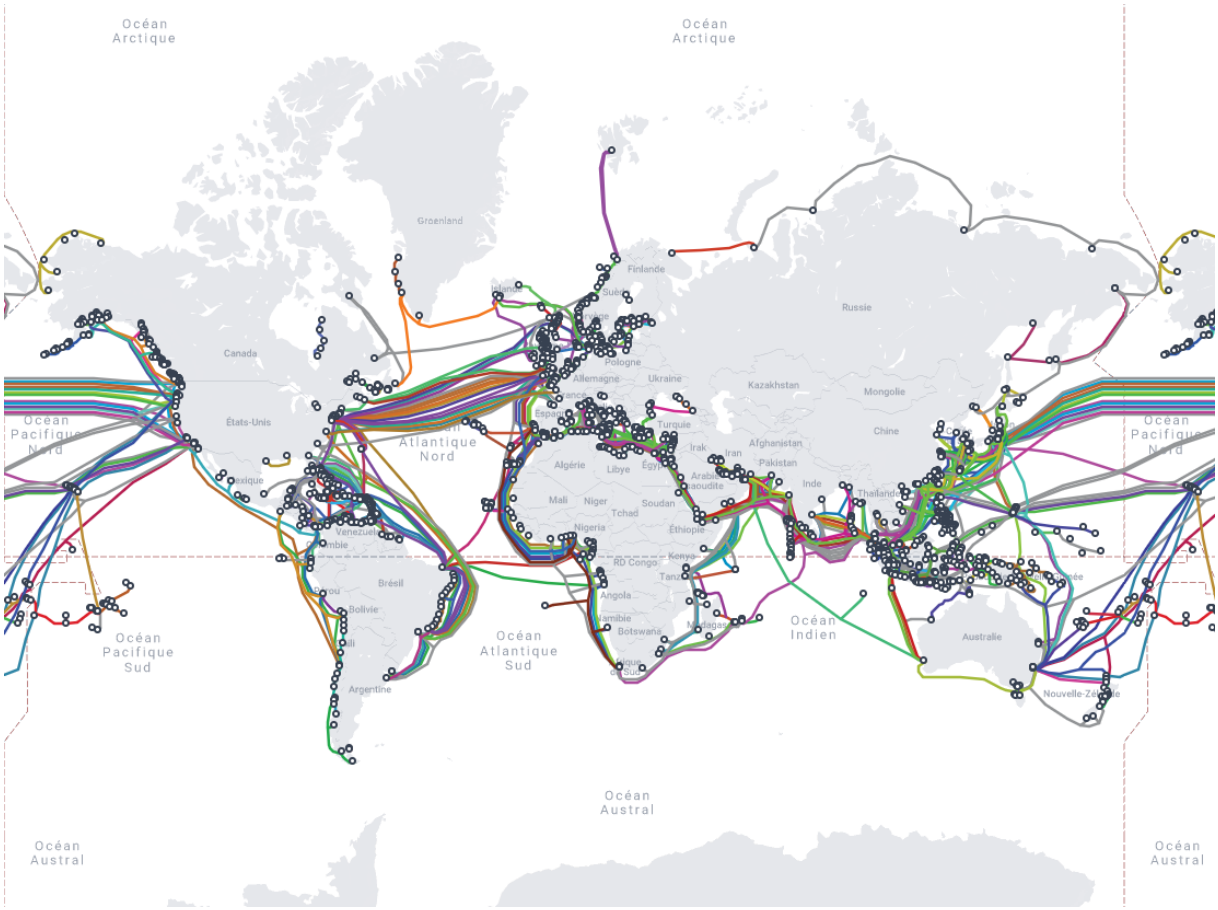


FIGURE 1.1 – Carte mondiale des câbles sous-marins de télécommunications [10].

Aujourd'hui, les télécommunications à base de systèmes optiques sont partout, dans les transmissions transocéaniques, dans les centres de données, ou encore entre les villes. On retrouve également des transmissions optiques beaucoup plus proches des utilisateurs. Les antennes mobiles sont connectées au réseau par la fibre optique. Dans les années 2000, la fibre a fait son entrée dans les habitations avec le *Fiber To The Home* (FTTH)

et les utilisateurs ont pu profiter d'une connexion stable et rapide tout en diminuant également la consommation électrique vis à vis des transmissions sur paire de cuivre comme l'*Asymmetric Digital Subscriber Line* (ADSL) [11]. Ces systèmes continuent à évoluer au gré des avancées technologiques. Les télécommunications par fibre optique sont en voie d'être déployées absolument partout et à se rapprocher des utilisateurs finaux, on parle désormais de "*Fibre to Everywhere*" et de "*Fibre to Anything*". Ces évolutions ainsi que les défis du changement climatique impliquent une transformation profonde des réseaux et notamment des réseaux d'accès optiques que nous allons décrire dans la section suivante.

1.3 Les réseaux d'accès optiques

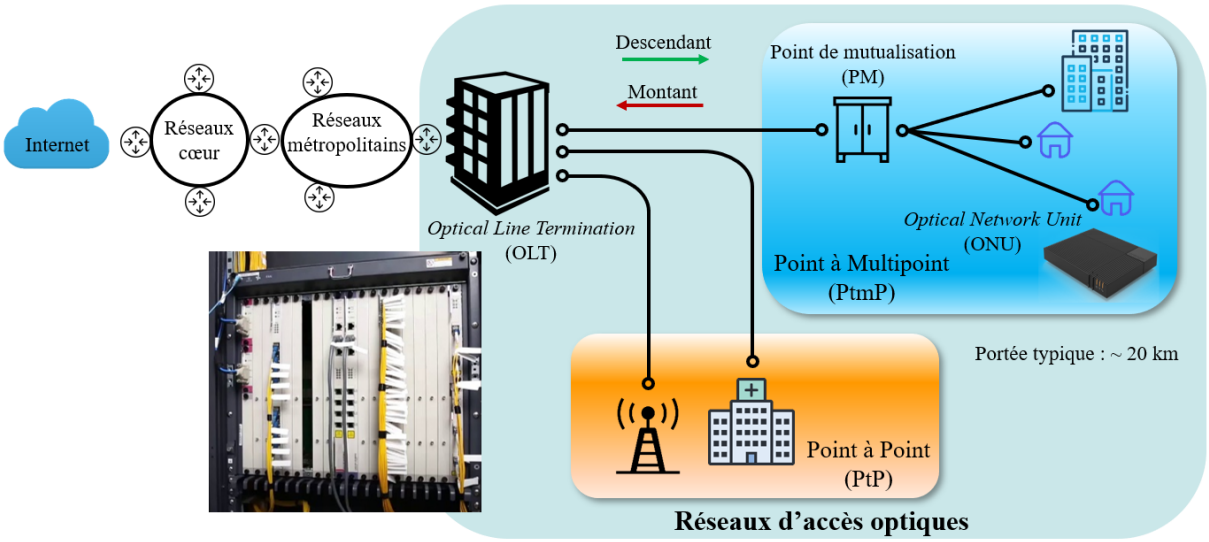


FIGURE 1.2 – Topologie des réseaux d'accès fixes et position dans le réseau.

Le réseau d'accès optique constitue le dernier segment du réseau, celui au plus près de l'utilisateur, cela correspond aux derniers kilomètres de fibre ; il se trouve, en descendant, après le réseau coeur et le réseau métropolitain. La transmission des données montantes et descendantes est assurée par deux équipements. Le premier se trouvant du côté de l'opérateur et réalisant l'interface avec le reste du réseau, est l'*Optical Network Terminal* (OLT). Du côté de l'utilisateur, l'équipement s'appelle l'*Optical Network Unit* (ONU). Une vue schématique du réseau d'accès, de sa position globale dans le réseau et des principaux équipements de transmission est représentée sur la figure 1.2. Deux topologies

peuvent être rencontrées dans les réseaux d'accès optiques : le Point à multipoint (*Point to multipoint*) (PtMP) (zone bleue sur la figure 1.2) et le Point à point (*Point to point*) (PtP) (zone orange). Ces deux topologies sont habituellement dédiées à des usages différents, cependant des exceptions existent, tout cela sera détaillé dans la suite de cette section.

L'OLT est l'équipement de transmission et d'agrégation côté opérateur. Il est composé de différents éléments, notamment des cartes qui peuvent être installées dans un châssis OLT. Il existe les cartes PtMP, communément appelées "cartes PON", qui comportent 8 ou 16 ports pouvant accueillir chacun un *transceiver*. Le mot *transceiver* désigne un dispositif comportant un émetteur (*transmitter*) et un récepteur (*receiver*). Un *transceiver* installé sur un port d'une carte PON peut typiquement desservir 64 clients à ce jour. On retrouve également des cartes dédiées aux liens PtP, qu'on appelle "cartes point à point". Ces cartes comportent généralement 16 ports. Enfin, l'OLT réalise l'interface entre le réseau d'accès et le réseau métropolitain. Il dispose pour ce faire d'un troisième type de cartes lui permettant de transmettre les données au réseau métropolitain, il s'agit des cartes pour la collecte du trafic de l'OLT dite *uplink*. La configuration des cartes *uplink* est variable en fonction de l'ingénierie et du remplissage du châssis de l'OLT. À l'autre extrémité du lien, on retrouve l'ONU. Il s'agit de la "box" client pour le FTTH ou des interfaces PtP pour du *Fiber To The Antenna* (FTTA) ou *Fiber To The Office* (FTTO). On retrouve dans l'ONU une seule interface fibre avec un émetteur et un récepteur, habituellement intégrés directement sur la carte électronique de la box. Un troisième élément propre au FTTH est le Point de Mutualisation (PM). Le PM correspond aux armoires de rue. Les fibres FTTH provenant de l'OLT arrivent dans cette armoire de rue et rencontrent des coupleurs optiques. Chaque coupleur est connecté à une fibre FTTH en provenance de l'OLT et chaque ONU possède une position assignée sur le coupleur.

1.3.1 Point à point

La topologie PtP est la plus simple d'un point de vue infrastructure fibre. Elle consiste simplement à connecter un port d'une carte point à point de l'OLT à un ONU point à point (ce peut être un *switch*) via une seule fibre optique dédiée pour les deux sens de transmissions. Cette topologie est principalement utilisée dans les *datacenters*, pour connecter les entreprises ou les antennes mobiles (FTTA). Le PtP est également utilisé dès que des besoins spécifiques en termes de débit, de disponibilité ou de sécurité par exemple, sont identifiés. C'est le cas par exemple de campus universitaires, de grandes entreprises, de sites industriels ou de structures hospitalières. L'utilisation de la topologie

PtP permet de garantir une certaine sécurité de la connexion de par l'utilisation de fibres dédiées. De plus, un débit plus important et plus stable est généralement obtenu à l'aide de cette topologie. Le PtP permet de répondre aux exigences particulières de besoins spécifiques en termes de débits et de latence. Cependant, certains opérateurs ou pays (la fibre en Suède est uniquement PtP) ont fait le choix d'utiliser une fibre dédiée pour chaque client résidentiel, et utilisent donc une topologie PtP pour des réseaux résidentiels. La topologie PtP requiert beaucoup de fibre optique et d'émétteurs/récepteurs optiques en comparaison du PtMP. Chaque utilisateur, ou chaque ONU nécessite une fibre optique et un *transceiver* à chaque extrémité. Or, la fibre optique est une ressource onéreuse notamment de par les coûts très importants de l'infrastructure. Ils proviennent notamment du génie civil nécessaire à l'installation de la fibre optique sur le terrain. Ces coûts sont très variables en fonction de la localisation (urbaine ou rurale en particulier). Également, les interfaces de transmission (les *transceivers*) sont des équipements actifs qu'il faut alimenter électriquement et maintenir dans le réseau pour chaque technologie PtP possible. Cela peut engendrer un large parc de modules optiques à gérer par les opérateurs dans les centraux optiques où l'espace disponible est souvent limité. Habituellement, les opérateurs de télécommunication préfèrent utiliser la topologie PtMP pour les usages résidentiels, le PtMP étant bien moins consommateur de fibre et de modules optiques.

1.3.2 Point à multipoint - FTTH/PON

La topologie PtMP diffère fortement de la topologie PtP. Ici, un module optique d'une carte PON est connecté à plusieurs utilisateurs simultanément. Le PtMP est principalement utilisé pour la fibre à la maison (FTTH) sur un réseau optique passif (PON). Il est possible de rencontrer également ce qu'on appelle le *Fiber To The Building* (FTTB). En FTTB, la fibre arrive jusqu'au pied de l'immeuble et les derniers mètres, jusqu'aux appartements sont réalisés en cuivre. L'établissement d'un lien de communication entre un port de l'OLT et de multiples ONUs impose de partager l'infrastructure fibre. Le signal doit être séparé dans le sens descendant pour que chaque ONU puisse recevoir le signal. Inversement, pour les liens montants, les signaux provenant des différents ONUs doivent être combinés pour être reçus par l'OLT. Dans le cas d'un partage de l'infrastructure avec un multiplexage temporel, un coupleur optique permettant de répartir la puissance du signal descendant entre les ONUs et de combiner les signaux montants dans une seule fibre. D'autres façons de réaliser ce partage d'infrastructure ont été étudiées. On peut notamment citer le Multiplexage de longueur d'onde (*Wavelength Division Multiplexing*)

(WDM) qui consiste en l'attribution d'une longueur d'onde accordable à chaque ONU [12], [13] ou le Multiplexage par division de fréquence (*Frequency Division Multiplexing*) (FDM) où chaque ONU se voit attribuer une sous-porteuse fréquentielle. [14]. Le WDM est réalisé à l'aide de plusieurs lasers, un par porteuse tandis qu'en FDM, une seule source optique est utilisée. La voie la plus commune est le Multiplexage temporel (*Time Division Multiplexing*) (TDM)/Accès multiple par multiplexage temporel (*Time Division Multiple Access*) (TDMA).

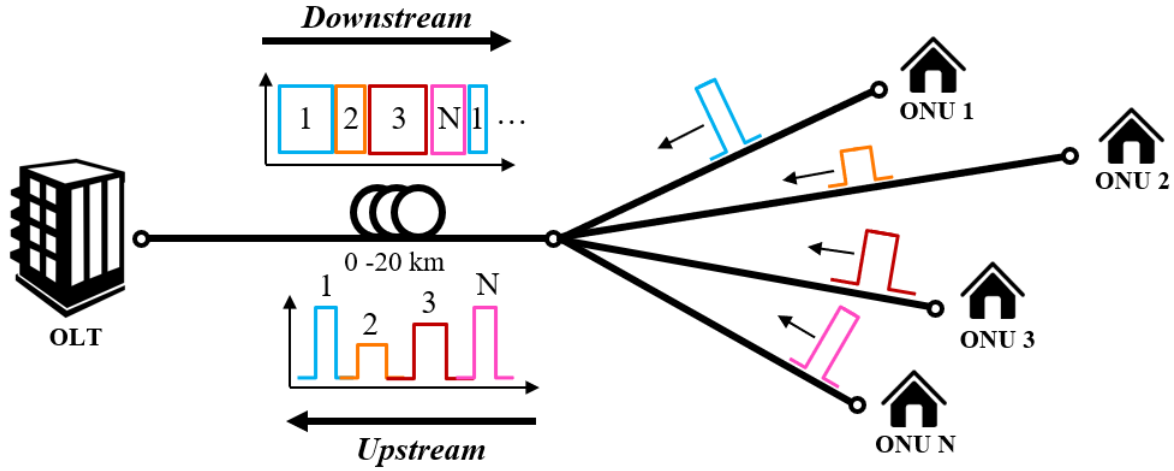


FIGURE 1.3 – Représentation d'un PON avec multiplexage TDM/TDMA.

La technique retenue jusqu'à maintenant dans l'immense majorité des infrastructures PtMP pour le FTTH est le multiplexage temporel. On parle d'ailleurs de *Time Division Multiplexing - Passive Optical Network* (TDM-PON), ces principes sont représentés sur la figure 1.3. Dans le sens descendant (de l'OLT à l'ONU) le signal optique est émis en continu par l'OLT et chaque ONU en reçoit l'intégralité mais les couches protocolaires et les clés de cryptage permettent à chaque ONU de décoder uniquement l'information le concernant dans la fenêtre temporelle qui lui est allouée. Sur le schéma, chaque couleur du signal descendant correspond à la partie destinée à un ONU différent. Un coupleur optique placé au niveau du point de mutualisation permet de répartir la puissance du signal descendant entre les différents ONUs. Dans le sens montant, chaque ONU émet une rafale de données, un *burst*, sur une plage temporelle qui lui est attribuée par l'OLT. On parle alors d'accès multiple par multiplexage temporel (TDMA). Les *bursts* provenant de chacun des ONUs sont combinés au niveau du coupleur. L'OLT sachant exactement le temps nécessaire à chaque *burst* pour lui parvenir grâce à une phase dite de *ranging*, il est capable d'informer chaque ONU de l'instant auquel il doit émettre son *burst* afin

d'éviter les collisions temporelles au niveau du coupleur. Cette topologie PtMP permet de partager l'infrastructure et limite le nombre de fibres et de modules optiques nécessaires pour raccorder les utilisateurs. Ces économies se font au prix de l'utilisation du TDM qui impose un partage de la bande passante [15] et une latence plus importante qu'en PtP. Cependant, des algorithmes permettent de ré-allouer à la volée la bande passante en fonction des besoins des clients.

Il s'agissait ici d'une vue panoramique des réseaux d'accès optiques avant de passer à l'aspect normatif ainsi qu'au futur des réseaux d'accès optiques. Nous décrirons tout d'abord dans la partie suivante les réseaux d'accès optiques à travers le monde ainsi que les réseaux d'Orange.

1.4 Les réseaux d'accès déployés

Il existe de nombreux opérateurs de télécommunications à travers le monde. Ces opérateurs fournissent à leurs abonnés des connectivités à haut débit par divers moyens. Il peut s'agir notamment de transmission sur paire de cuivre comme le *Digital Subscriber Line* (ADSL et *Very high-speed Digital Subscriber Line* (VDSL)), ou sur câble coaxial : *Data Over Cable Service Interface Specification* (DOCSIS) ou de transmission sur fibre optique qui peut aller jusqu'à la maison (FTTH), à l'immeuble (FTTB), à l'antenne (FTTA).

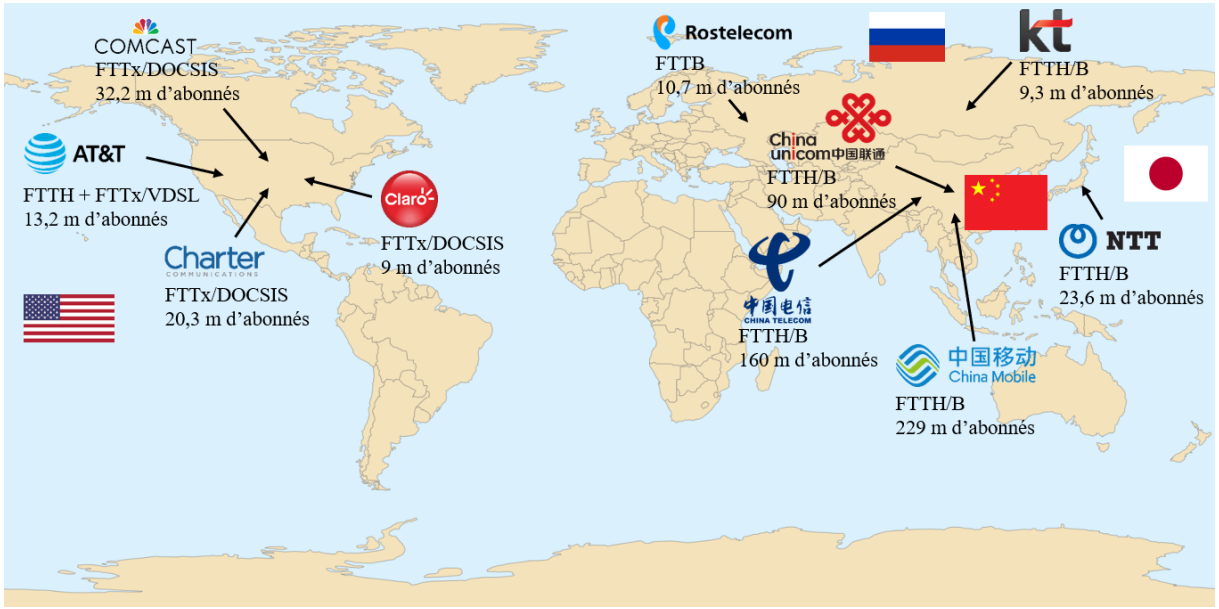


FIGURE 1.4 – Carte mondiale des 10 opérateurs *leader* des réseaux d'accès ultra-rapides.

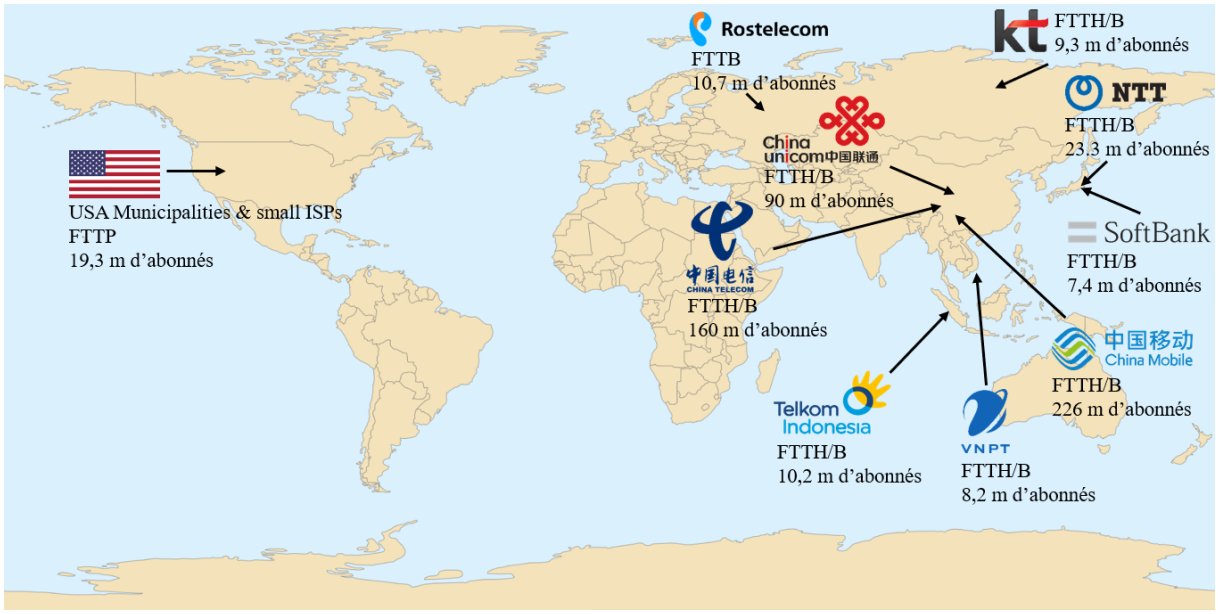


FIGURE 1.5 – Carte mondiale des 10 opérateurs *leader* des réseaux d'accès FTTH, FTTB.

La carte de la figure 1.4 recense les 10 plus gros opérateurs mondiaux en termes de nombre d'abonnés, fournissant un accès très haut débit [16]. À la tête du classement se trouve des opérateurs asiatiques avec notamment trois opérateurs chinois regroupant à eux trois un total de 476 millions d'abonnés FTTH ou FTTB. Les États-Unis d'Amérique représentent le second bloc le plus important en termes d'abonnés. Contrairement à ceux des opérateurs chinois, une grande partie des abonnés nords-américains ont accès à un réseau ultra-rapide grâce à un raccordement reposant sur la technologie "câble" DOCSIS. Aucun opérateur d'Europe de l'ouest n'est présent parmi les 10 plus grands opérateurs en termes d'abonnés. Le premier opérateur du continent européen est l'opérateur Russe Rostelecom avec 10,7 millions d'abonnés. Ce classement comptabilise les abonnés des opérateurs dans leur pays majoritaire. Orange possède 6,3 millions d'abonnés fibre sur un total de 12,3 millions d'abonnés fixe en France, ce qui fait qu'elle n'apparaît pas dans ce classement. Cependant, au niveau mondial, le groupe Orange comptabilise 15,076 millions d'abonnés très hauts débits [17].

Concernant spécifiquement les réseaux d'accès fibrés, la carte de la figure 1.5 présente les 10 plus gros opérateurs mondiaux. La majeure partie du classement se trouve en Asie, où l'on retrouve notamment les trois opérateurs chinois : China Mobile, China Telecom et China Unicom, déjà présents sur la carte précédente. Notons que les opérateurs Nord Américains ont disparu mais l'*USA Municipalities and small ISPs* comptabilise 19,3

millions d'abonnées à sa solution *Fiber To The Pole* (FTTP). Les opérateurs Japonais tels que NTT et SoftBank regroupent à eux deux 30,7 millions d'abonnés dans l'archipel. On remarque également un fort déploiement de solutions fibre en Asie du sud avec notamment VNPT au Vietnam et Telkom Indonesia en Indonésie. Encore une fois, aucun opérateur d'Europe de l'ouest n'est présent dans les 10 premiers de ce classement international. Concernant les abonnés fibre, Orange France en possède 6,3 millions. Au total, le groupe Orange regroupe 12,6 millions d'abonnés à ses solutions d'accès fibre.

Le rapport IDATE *World FTTx markets* [16], fournit une vue d'ensemble de l'état des réseaux d'accès à haut débit dans le monde. La figure 1.6 est extraite du rapport IDATE de décembre 2022, elle présente la répartition mondiale des trois principales technologies d'accès à haut débit : le FTTH/B, le VDSL et le DOCSIS. Le FTTH et le FTTB sont largement prédominant avec 797 millions d'abonnés contre 153 millions pour le DOCSIS et 96 pour le VDSL. La majeure partie de la connectivité fibre se trouve en Asie avec 77%, suivie par l'Europe avec 12%. L'Europe est également numéro 1 sur le taux de connectivité VDSL avec 64%. La connectivité à base de DOCSIS dessert 153 millions d'abonnés à travers le monde dont 54% en Amérique du Nord.

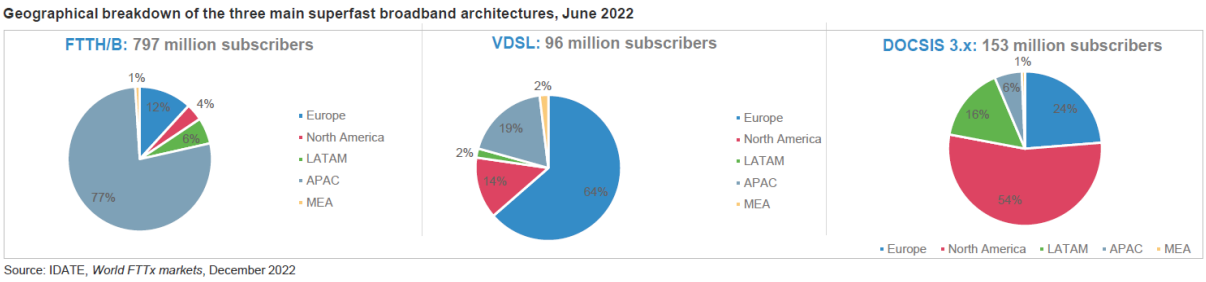


FIGURE 1.6 – Répartition mondiale des trois principales technologies d'accès hauts débits (figure : IDATE ; World FTTx markets, December 2022 [16]).

Dans le cas de l'Europe, la Russie est numéro 1 du déploiement FTTH avec 100% de ses abonnés raccordés à la fibre. La France est seconde avec un total de 16,3 millions d'abonnés. La Russie et la France sont suivies par l'Espagne et la Turquie comptabilisant respectivement 13,2 et 5,26 millions d'abonnés hauts débits. En France, 87% des abonnés à haut débit sont raccordés en FTTH ou FTTB. Les 14% restants se partagent en 12% sur des connectivités VDSL et 2% sur du DOCSIS. La majeure partie de l'offre en France est de l'ordre du Gbit/s à la maison.

Après avoir dépeint les réseaux d'accès optiques à travers le monde, nous allons nous attacher à présent à donner au lecteur une description des réseaux d'accès d'Orange.

1.5 Le réseau d'Orange en France

Contrairement au réseau cuivre (ADSL, VDSL) français qui était la propriété exclusive de France Télécom (devenu Orange) du fait du réseau téléphonique commuté, le déploiement des réseaux fibres a été ouvert à la concurrence. C'est à dire que chaque opérateur est en droit de déployer son propre réseau fibre pour aller connecter ses abonnés. Ainsi, le réseau d'accès fibre n'est pas unique et chaque opérateur possède (ou loue) sa propre infrastructure du central optique jusqu'au point de mutualisation.

Concernant les réseaux d'accès d'Orange, en 2023, la couverture fibre du territoire a dépassé 80% en France (34,5 millions de locaux couverts) [18]. Le nombre d'abonnés à la fibre atteint quant à lui 54%. Le déploiement de la fibre optique en France pour des usages résidentiels a commencé en 2006. La majeure partie du réseau adressable par Orange est déployée en FTTH et atteint 31,195 millions de foyers (en juin 2022). La carte de la figure 1.7 est tirée du site internet de l'ARCEP [19], elle présente l'état du déploiement de la fibre, tout opérateurs, pour les usages résidentiels en France à mi-juin 2023.

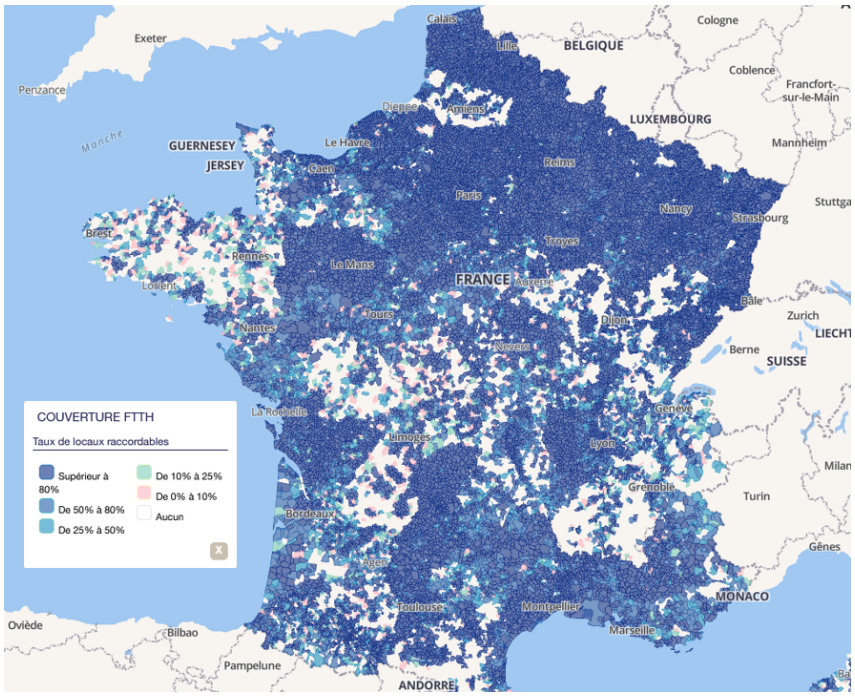


FIGURE 1.7 – Carte du déploiement de la fibre à la maison tout opérateurs, en France métropolitaine à mi-juin 2023 [19].

On remarque que le déploiement a jusqu'alors été réalisé en priorité dans les zones densément peuplées telles que les grandes agglomérations et s'étend désormais sur l'en-

semble du territoire. Le débit fourni aux abonnés fibre d'Orange est actuellement de 2 Gbit/s maximum. Les équipements de transmission fournissant cette connectivité sont basés sur la norme de l'Union internationale des télécommunications (*International Telecommunication Union*) (ITU-T) G-PON [20]. Le réseau d'Orange comporte également nombre de liens optiques point à point notamment pour les réseaux mobiles ou les réseaux d'entreprises.

En France, le nombre de sites antennaires est d'environ 60 000 pour tous les opérateurs (30 000 pour Orange). Ces sites sont repartis dans un rayon de quelques centaines de mètres en zones denses et de quelques kilomètres dans les zones moins denses. Chaque site antennaire comporte 3 secteurs permettant une couverture à 360° à chaque fréquence de chaque technologie mobile. Afin d'estimer rapidement le nombre d'interfaces PtP, il est à noter que chaque secteur peut comporter 4 générations de réseaux mobiles (2G, 3G, 4G et 5G) avec différentes fréquences radio. Pour Orange, 90% des sites antennaires sont reliés en PtP aux Central Opérateur (*Central Office*) (CO) avec une interface par site. Ce qui donne une estimation de l'ordre de 27 000 interfaces PtP, uniquement pour les réseaux mobiles. Un site mobile nécessite aussi des interfaces PtP entre l'équipement (station de base) au pied de l'antenne et l'équipement proche de l'antenne (la Radio Unit qui amplifie le signal radio) de courte distance (<2 km). Un site mobile nécessite, en fonction de sa configuration, de 1 à 6 interfaces PtP à différents débits par secteur, c'est à dire de 3 à 18 paires de *transceivers* PtP par site et donc un volume total > 400 000 unités de *transceiver*.

Les technologies utilisées pour les réseaux PON ou PtP peuvent être très diverses pour s'adapter à des besoins ou services spécifiques pour chaque type d'utilisateurs. Ainsi, pour éclairer notre lanterne, il est nécessaire de discuter l'aspect normatif.

1.6 La normalisation

Cette section vise à donner au lecteur une vue d'ensemble de l'écosystème normatif de la couche physique des réseaux d'accès optiques. Dans un premier temps, les deux principaux organismes de normalisation de la couche physique pour les réseaux d'accès seront présentés. Ensuite les principales normes, de l'émergence de l'optique dans les réseaux d'accès, jusqu'aux futures normes à plusieurs dizaines de Gbit/s seront discutées.

1.6.1 Organismes de normalisation, ITU-T et IEEE

Les organismes de normalisation travaillant dans le domaine des réseaux d'accès optiques sont nombreux. On peut citer notamment l'*European Telecommunications Standards Institute* (ETSI), le *BroadBand Forum* (BBF) ou encore le *Full Service Access Network* (FSAN), qui est un organisme de pré-normalisation qui opère notamment dans les réseaux d'accès. Il existe également des initiatives provenant de sources privées. Par exemple, on peut citer les *Multi-Source Agreement* (MSA) qui émanent d'un consortium de plusieurs industriels ou acteurs des réseaux. Ces MSA visent à donner un cadre à la réalisation de normes répondant à un besoin réel mais pas encore développé au sein des organismes de normalisation traditionnels. Concernant les recommandations (couche physique, protocolaire, management, maintenance et monitoring) pour les réseaux d'accès, les principaux organismes produisant des normes sont l'*Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE) et l'Union Internationale des Télécommunications, l'ITU-T. Il s'agit là de deux organismes parallèles, travaillant globalement à des normes similaires. Il est à noter que l'ITU-T et le BBF sont complémentaires, l'ITU-T travaille sur la couche physique et les protocoles de transmission et le BBF sur la gestion, le management ou encore l'interopérabilité. L'IEEE est une association professionnelle américaine. Elle vise à développer les connaissances en ingénierie électrique et électronique.

Dans le contexte des réseaux d'accès optiques, l'IEEE produit des normes pour des systèmes de transmission pour les PON et le PtP. Jusqu'à maintenant, notamment car Orange a été historiquement très actif au FSAN, Orange a principalement contribué et suivi les normes de l'autre organisme majeur : l'ITU-T. L'ITU-T est une des trois sections de l'*International Telecommunication Union* qui est une agence des Nations Unies. Son rôle est de produire des normes pour le domaine des télécommunications et notamment pour les réseaux d'accès optiques.

Dans le paragraphe suivant, nous allons décrire le panel de normes produites par l'IEEE et l'ITU-T. Les normes anciennes seront décrites ainsi que celles actuellement en vigueur. Les futures normes, relatives aux technologies en cours de déploiement ou encore du domaine du laboratoire et du prototype, seront également discutées.

1.6.2 Normes passées, présentes et futures

La figure 1.8 présente l'apparition des différentes normes en fonction du temps. L'ITU-T fut pionnière dans les normes pour les PON notamment avec la standardisation du

B-PON en 1998. Avant le B-PON, le premier système de transmission pour les réseaux d'accès à base de transmission sur fibre optique fut le A-PON. La première norme déployée massivement sur le réseau d'Orange fut le G-PON, le successeur du B-PON. Le G-PON propose un débit descendant de 2,5 Gbit/s et un débit montant de 1,25 Gbit/s. Pour Orange, la phase initiale de déploiement de l'optique dans le réseaux d'accès FTTH en France a été entièrement réalisée en G-PON. À l'heure actuelle, le déploiement de la fibre en France est réalisé à 81% (Juin 2023) selon l'ARCEP avec pour objectif d'atteindre une couverture total du territoire d'ici fin 2025. En outre, le démontage de la boucle locale en cuivre devant se terminer en 2030, cela va augmenter mécaniquement le nombre d'utilisateurs raccordés aux réseaux fibrés. Par ailleurs, l'évolution vers des débits plus importants a été initiée par certains opérateurs (Free avec la technologie 10G-EPON depuis fin 2018 et SFR avec la technologie XGS-PON depuis février 2022) afin d'augmenter les gammes d'offres commerciales possibles pour les usagers. Ces éléments poussent l'ensemble des opérateurs à mettre à jour leurs réseaux. La norme qui suivra le G-PON en France sur le réseau d'Orange, sera le XGS-PON. Le XGS-PON a été standardisé en 2016 et fournit un débit symétrique de 10 Gbit/s.

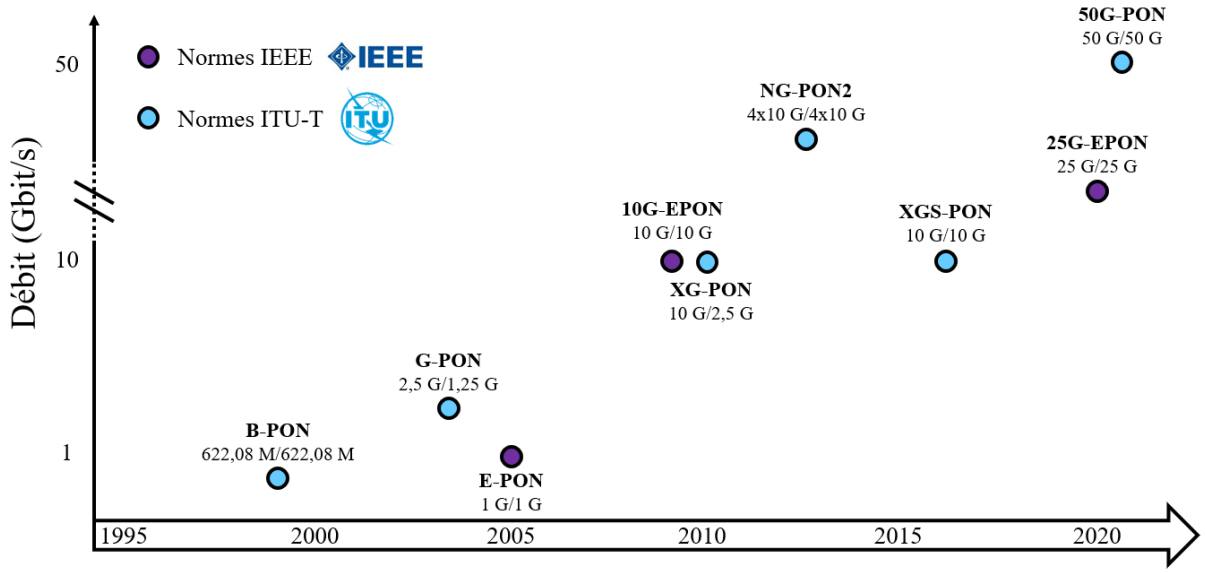


FIGURE 1.8 – Chronologie des principales normes pour les PONs.

Dans leurs efforts de standardisation, l'IEEE et l'ITU-T ont d'ores et déjà commencé à produire des nouvelles normes pour les futures générations de PON. On peut citer notamment le *25 Gbit/s-Ethernet Passive Optical Network* (25G-EPON) de l'IEEE, standardisé

en 2020 et proposant un débit symétrique de 25 Gbit/s. Du côté de l'ITU-T, il a été choisi de proposer une augmentation plus importante du débit par rapport à la génération précédente (XGS-PON). Ainsi, la norme de l'ITU-T pour l'après-10 Gbit/s sera le 50G-PON (chapitre 3) et proposera comme son nom l'indique un débit maximum de 50 Gbit/s symétrique.

Les organismes de standardisation produisent également des normes concernant les liens PtP. Il existe dans ce domaine particulier une grande quantité de normes. Nous allons nous attacher ici à rendre compte des principales qui fonctionnent en bidirectionelle sur une seule fibre et de celles actuellement en vigueur dans le réseau d'Orange provenant de l'ITU-T. On peut citer la norme G.986 [21] standardisée en 2010 et présentant un débit d'1,25 Gbit/s symétrique. Les longueurs d'onde d'émission sont de 1490 nm ± 10 nm en sens descendant et 1310 nm ± 50 nm en sens montant. La transmission descendante se fait alors en bande S et la transmission montante en bande O. Les interfaces optiques basées sur cette norme ont notamment été utilisées pour la collecte des sites d'antennes mobiles. Afin d'accompagner l'évolution vers les futures générations de réseaux mobiles, une évolution de la norme G.986 a été standardisée en 2020. Il s'agit de la norme ITU-T G.9806 [22]. Il est à noter que des normes similaires existent à l'IEEE, les normes 802.3by et 802.3cd [23], [24]. La norme ITU-T G.9806 également appelée "Higher Speed - PtP" (HS-PtP), normalise des interfaces optiques mono-fibre point à point à 10, 25 et 50 Gbit/s symétrique. Ces normes permettent de proposer aux utilisateurs ayant des besoins forts en termes de débit, différentes performances en fonction de leurs besoins. Elles permettent également la connexion d'antennes mobiles notamment pour les réseaux 5G. Les industriels fabriquent des interfaces optiques basées sur ces normes avec différentes variantes pour atteindre différentes portées, typiquement de 10, 20 et 40 km. Concernant le futur des normes PtP, l'évolution de ces dernières est principalement induite par les réseaux mobiles. En effet, pour la future 6G, de fortes contraintes en termes de débit et de latence sont attendues. Des évolutions vers des débits plus importants sont donc attendues conjointement avec la spécifications de la 6G (à partir de 100 Gbit/s dans la première phase, jusqu'à 1 Tbit/s par la suite) [25].

Ces normes, qu'elles concernent les réseaux d'accès PtP ou PtMP, sont réalisées en avance par rapport aux besoins et aux usages visent à répondre à une future demande de très hauts débits pour divers usages et aussi à de nombreux défis notamment environnementaux, que nous allons résumer dans la partie suivante.

1.6.3 Le 50G-PON : spécifications et caractéristiques

Le 50G-PON est une des technologies au coeur de ce manuscrit, sur laquelle s'appuient particulièrement les chapitres 2 et 3. Les spécifications du 50G-PON ont été discutées à l'ITU-T pendant mes travaux de thèse avec une première édition des paramètres de la couche physique fin 2021, limités à 25 Gbit/s et à 3 options spectrales en sens montant. Par la suite, un amendement à la norme, édité en Avril 2023, a apporté des spécifications pour permettre un sens montant à 50 Gbit/s et une 4ème option spectrale pour permettre la triple coexistence des technologies PON. Ce paragraphe résume quelques caractéristiques et spécifications de cette technologie [26] :

- Débits : 50 Gbit/s descendant et 50 Gbit/s, 25 Gbit/s ou 12,5 Gbit/s montant.
- Longueurs d'ondes : 1342±2 nm descendant et 1270±10 nm (US 1), 1300±10 nm (US 2 large), 1300±2 nm (US 2 "narrow") et 1286±2 nm (US 3) montant.
- Budget optique : 14-29 dB (classe N1), 17-32 dB (classe C+).
- Seuil du code correcteur d'erreur : $BER = 1.10^{-2}$
- Sensibilité du récepteur : -24 dBm descendant et -23,7 dBm montant.
- Puissance d'émission : de 4,75 à 11 dBm descendant et de 5 à 9 dBm montant.

Au delà de ces spécifications, des nouveautés sont également introduites avec le 50G-PON. Une première nouveauté concerne les bandes spectrales choisies pour les transmissions montantes et descendantes qui sont pour la première fois choisies toutes les deux dans la bande O, de façon à éviter des pénalités liées à la dispersion chromatique en restant proche de la longueur d'onde de zéro dispersion dans nos fibres déployées (autour de 1310 nm). Le récepteur ciblé en premier lieu pour le 50G-PON est une photodiode à avalanche du marché des *datacoms* en semi-conducteur III-V, d'une bande passante de 18,75 GHz. Ce type de récepteur est préconisé par le standard car il a été pris en compte dans les modèles amenant aux spécifications du standard avec un égaliseur en post-réception, mais l'implémentation finale du module de réception est laissée libre aux fabrications de modules optiques 50G-PON. Jusqu'alors, en XGS-PON, le traitement numérique du signal était limité au code correcteur d'erreur Reed Solomon mais celui-ci va se complexifier avec l'utilisation d'un code à contrôle de parité de faible densité (*Low Density Parity Check* (LDPC)) pour le 50G-PON. Aussi, afin de compenser la limitation en bande passante des composants préconisés, une grande nouveauté est l'introduction d'égalisation numérique pour le 50G-PON. L'implémentation de l'égalisation est laissée à la discrétion des fabricants, mais le standard mentionne l'utilisation d'égaliseur du type *Feed Forward Equalizer* (FFE) et *Decision Feedback Equalizer* (DFE) avec un nombre de

coefficients entre 6 et 13. En conséquence, un nouveau paramètre spécifiant la qualité des émetteurs 50G-PON, le *Transmission and Dispersion Eye Closure* (TDEC) est justifié par le besoin d'utiliser des techniques de traitement de signal et d'égalisation pour les transmissions du 50G-PON. Le TDEC est une mesure de la qualité de l'émetteur et de son impact sur la qualité de la transmission en présence d'un récepteur défini. Le TDEC est exprimé en dB, plus sa valeur est faible et plus la qualité de l'émetteur est bonne. Par exemple, avec un émetteur présentant un TDEC de 3 dB, pour obtenir le même taux d'erreur binaire, nous avons besoin d'un récepteur avec une sensibilité meilleure d'1 dB comparée à un lien avec un émetteur ayant un TDEC de 4 dB.

1.7 Les défis des futurs réseaux d'accès optiques

Les réseaux d'accès optiques évoluent constamment du fait de différents facteurs. On peut citer l'évolution des usages, mais aussi l'apparition de nouveaux services aux utilisateurs. Pour supporter l'augmentation des débits, mais aussi l'apparition de contraintes nouvelles (de latence, de débit, coexistence, ...), les organismes de standardisation spécifient d'ores et déjà les futures générations de normes pour les réseaux d'accès optiques. La société et les enjeux environnementaux poussent également en ce sens. En effet, l'humanité est confrontée au changements climatiques. Il est nécessaire de trouver des solutions pour réduire l'impact des réseaux d'accès sur l'environnement.

1.7.1 Les nouveaux usages

Les évolutions des réseaux d'accès et les usages de ces derniers sont intrinsèquement liés. L'évolution des réseaux appelle de nouveaux usages et les nouveaux usages poussent dans le même temps, les réseaux à évoluer. Les circonstances peuvent également être des catalyseurs de grands changements. La pandémie de COVID-19 de 2020 a confiné une grande partie de la population mondiale chez elle. Des façons de vivre et de travailler jusqu'alors peu répandues ou inexistantes ont vu le jour. Le développement du télétravail et des visioconférences a mis en perspective l'importance d'une connexion à internet de qualité. Le développement des technologies a également permis aux êtres humains de se connecter et d'échanger quel que soit leur emplacement sur la planète. Les appels en visiophonie et le développement des réseaux sociaux ont demandé une évolution forte des capacités de transmission notamment sur les réseaux d'accès. Il arrive également que

des services poussent la technologie à évoluer. C'est le cas de la future 6ème génération de réseaux mobiles (6G) qui demandera un débit très important (de 100 Gbit/s pour les premières phases jusqu'à 1 Tbit/s) ainsi qu'une très faible latence (0,1 ms) [25]. Ces évolutions ouvriront la voie à des cas d'usages nouveaux tels que la Réalité virtuelle (*Virtual Reality*) (VR), la Réalité mixée (*Mixed Reality*) (MR), ou la Réalité augmentée (*Augmented Reality*) (AR), les mobilités autonomes (voiture à conduite automatique), l'automatisation industrielle (*Fiber To The Machine*) ou encore la connexion à haut débit de site reculés. Ces nouveaux usages, qu'ils soient destinés à l'amélioration du quotidien ou pour répondre à des enjeux futurs, impliquent des transformations des réseaux d'accès optiques. Dans cette thèse, nous nous intéressons à l'aspect de montée en débit pour les futures générations de PON et de liens PtP.

1.7.2 La montée en débit

Pour accompagner ces nouveaux usages, un des aspects clés est l'augmentation des débits dans les réseaux d'accès. Cette augmentation des débits permettra l'émergence de nouveaux cas d'usages dont nous avons donné un panorama au paragraphe précédent. La montée en débit permettra également de répondre à des enjeux de réduction de la consommation d'énergie, notamment en permettant d'augmenter le taux de partage des PON, tout en maintenant la qualité de service.

Actuellement, les capacités des interfaces optiques pour les PON commercialement disponibles sont de 2,5 Gbit/s en descendant et de 1,25 Gbit/s en montant pour le G-PON, et de 10 Gbit/s/λ symétrique pour le XGS-PON et le *New Generation Passive Optical Network 2* (NG-PON2) (qui est semblable au XGS-PON mais à 4 longueurs d'onde).

Deux normes se présentent en tant que successeur du XGS-PON : le 25G-EPON de l'IEEE et le 50G-PON de l'ITU-T. Ces deux normes présenteront respectivement un débit symétrique de 25 Gbit/s et de 50 Gbit/s. La faisabilité technique de ces deux normes, en respectant les contraintes des réseaux d'accès, reste encore pavée de difficultés. Orange a choisi pour son réseau de suivre les normes de l'ITU-T, les travaux de cette thèse porteront par conséquent sur le 50G-PON.

1.7.3 Les enjeux écologiques

Ces transformations des réseaux d'accès (fixes ou mobiles) ne peuvent se faire sans considérations écologiques. Les défis de notre temps, notamment le changement clima-

tique, nous poussent à opérer une transformation de nos schémas de pensée et de nos façons de construire notre futur.

L'empreinte écologique des réseaux d'accès a déjà pu être considérablement réduite par le passage de technologies basées sur le cuivre (ADSL, VDSL, ...) aux transmissions sur fibre optique. Pour télécharger 1 Go sur le réseau d'Orange en France, l'énergie nécessaire est 40 fois plus élevée par le réseau mobile que par un accès fibre dans l'état actuel des réseaux. Ce rapport est de 4 entre un accès ADSL et un accès fibre en faveur de la fibre [27]. Afin de réduire encore l'impact écologique des réseaux d'accès optiques, l'augmentation du taux de partage d'un PON (par exemple de 1 : 64 à 1 : 128) est à l'étude. L'augmentation du taux de partage permet de réduire la consommation d'énergie par utilisateur mais aussi le nombre d'équipements à installer côté opérateur. La montée en débit menée conjointement avec l'augmentation du taux de partage permet de maintenir la qualité de l'expérience de l'utilisateur. On rappelle en effet, que bien que le débit sera partagé entre 128 utilisateurs (potentiellement), les pics de demande peuvent être absorbés par les algorithmes d'allocation dynamique de bande passante nativement intégrés aux PON.

Une autre voie vers la réduction de la consommation des réseaux d'accès est d'agir sur l'utilisation des Réseaux d'accès radio (*Radio Access Network*) (RAN). Dans le cadre des opérations d'un réseau mobile, 90% de la consommation d'énergie est dévolue à la partie radio. En effet, lorsque la connectivité à la maison est défaillante, il est usuel pour l'utilisateur de déconnecter ses appareils du WiFi et passer sur le réseau mobile. Or le réseau mobile est autrement plus consommateur d'énergie que le FTTH. Un des enjeux pour la fibre à la maison est d'augmenter la capacité des liens et d'apporter la connectivité fibre au plus près de l'utilisateur et de ses appareils.

Il est important de noter que malgré tout, la plus grande part de l'impact écologique des réseaux d'accès, revient aux appareils des utilisateurs. L'empreinte carbone du digital est ainsi divisée en trois parties [28].

— La première revient à l'impact des réseaux pour 5%.
— La seconde partie représente 16% et provient des *datacenters*.
— La troisième partie est aussi la plus importante (79%) provient des appareils des utilisateurs, de leur fabrication et de leur utilisation.

Ainsi, la plus grande part des émissions provenant du numérique vient directement des appareils de l'utilisateur. Cependant, au vu des enjeux inédits auxquels l'humanité est confrontée, tout effort sera le bienvenu et contribuera à la réduction de nos impacts pour un futur durable. Pour le réseau d'accès optique, l'objectif principal est de pérenniser

l'infrastructure passive en fibre optique. En effet l'intervention de pose dans le génie civil et les équipements associés (câbles, boîtiers,...) sont des sources directes de consommation d'équivalent CO_2. Il faut donc limiter les interventions et les nouvelles poses avec des générations d'équipement PON compatible avec l'existant. Un second objectif est de permettre aux interfaces PONs de consommer de l'énergie en fonction de l'usage. C'est dans ce cadre qu'il est, dès à présent, proposé des modes de veilles pour l'ONU et que cette recommandation est inscrite dans les spécifications des nouvelles générations de PON ou PtP.

Orange s'est fixé comme objectif une réduction de ses émissions de CO_2 de 45% en 2030 et un net zéro carbone en 2040 (comparé aux émissions de l'année 2020). Dans ce manuscrit nous nous attachons à prendre en compte tant que possible ces contraintes dans nos études, notamment en proposant des solutions à haut débit peu complexes.

1.7.4 La portée

La portée des réseaux d'accès optiques est habituellement de 20 km comme décrit dans la section 1.3. La portée est liée à l'infrastructure déployée. La majorité des transmissions optiques pour les réseaux d'accès se fait dans une gamme de longueur d'onde de faible dispersion chromatique, la bande O. Ainsi, la majeure partie de la dégradation du signal lors de la propagation dans la fibre optique vient des pertes optiques . Ces pertes viennent en majeure partie du partage du signal au niveau des coupleurs (typiquement 20 dB pour un coupleur 1 vers 64) dans le PON, et de l'atténuation de la fibre dans le cadre du PtP, à hauteur d'environ 0,3 dB/km de propagation dans la fibre standard en bande 0. Ces pertes optiques accumulées définissent le budget optique, que nous allons expliciter dans la section suivante.

1.7.5 Le budget optique

Le budget optique d'un lien de transmission est un paramètre important. Il borne les limites de fonctionnement du système.

A titre d'exemple, si en pratique un système émet à 5 dBm et que le taux d'erreur sur les éléments binaires doit rester au-dessous du seuil du *Forward Error Correction code* (FEC) ($BER = 10^{-2}$ dans le cas du 50G-PON) pour une plage de fonctionnement allant de -9 dBm à -24 dBm, alors la borne basse du budget optique est de 5-(-9)=14 dB, et de 5-(-24)=29 dB pour la borne haute. Une fois ce budget optique établi pour un

BER donné, l'opérateur est libre de l'utiliser comme il le souhaite : cela peut consister à introduire des coupleurs optiques pour partager l'infrastructure, mais qui vont introduire des pertes (environ 15 dB pour un coupleur 1 : 32, sans prendre en compte d'éventuelles pertes d'insertion). Le budget peut également être dépensé en termes de portée, dans la mesure où les effets optiques (dispersion chromatique notamment) vont impacter la limite du système. Enfin, les opérateurs prennent généralement des marges sur les systèmes en opération pour assurer la qualité de service malgré les éventuels problèmes rencontrés sur le terrain.

Les normes spécifient ce qu'on appelle des classes de budget optique pour les systèmes commerciaux, produits et déployés à grande échelle. Afin de garantir le fonctionnement du lien, peu importe si l'OLT et les ONU sont proches ou éloignés. Conjointement à ces classes de budget, les gammes de puissance d'émission des émetteurs et les limites de sensibilité des récepteurs sont également spécifiées. La figure 1.9 présente les différentes classes de budget optique standardisées par la norme G.9804 [26] dans les cas où l'on utilise ou non un MPM (*Multi-PON Module*).

	Classe N1 MPM	**Classe C+ MPM**	**Classe N1 Non MPM**	**Classe N2 Non MPM**	**Classe E1 Non MPM**	**Classe E2 Non MPM**
Pertes minimums	14 dB	17 dB	14 dB	16 dB	18 dB	20 dB
Pertes maximums	29 dB	32 dB	29 dB	31 dB	33 dB	35 dB

FIGURE 1.9 – Classes de budgets et portées de la norme ITU-T G.9804 relative au 50G-PON [26].

Lors du déploiement du G-PON, Orange visait la classe de budget B+ de 13 à 28 dB. L'ajout d'un élément de coexistence, basé sur des filtres en longueur d'onde larges, permettant la superposition en longueur d'onde du G-PON avec son successeur le XGS-PON a apporté 1 dB de pertes supplémentaires sur les transmissions PON. Ce dB supplémentaire porte la classe de budget optique à la classe N1, de 14 à 29 dB. C'est à dire qu'en théorie, l'ensemble de l'infrastructure fibre d'Orange pour le FTTH présente des pertes maximum de 29 dB et des pertes minimales de 14 dB. Cette donnée est importante car elle décrit les pertes optiques de l'infrastructure FTTH. Cette plage de budget optique N1 est celle

que nous viserons dans nos expérimentations concernant le futur 50G-PON. On remarque l'existence d'autres classes de budget optique (C+, N2, E1 et E2). Ces classes répondent à des besoins plus importants en termes de pertes optiques supportées. Elles peuvent aussi être utilisées pour augmenter le taux de partage. En effet, le taux de partage maximal des PON déployés actuellement par Orange est de 1 vers 64. Cependant, dans le but de réduire la consommation d'énergie globale des réseaux d'accès, il est envisagé d'augmenter le taux de partage, notamment jusqu'à 1 vers 128. Pour cela, un coupleur 1 vers 2 sera utilisé et ajoutera ainsi 3 dB de pertes supplémentaires. De plus, ces classes de budget peuvent être utilisées dans le but d'augmenter la portée habituelle des PON par exemple jusqu'à 40 km. Ainsi, il serait possible de minimiser le nombre d'OLT comparativement à une architecture 1 vers 64, et la consommation associée [29].

Concernant les liens PtP, ces valeurs pour la norme PtP G.9806, sont indiquées sur le tableau de la figure 1.10. On remarque que les valeurs sont plus faibles que dans le contexte des PON. L'absence d'élément de partage (coupleur) réduit les pertes optiques pour une même distance, dans la mesure où une fibre dédiée étant utilisée pour chaque lien. Dans le cas du PtP, on vise la classe A de budget optique pour lien PtP. Cette classe s'étend de 5 à 20 dB.

	Classe S	**Classe A**	**Classe B-**	**Classe B**
Pertes minimums	0 dB	5 dB	10	10
Pertes maximums	15 dB	20 dB	23	25

FIGURE 1.10 – Classes de budgets et portée des interfaces point-à-point dans la norme ITU-T G.9806 [22] relative aux interfaces à 10, 25 et 50 Gbit/s symétriques.

Finalement, il existe de très nombreuses classes de budget optique. Elles sont choisies et utilisées par les opérateurs de réseaux en fonction de leurs besoins, de leurs contraintes et de leur infrastructure déployée. Pour les besoins d'Orange, nous nous attacherons à viser la classe de budget N1 pour les PON, de 14 à 29 dB de pertes et la classe A pour les interfaces PtP, de 10 à 20 dB.

1.7.6 La puissance d'émission et la sensibilité du récepteur

Des défis concernent également la puissance de l'émetteur ainsi que la sensibilité du récepteur. C'est à dire, respectivement, la puissance optique émise dans le lien et la puissance minimale que doit recevoir le récepteur pour que le lien fonctionne. Le budget optique dont nous avons discuté précédemment est lié à ces deux grandeurs. En effet, la différence entre la puissance émise et la puissance minimale reçue (en dBm) détermine la valeur du budget optique. Ainsi, par exemple si la puissance d'émission diminue, la puissance requise par le récepteur doit également diminuer si l'on souhaite conserver le même budget optique.

Norme / Classe de budget	**Sensibilité montante**	**Sensibilité descendante**
G-PON (G.984) 2,5 G/1,25 G B+ (13-28 dB)	-27 dBm	-28 dBm
XGS-PON (G.9807) 10 G/10 G N1 (14-29 dB)	-26 dBm @ BER=1.10^{-3}	-28 dBm @ BER=1.10^{-3}
50G-PON (G.9804) 50 G/50 G N1 (14-29 dB)	-23,7 dBm @ BER=1.10^{-2}	-24 dBm @ BER=1.10^{-2}

FIGURE 1.11 – Sensibilité montante et descendante du G-PON [20], du XGS-PON [30] et du 50G-PON [26].

Dans le cadre du 50G-PON, la sensibilité indiquée dans la norme pour le signal descendant passera à -24 dBm à $BER = 1.10^{-2}$ contre -28 dBm en G-PON et -28 dBm à $BER = 1.10^{-3}$ en XGS-PON. Concernant le lien montant les valeurs sont de -23,7 dBm à $BER = 1.10^{-2}$ en 50G-PON, -26 dBm à $BER = 1.10^{-3}$ en XGS-PON et -27 dBm à en G-PON. Ces valeurs sont résumées dans le tableau de la figure 1.11.

On remarque deux points importants :

— La valeur seuil du BER qui correspond au seuil du code correcteur d'erreur augmente avec le débit, ce qui traduit une amélioration des codes correcteurs d'erreurs utilisés.

— La sensibilité du récepteur au seuil de BER spécifié augmente de même avec le débit. L'augmentation du débit implique une augmentation de la bande passante du récepteur et donc une augmentation de la puissance reçue nécessaire au fonctionnement du lien.

Pour maintenir le budget optique du lien malgré la dégradation de la sensibilité du récepteur, il est alors possible de jouer sur la puissance d'émission. Ces valeurs de puissance d'émission sont résumées sur le tableau de la figure 1.12.

Norme / Classe de budget	**Plage de puissance d'émission montante**	**Plage de puissance d'émission descendante**
G-PON (G.984) 2,5 G/1,25 G B+ (13-28 dB)	0,5-5 dBm	1,5-5 dBm
XGS-PON (G.9807) 10 G/10 G N1 (14-29 dB)	4-9 dBm	2-5 dBm
50G-PON (G.9804) 50 G/50 G N1 (14-29 dB)	5-9 dBm	4,75-11 dBm

FIGURE 1.12 – Gammes de puissances d'émission montantes et descendantes du G-PON [20], du XGS-PON [30] et du 50G-PON [26].

On note sur ce tableau l'augmentation globale de la puissance d'émission lorsque le débit augmente. Cette augmentation de la puissance d'émission est nécessaire au maintien du budget optique étant donné la dégradation de la sensibilité du récepteur lorsque le débit augmente. Cependant, autant que la sensibilité du récepteur, l'augmentation de la puissance de l'émetteur est un défi. De nombreux travaux de recherche visent à produire des lasers pouvant émettre à de fortes puissances [31]. Une autre approche consiste à utiliser des amplificateurs optiques soit après l'émetteur, on parle alors d'amplificateur *booster*, ou alors juste avant le récepteur, on parle alors de pré-amplification du récepteur. Dans les travaux présentés dans ce manuscrit, n'ayant pas accès à des composants atteignant les puissances d'émission requises, nous privilégions l'utilisation d'amplificateurs optiques.

Norme / Budget optique	Plage de puissance d'émission	Norme / Budget optique	Sensibilité du récepteur
HS-PtP (G.9806) 25 G & 50 G (PAM-4) / Classe A (5-20 dB)	-3,3 - 0 dBm (25 Gbit/s) -0,4 - 3,6 dBm (50 Gbit/s)	HS-PtP (G.9806) 25 G & 50 G (PAM-4) / Classe A (5-20 dB)	-20 dBm (25 Gbit/s) -15,9 dBm (50 Gbit/s)
100G-ER1-30 100 G (PAM-4) IL : 9 – 15 dB OB : 19,4 dB	0 – 5,6 dBm	100G-ER1-30 100 G (PAM-4) IL : 9 – 15 dB OB : 19,4 dB	-14,7 dBm – -3,4 dBm

FIGURE 1.13 – Valeurs de puissances d'émission et de sensibilité du récepteur du HS-PtP [22] et du MSA 100G-ER1-30 [32].

Concernant les liens PtP, les valeurs de puissance émise ainsi que les valeurs de sensibilité du récepteur pour la norme ITU-T G.9806 [22] ainsi que la norme MSA 100G-ER1-30 [32] sont résumées dans le tableau de la figure 1.13.

1.7.7 Le plan de longueurs d'onde

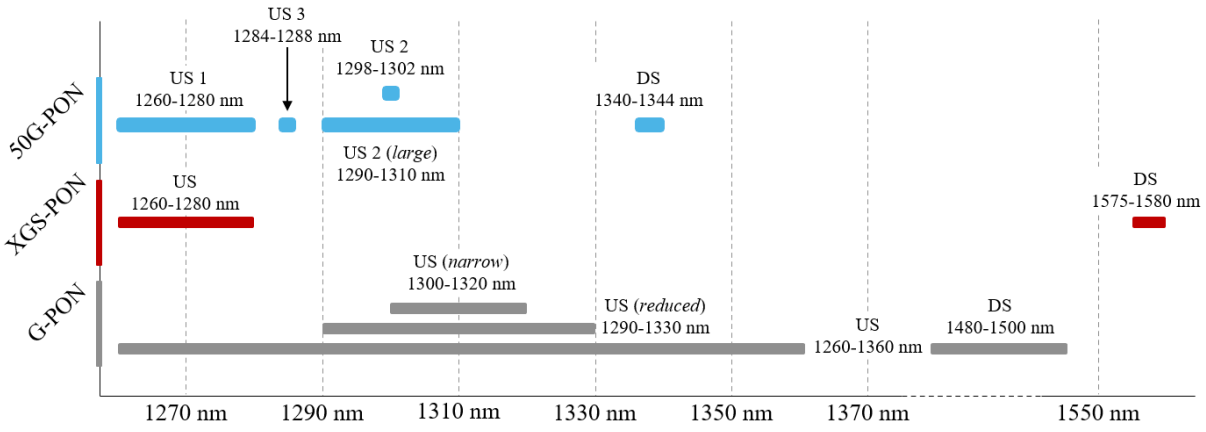


FIGURE 1.14 – Plan de longueur d'onde du G-PON [20], du XGS-PON [30] et du 50G-PON [26].

Afin de garantir la coexistence des différentes technologies PON, il est important de jeter un oeil au plan de longueur d'onde des PONs. En effet, la plupart des transmissions PON se font dans la bande O. La figure 1.14 présente le plan de longueur d'onde des

technologies PON de l'ITU-T à partir du G-PON. Seuls les signaux descendant du G-PON et du XGS-PON se trouvent dans la bande C (autour de 1550 nm). La totalité des signaux montants ainsi que le signal descendant du 50G-PON se trouvent quant à eux dans la bande O. A partir de ce constat, nous saisissons facilement la difficulté de faire coexister ces trois technologies sur le même PON. La triple coexistence des technologies G-PON, XGS-PON et 50G-PON est un enjeu important pour Orange [33]. Cependant, à partir du plan de longueur d'onde, la seule combinaison pour faire cohabiter les trois technologies est d'utiliser l'option US 3 du 50G-PON ou l'option *reduced* ou *narrow* du G-PON. L'utilisation de l'option US 3 permet la triple coexistence mais pose des problèmes de complexité. En effet, de par le non contrôle de la température des ONUs, la longueur d'onde de ces derniers est alors dépendante de la température autour de l'ONU. Entre deux ONUs, les longueurs d'ondes montantes peuvent être espacées de plusieurs nanomètres. Utiliser l'option US 3 de 1284 à 1288 nm implique alors un contrôle de température du laser de l'ONU et un filtrage étroit à l'OLT, ce qui peut engendrer des surcoûts non négligeables quant au choix technologique à faire par les opérateurs.

1.8 Conclusion et problématiques

Dans ce premier chapitre, nous avons dépeint un historique succinct des télécommunications, et spécifiquement des télécommunications optiques. Les réseaux d'accès et leurs topologies point à point et point à multipoint ainsi que leurs usages ont étés présentés. Les réseaux d'accès optiques d'Orange et leurs contraintes ont fait l'objet d'une description approfondie, ce qui nous a permis d'obtenir des objectifs en termes de portée et de budget optique. Nous avons également vu que les réseaux d'accès optiques profitent d'un environnement normatif riche et dynamique, produisant ainsi un nombre important de normes permettant à tous les opérateurs et les acteurs des réseaux de bénéficier de systèmes répondant à leurs attentes. Finalement, les défis, qu'ils soient techniques ou sociétaux ont été discutés.

De ces différents points, il est possible à présent d'extraire les problématiques de cette thèse :

— Conserver des technologies simples et aux coûts maîtrisés, imposées par le nombre très important de terminaisons optiques et le déploiement massif des réseaux d'accès optiques.

— Viser des performances en accord avec les standards et l'infrastructure fibre exis-

tante et mutualiser la fibre entre le sens montant et le descendant sur les liens PtP. Ceci dans le but de garantir la pérennité de cette dernière, tout en permettant la transformation des réseaux d'accès apportée par les nouveaux usages.

— Permettre l'interopérabilité entre les nouvelles et les anciennes technologies pour permettre la coexistence sur la même infrastructure.

La suite de ce manuscrit propose des solutions techniques à différents points répondant à ces trois problématiques.

Chapitre 2

Principes et théorie des transmissions optiques sur fibre en modulation d'intensité et détection directe

2.1 Introduction

Avant de décrire les différentes solutions et aspects techniques explorés pendant ma thèse, j'exposerai les différents éléments constituant un lien de transmission optique sur fibre en Modulation d'intensité et détection directe (*Intensity modulation and direct detection*) (IM/DD). L'IM/DD possède différents avantages, notamment celui d'être relativement simple, dans son principe, et réalisable à bas coût. L'IM/DD est la technique utilisée sur les anciennes générations de normes pour les réseaux d'accès optiques. Elle reste également de par sa simplicité de mise en oeuvre, la technique de prédilection pour les futures générations dont traite ce manuscrit. Ce chapitre expose dans un premier temps les principes généraux de la modulation d'intensité et de la modulation directe. Seront décrites également les briques de base composant un lien optique IM/DD, telles que les émetteurs et les récepteurs, ou encore les amplificateurs et les égaliseurs qui permettent l'amélioration des performances du canal de transmission. La seconde partie de ce chapitre décrira les modèles analytiques et numériques utilisés pour décrire et comprendre les phénomènes à l'oeuvre dans ce type de lien optique.

2.2 Principe de la modulation d'intensité et de la modulation directe

Dans cette partie, nous décrivons les formats de modulation utilisés puis les différents éléments constitutifs d'une chaîne de transmission en modulation d'intensité et détection directe. Les principaux types d'émetteurs et de récepteurs sont décrits. Les autres éléments pouvant être rencontrés tels que les amplificateurs optiques, les égaliseurs ou encore les codes correcteurs d'erreurs sont exposés. Les spécificités des réseaux d'accès optiques sont également décrites.

2.2.1 Les formats de modulation

De nombreux formats de modulation existent : il est courant en télécommunications optiques de moduler l'amplitude, la phase de l'onde optique ou même les deux. On parle alors de transmission cohérente. Des études en recherche ont également proposé des techniques de modulation en fréquence mais cela reste trop complexe à implémenter dans les réseaux d'accès optiques.

En IM/DD, le format de modulation le plus simple est le Modulation d'amplitude à 2 niveaux (*Non-return to zero - On Off Keying*) (NRZ-OOK). Les données à transmettre étant binaires (un ou zéro), celles-ci sont directement observables sur la porteuse optique. La puissance optique à la sortie de l'émetteur est maximale pour transmettre un symbole 1, et minimale pour un symbole 0. Entre deux symboles 1 consécutifs, la puissance du signal est maintenue. Ce format de modulation est celui utilisé à l'heure actuelle dans les réseaux d'accès déployés. Une variante du NRZ-OOK est le *Return to Zero* (RZ) qui permet notamment de récupérer plus facilement l'horloge grâce à son spectre de raies qui comporte une raie à la fréquence de modulation. La principale différence en termes de modulation d'amplitude, est que la puissance du signal revient à zéro entre deux symboles 1 consécutifs. Dans ces deux cas, il s'agit de formats de modulation d'amplitude à deux niveaux. Il existe également des formats de modulation possédant un nombre plus important de niveaux d'amplitude. On peut citer notamment le PAM-4 et la Modulation d'amplitude à 8 niveaux (*8 levels Pulse Amplitude Modulation*) (PAM-8), avec respectivement 4 et 8 niveaux. L'idée principale derrière l'utilisation de ce type de format de modulation multi-niveaux, est l'augmentation du débit du lien à une largeur de bande occupée constante. En effet, à un débit symbole donné, le NRZ-OOK transmet un bit

par symbole, quand le PAM-4 en transmet deux et le PAM-8 en transmet trois. Les travaux de cette thèse se sont concentrés sur deux formats de modulation : le NRZ-OOK et le PAM-4. Ces formats permettent respectivement le transport d'un et de deux bits par temps symbole. Cela implique un débit doublé dans le cas du PAM-4 comparé au NRZ-OOK pour la même vitesse de modulation.

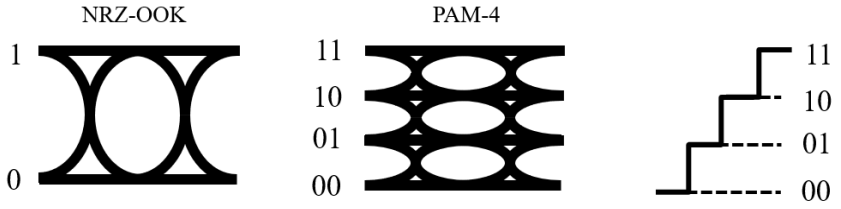


FIGURE 2.1 – Diagramme de l'oeil schématique d'une modulation NRZ-OOK et PAM-4.

La figure 2.1 compare le diagramme de l'oeil du format de modulation NRZ-OOK et du PAM-4. Le NRZ-OOK est le format de modulation utilisé dans les réseaux d'accès optiques actuellement déployés. Le PAM-4 quant à lui est plutôt présent dans un contexte de communication à courte distance mais a déjà été proposé pour un usage dans les réseaux d'accès optiques [34], [35]. Cependant, son utilisation dans le contexte du PON est rendue très difficile à cause du fort impact qu'ont les interférences multi-trajet sur les transmissions en PAM-4 au-delà de 25 GBaud [34, 36].

2.2.2 La fibre optique

Le principe de la fibre optique repose sur le guidage de la lumière dans un coeur d'indice de réfraction n_1 entouré d'une gaine d'indice n_2 avec $n_1 > n_2$. Le terme "fibre optique" recouvre différentes catégories de guides optiques. Dans les cas particuliers des réseaux courte distance (quelques centaines de mètre) comme les réseaux intra-datacenter, domestiques ou antennaires, des fibres multimodes sont utilisées. Sinon pour le reste des réseaux de télécommunications optiques, le type de fibre optique utilisée de façon courante est la Fibre monomode standard (*Standard Single Mode Fiber*) (SSMF). L'adjectif "monomode" correspond au fait qu'un seul mode spatial se propage à travers ce type de fibre. Le type précis de fibre utilisée dans les réseaux d'accès repose sur une norme de l'ITU-T, la norme G.652 D [37]. Cette fibre est une fibre monomode. Les différentes bandes utilisées par les télécommunications ainsi que l'atténuation dans la fibre apparaissent sur la figure 2.2. Du point de vue de l'atténuation, la bande la plus intéressante est la bande C. Il s'agit d'ailleurs de la bande de transmission privilégiée pour les transmissions à longue distance.

Les réseaux d'accès quant à eux présentent habituellement une portée assez courte, de l'ordre de quelques dizaines de kilomètres maximum. À part quelques rares exceptions, les réseaux d'accès optiques utilisent la bande O, de 1260 nm à 1360 nm. Cette bande de longueur d'onde a également été utilisée historiquement dans les réseaux, notamment en raison de la dispersion nulle à 1310 nm. À partir de la figure 2.2, on remarque qu'une transmission dans la bande O subit une atténuation plus importante que dans la bande C pour la même distance de transmission, de l'ordre de 0,3 dB/km contre 0,2 dB/km.

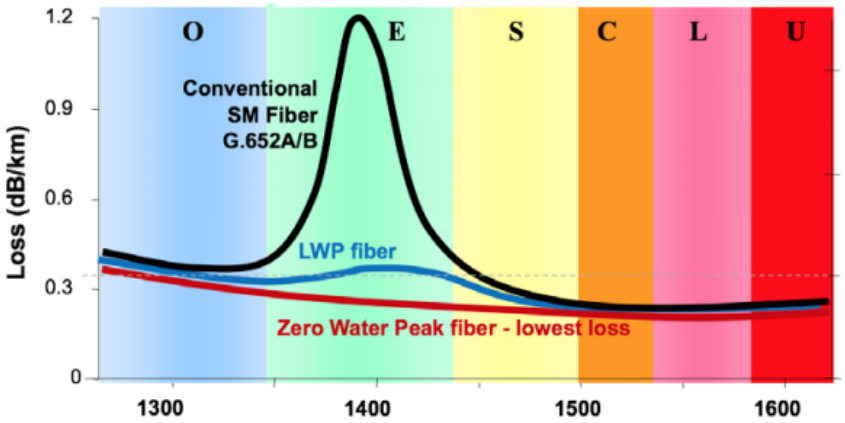


FIGURE 2.2 – Pertes optiques par kilomètre en fonction de la longueur d'onde pour les fibres monomodes G.652A/B, à faible pic OH (LWP) et à zéro pic OH G.652D [37]. Source du graphique : [38].

La principale raison du choix de la bande O plutôt qu'une autre dans les réseaux d'accès vient de la dispersion chromatique. La dispersion chromatique résulte d'une différence d'indice de réfraction perçue par les différentes composantes spectrales du signal. Cette différence d'indice induit une différence de vitesse de propagation et donc une distorsion temporelle du signal. La figure 2.3 présente la dispersion du matériau, la dispersion du guide et la dispersion totale d'une fibre monomode standard à saut d'indice, en fonction de la longueur d'onde du signal [39]. La longueur d'onde de dispersion nulle se trouve autour de 1310 nm. Une transmission près de la longueur d'onde de zéro dispersion donne un signal reçu sans autre dégradation que l'atténuation de la fibre (en régime linéaire de propagation). Afin de préserver la qualité du signal, les réseaux d'accès privilégient la bande O. De plus, cela a permis de s'affranchir de l'utilisation de techniques de compensation de la dispersion chromatique telles que les fibres à compensation de dispersion ou le traitement numérique du signal. Afin de transmettre des données à travers la fibre optique, il est nécessaire d'utiliser des composants capables de faire l'interface entre l'électronique et

l'optique. Ces composants d'émission et de réception sont décrits dans la section suivante.

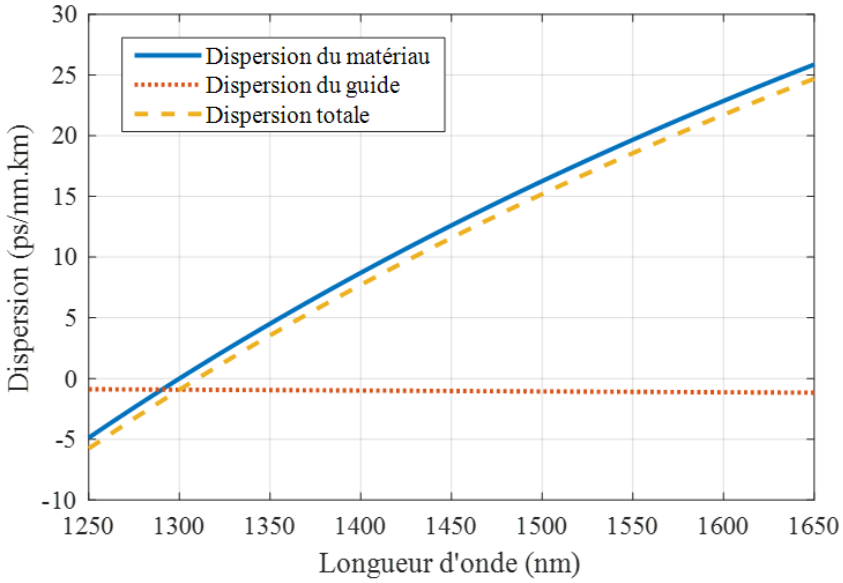


FIGURE 2.3 – Dispersion du matériau, du guide et totale en fonction de la longueur d'onde de 1250 nm à 1650 nm.

2.2.3 Les émetteurs

L'émission des données dans le canal de transmission, c'est à dire la conversion des données du domaine électrique vers le domaine optique, peut être réalisée au moyen de divers émetteurs. Ces émetteurs peuvent être regroupés en deux catégories détaillées dans la suite, les Laser à modulation directe (*Directly Modulated Laser*) (DML) et les Laser à modulation externe (*Externally Modulated Laser*) (EML).

2.2.3.1 Le laser à modulation directe

Le laser à modulation directe est généralement, dans le cas des télécommunications, un laser à semi-conducteur dont on module directement le courant d'alimentation. Ce type d'émetteur est utilisé dans les réseaux d'accès optiques adossés aux normes G-PON et XGS-PON qui sont actuellement déployés sur le réseau d'Orange. Le DML a pour avantages principaux d'être de petite taille, d'être d'intégration facile et de présenter un faible coût. Cet émetteur est fabriqué à partir de matériaux semi-conducteurs III-V selon diverses structures, et en très grande série. Les DMLs présentant habituellement une

bande passante plus faible si on les compare aux lasers à modulation externe. Par exemple, l'entreprise Almae Technologies avec qui nous avons collaboré dans le cadre de cette thèse, fabriquent des EMLs dont la bande passante maximale est de l'ordre de 35 GHz contre 25 GHz maximum pour les DMLs de cette même entreprise. De part les objectifs de cette thèse, notamment de non-utilisation de traitement numérique du signal pour des liens optiques jusqu'à 50 Gbit/s et au-delà, les DMLs avec leurs bandes passantes limitées ne sont pas privilégiés dans les travaux de ce manuscrit.

2.2.3.2 Le laser à modulation externe

Un autre type d'émetteur communément utilisé est le laser à modulation externe (EML). Cet émetteur peut être assemblé à partir de composants discrets ou être co-intégré. Dans tous les cas, plusieurs types de modulateurs peuvent être utilisés. Les EMLs se composent d'un laser émettant en continu et d'un autre composant permettant de moduler la puissance optique du laser. Ce modulateur peut être de plusieurs natures. Il peut être basé sur un phénomène d'électro-absorption comme le Modulateur à électro-absorption (*Electro-Absorption Modulator*) (EAM), ou sur des interférences comme le Modulateur de Mach-Zehnder (*Mach-Zehnder Modulator*) (MZM). Les MZM peuvent exploiter des phénomènes électro-optiques tels que l'effet Pockels pour les MZM fabriqués en niobate de lithium ou des effets d'onde de surface comme le modulateur plasmonique [40]. Les émetteurs utilisant la modulation externe présentent de nombreux avantages. On peut citer notamment de grandes bandes passantes et une émission sans ou avec peu de modulation de fréquence parasite (*chirp*). Cette partie présentera les modulateurs utilisés dans cette thèse. Il est à noter que le DML est tout de même plus intéressant du point de vue de la consommation d'énergie, de la complexité et de la puissance de sortie. La puissance de sortie réduite de l'EML notamment due aux pertes d'insertion du modulateur peuvent être compensées par l'optimisation de l'EML pour l'émission de puissance élevée ou par l'ajout d'un amplificateur optique.

2.2.3.2.1 Le modulateur Mach-Zehnder Plusieurs plateformes photoniques permettent la fabrication d'un MZM. Dans ce paragraphe, nous allons nous concentrer sur le modulateur de Mach-Zehnder fabriqué en niobate de lithium ($LiNbO_3$)) du fait de ses propriétés électro-optique. On utilise un cristal de $LiNbO_3$ pour fabriquer le modulateur. Sous certaines conditions de fabrication, le MZM présente une modulation d'amplitude pure [41].

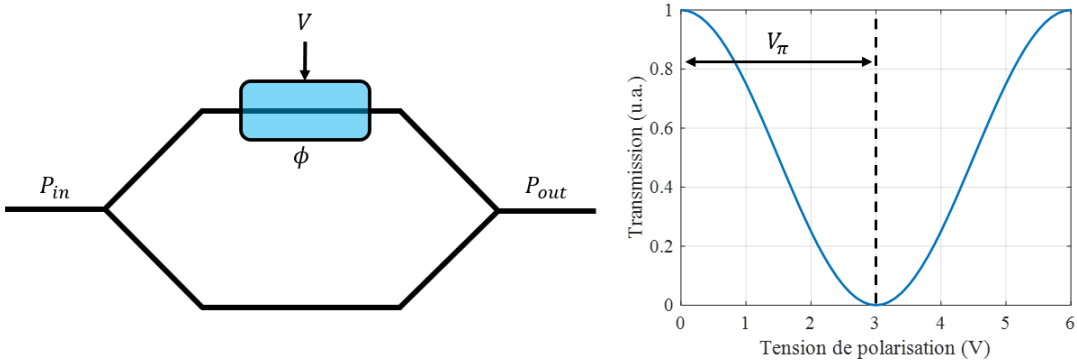


FIGURE 2.4 – Principe de fonctionnement du modulateur de Mach-Zehnder.

Le principe de base du MZM est présenté sur la figure 2.4. Le signal optique en entrée, de puissance notée P_{in}, est divisé en deux bras. Une partie du signal subit un déphasage ϕ en traversant le cristal, dans le bras sur lequel une tension est appliquée, par rapport à la seconde partie du signal qui traverse l'autre bras. Ce déphasage dépend de la tension appliquée qui modifie l'indice de réfraction du cristal. Les deux parties du signal sont ensuite recombinées. La puissance en sortie P_{out} est dépendante des interférences entre les deux parties du signal lors de la recombinaison. La transmission de l'interféromètre est représentée à droite de la figure 2.4. Un paramètre important d'un MZM est le V_π. Il représente la tension qui doit être appliquée à un MZM pour passer d'une interférence constructive et donc une transmission maximale, à une interférence destructive donnant une transmission minimale. La transmission d'un MZM est représenté sur la figure 2.4 pour un modulateur avec un V_π arbitraire de 3 V. Du fait de la structure interférométrique du MZM, son taux d'extinction est très élevé (typiquement supérieur à 20 dB) et serait même infini si les deux bras de l'interféromètre étaient parfaitement équilibrés. En adaptant la tension de polarisation du modulateur, il est possible de modifier le niveau moyen de transmission de l'interféromètre. Ainsi, il est possible d'appliquer le signal de modulation électrique et d'imprimer les données sur le signal optique.

La modulation d'un signal optique à l'aide d'un MZM est schématisée sur la figure 2.5 où l'on voit apparaître le signal de commande présentant une amplitude V_{pp} et une valeur moyenne V. Le taux d'extinction du signal optique dépendra à la fois du V_{pp} et de V. Le MZM possède de nombreux avantages : un taux d'extinction élevé, une grande bande passante électro-optique et l'absence de modulation de fréquence parasite (*chirp*) sous certaines conditions de fabrication. Cependant, ce type de modulateur n'est pas utilisé sur un réseau d'accès opérationnel, notamment à cause de ses grandes dimensions mais

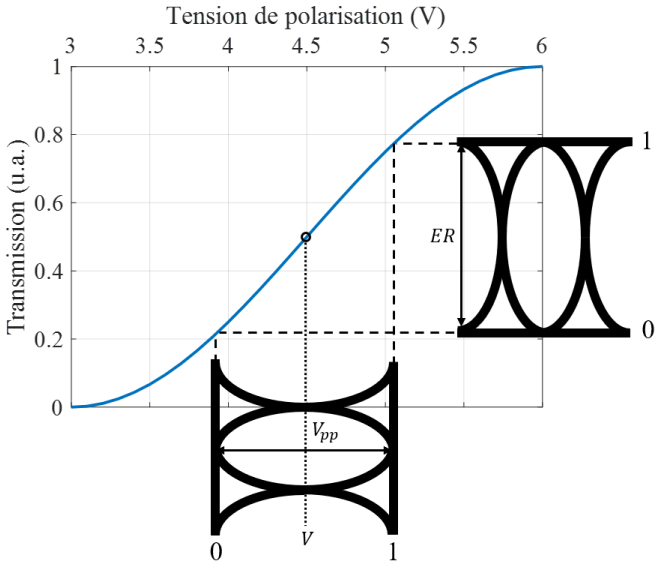


FIGURE 2.5 – Modulation d'amplitude avec un MZM.

aussi à cause des fortes tensions nécessaires à la modulation. Récemment, des travaux de recherches sont menés pour miniaturiser les MZM avec des composants à base de couches minces de niobate de lithium. Ceci afin de faciliter leur intégration. Cependant, les performances de tels composants restent à démontrer pour nos applications dans la bande O [42]. Le MZM a tout de même été utilisé lors des travaux de cette thèse, car il s'agit d'un très bon modulateur de référence permettant de caractériser les récepteurs en négligeant les limitations de l'émetteur.

2.2.3.2.2 Le modulateur à électro-absorption Le modulateur à électro-absorption est basé sur une structure semi-conductrice en matériaux III-V. Son fonctionnement repose sur la variation d'absorption du semi-conducteur en présence d'un champ électrique. Cet effet est appelé l'effet Franz-Keldysh dans un matériau *bulk*. Dans une structure à puits quantiques, comme celle des EMLs utilisés dans les travaux présentés dans ce manuscrit, il s'agit d'effet Stark confiné [35]. De façon basique, la construction d'un modulateur à électro-absorption repose sur un guide enterré entre une couche dopée p et une couche dopée n formant une jonction p-n. En fonction de la longueur d'onde du signal à moduler, on choisit un matériau qui présente une absorption dont la limite en longueur d'onde est légèrement plus faible que celle du signal à moduler. Le guide est ainsi transparent lorsqu'aucune tension n'est appliquée à la jonction. Lorsque l'on applique une tension à la jonction p-n, le spectre d'absorption va alors se déplacer vers la longueur

d'onde du signal et absorber la lumière de ce dernier. Il est alors possible en modulant la tension appliquée au modulateur à électro-absorption de moduler le signal optique traversant le modulateur et ainsi lui imprimer les données à transmettre.

Ces dispositifs possèdent de nombreux avantages, ils sont notamment très compacts et sont fabriqués dans des matériaux similaires à ceux des lasers à semi-conducteurs. Ceci facilite grandement la co-intégration de ces deux éléments.

2.2.3.2.3 Le laser DFB et le modulateur à électro-absorption intégré monolithiquement Un des avantages du modulateur à électro-absorption est sa relative facilité d'intégration avec un laser sur la même puce. En effet, un modulateur à électro-absorption peut être fabriqué dans les mêmes matériaux et selon des structures proches de celle d'un laser. Ainsi, la co-fabrication et la co-intégration d'un laser et d'un modulateur à électro-absorption est possible. Dans le cadre du partenariat entre Orange et Almae Technologies, des EMLs émettant autour de 1310 nm ont été utilisés dans les travaux présentés dans ce manuscrit [43].

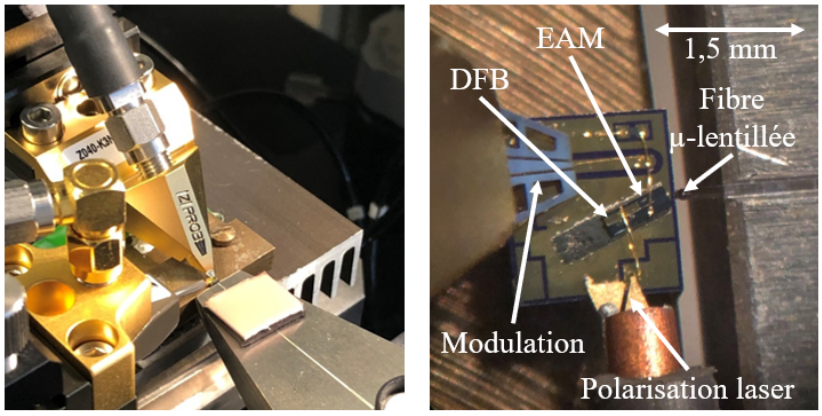


FIGURE 2.6 – Photographie d'un EML constitué d'un laser et d'un modulateur à électro-absorption co-intégré sur la même puce.

Une photographie d'un de nos bancs de test sous pointes ainsi qu'une vue au microscope d'un EML en test, sont présentées sur la figure 2.6. Sur la photographie à gauche, nous pouvons voir les différentes pointes utilisées pour polariser les sections laser et de modulation ainsi que pour apporter les données. Nous voyons également la fibre microlentillée placée en face de l'EML. À droite, sur la vue au microscope, nous observons clairement les pointes de modulation et de polarisation du laser. La polarisation de l'EAM est assurée par la pointe de modulation. Les sections laser (*Distributed FeedBack laser* (DFB))

et de modulation (EAM). La fibre micro-lentillé est placée en face de la puce pour collecter le signal lumineux en sortie. Ces EMLs sont fabriqués en phosphure d'indium (InP). L'émission se fait autour de 1310 nm. La bande passante électro-optique dépend fortement de la longueur du modulateur. Les EMLs à notre disposition possédaient deux tailles de modulateur. Ceux dont la longueur est de 175 µm présentaient une bande passante de 25 GHz et ceux de 125 µm, 35 GHz. Ces émetteurs combinent les avantages d'une bande passante importante et d'une modulation à faible *chirp*. La puissance d'émission est habituellement moindre dans le cas d'un EML comparé aux DMLs, principalement à cause des pertes d'insertion de modulateur.

2.2.4 Les récepteurs

À l'autre extrémité du canal de transmission, nous avons besoin d'un élément réalisant la conversion opto-électrique. On retrouve deux types de récepteurs communément utilisés en télécommunications optiques, les photodiodes *Positive Intrinsic Negative* (PIN) et les photodiodes à avalanche. Ces photodiodes assurent la conversion du signal optique transmis à travers la fibre en signal électrique qui sera ensuite traité par les autres éléments de la chaîne. Du type de la photodiode, des matériaux utilisés, de la structure ainsi que de processus de fabrication dépendent de nombreux paramètres très importants. On peut notamment citer la bande passante et la responsivité qui correspond au facteur de conversion en A/W. La responsivité caractérise la conversion d'un signal optique incident d'une certaine puissance en une intensité électrique par la photodiode. La PIN est plus simple de fabrication et donc moins chère. La bande passante réalisable sur une PIN est également plus importante que sur une Photodiode à avalanche (*Avalanche Photodiode*) (APD). Cependant, la réponse de la PIN est plus faible que celle d'une APD qui grâce à la multiplication des porteurs induite par le processus d'avalanche, présente une responsivité élevée, au pris d'une complexité plus importante. Dans cette partie nous décrirons les grands principes de fonctionnement de la photodiode PIN et de la photodiode à avalanche.

2.2.4.1 La photodiode PIN

La photodiode PIN consiste en une jonction p-n dans laquelle est ajoutée une région intrinsèque comme indiqué sur la figure 2.7. Les photodiodes basées sur de simples jonctions p-n possèdent une bande passante limitée principalement par la diffusion du photo-courant provenant de l'absorption de lumière en dehors de la zone de déplétion

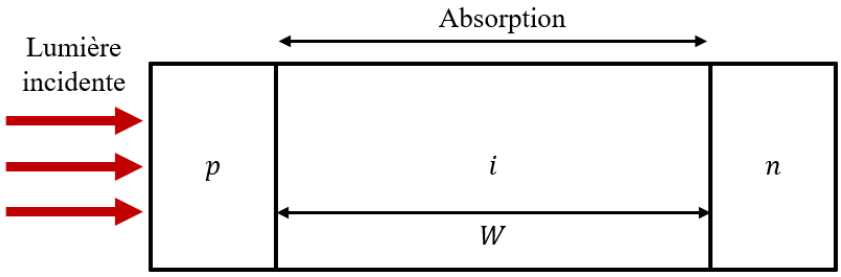


FIGURE 2.7 – Principe de la photodiode *positive-intrinsic-negtive*.

[44]. L'idée derrière la photodiode PIN est de diminuer la taille des zones p et n et d'augmenter la taille de la zone de déplétion (de longueur W) pour permettre l'absorption du maximum de signal dans cette zone. La taille de la zone de déplétion doit alors être optimisée selon deux paramètres.

— Le premier est la responsivité de la photodiode. Plus la zone de déplétion est grande, plus la responsivité de la photodiode sera importante.

— Le second paramètre est la bande passante. Cette dernière est limitée par le temps de transit à travers la zone de déplétion, plus elle sera longue et plus la bande passante sera faible.

La photodiode PIN a l'avantage d'être simple et de permettre l'obtention de photodiodes avec de grandes bandes passantes au prix d'une plus faible sensibilité. La responsivité de la photodiode est donnée par : $r = \eta q/h\nu$ où η est le rendement de la photodiode qui traduit la conversion imparfaite des photons incidents en paires électrons-trous en %, q est la charge de l'électron, h la constante de Planck et ν la fréquence du signal optique. Dans le cas d'un rendement de 100% à 1310 nm, la responsivité de la photodiode serait de 1,0576 A/W. À titre de comparaison, une photodiode utilisée dans cette thèse présente une responsivité de 0,55 A/W, ce qui correspond à un rendement de 52%. Une caractéristique des photodiodes est le courant d'obscurité. Il désigne le courant aux bornes de la photodiode en l'absence d'éclairement. Ce courant d'obscurité est plus faible dans le cas d'une PIN que dans le cas d'une APD.

Dans ce manuscrit, nous utilisons des photodiodes PIN commerciales à base d'InP/InGaAs. Leurs caractéristiques seront détaillées plus précisément en temps voulu.

2.2.4.2 La photodiode à avalanche

Afin d'améliorer la sensibilité des récepteurs, il est possible d'utiliser une photodiode à avalanche (APD). Une section chargée de multiplier les porteurs est ajoutée à la structure

de base de la photodiode PIN, conférant ainsi un gain interne à ce type de photodiode. Ce gain interne permet aux APDs de fonctionner avec une plus faible puissance reçue. Les photo-électrons sont accélérés par un fort champ électrique. Cela leur permet d'acquérir suffisamment d'énergie pour générer une seconde paire électron-trou par le phénomène d'ionisation par impact. Le nouvel électron sera lui-même accéléré par le champ électrique et pourra générer une autre paire électron-trou de la même manière. On parle alors d'effet d'avalanche.

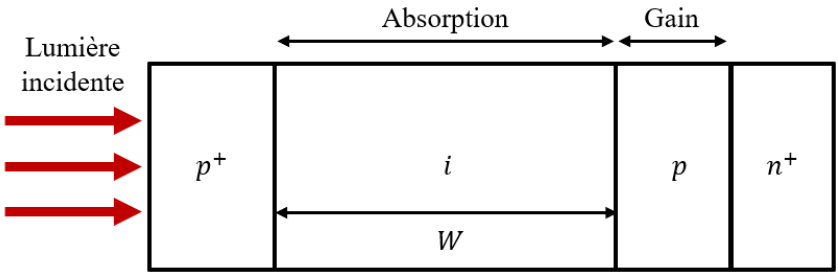


FIGURE 2.8 – Principe de la photodiode à avalanche.

Une vue schématique de la structure d'une APD est présentée sur la figure 2.8. Une zone de multiplication dopée p est ajoutée entre la zone intrinsèque et la zone n^+. C'est dans cette zone que prend place le processus de gain. On appelle M le facteur de multiplication, c'est à dire le facteur moyen par lequel sont multipliés les primo photo-électrons. Ce gain interne permet un courant plus important pour une même puissance optique en entrée de la photodiode. La réponse de l'APD devient : $r = Mr_{primaire}$ où $r_{primaire}$ est la réponse primaire de la photodiode et s'exprime selon la même équation que dans le cas de la photodiode PIN ($r = \eta q/h\nu$) et M est le facteur de multiplication. La bande passante dépend de M. En effet, plus le facteur de multiplication est important, plus le processus d'avalanche est important, et plus le temps nécessaire à la génération et la collecte des porteurs est long. Le facteur de multiplication dépend du rapport des coefficients d'ionisation des électrons α_e et des trous α_h. Ce rapport des coefficients d'ionisations k_A exprime le rapport entre les probabilités de déclencher un phénomène d'avalanche sur les électrons ou les trous. Il s'exprime ainsi :

$$k_A = \frac{\alpha_h}{\alpha_e} \tag{2.1}$$

Avec les coefficients d'ionisation des électrons α_e et celui des trous α_h :

$$\alpha_e = A_e.exp(-(b_e/E)^{m_e}) \text{ et } \alpha_h = A_p.exp(-(b_p/E)^{m_p})$$

$A_{e,p}$ et $b_{e,p}$ sont des constantes. $m_{e,p}$ est généralement inférieur à 1.

On notera que les coefficients α_e et α_h et donc k_A dépendent des matériaux dans lesquels sont fabriquées les APDs. Il est par exemple de l'ordre de 0,5 pour une APD en InP et de l'ordre de 0,1 pour un APD en Ge/Si [45]. Une photodiode à avalanche fabriquée en germanium sur silicium présentera ainsi une bande passante plus importante au même facteur de multiplication, qu'une APD basée sur de l'InP.

2.2.5 L'amplification optique

L'augmentation de la vitesse de modulation en IM/DD se fait au prix de la diminution de la sensibilité du récepteur. À bande passante égale, une puissance reçue plus élevée est nécessaire à l'obtention d'un même taux d'erreur ce qui réduit la portée d'un lien si rien n'est fait pour compenser cette diminution de la sensibilité du récepteur. Une simple augmentation de la bande passante du récepteur ne serait pas suffisante, en effet, à haute fréquence, la réponse des photodiodes PIN diminue et aucune APD n'est disponible commercialement au delà de 30 GHz. L'amélioration de la sensibilité peut être obtenue en agissant sur la modulation/démodulation, avec la détection cohérente par exemple. Cependant, étant donné les contraintes des réseaux d'accès, cette approche est pour l'instant écartée. Une autre solution consiste à utiliser des amplificateurs optiques. En effet, afin d'augmenter la portée d'une transmission, il est possible d'utiliser des amplificateurs, soit pour augmenter la puissance d'émission, améliorer la sensibilité du récepteur ou contrebalancer les pertes lors de la propagation. D'un point de vue général, l'amplification est une fonction de base pour le transmetteur. La possibilité d'amplifier les signaux, a permis les progrès de la radio au XXème siècle. De même que dans le domaine de la radio, l'invention des amplificateurs optiques a tout changé. Ces amplificateurs optiques peuvent utiliser différents principes physiques. On peut notamment citer l'amplification par effet Raman, basée sur le principe de la diffusion Raman dans la fibre optique. Le milieu amplificateur est alors la fibre elle-même. Il existe également les amplificateurs à fibre basés sur des fibres dopées grâce à des ions de terres rares. On citera le très connu Amplificateur à fibre dopée à l'erbium (*Erbium Doped Fiber Amplifier*) (EDFA) qui amplifie dans la bande C et/ou la bande L. L'amplification d'un signal optique peut également se faire grâce à une structure semi-conductrice. On parle alors d'Amplificateur optique à semi-conducteur (*Semiconductor Optical Amplifier*) (SOA).

Dans cette thèse, nous avons utilisé uniquement deux types d'amplificateurs qui seront décrits dans les paragraphes suivants. Dans un premier temps, nous décrirons les ampli-

ficateurs à fibre. Le second paragraphe décrira quant à lui les amplificateurs optiques à semi-conducteurs.

2.2.5.1 L'amplificateur à fibre dopée

L'amplificateur à fibre dopée à l'erbium a permis les premières transmissions optiques à longue distance en permettant la compensation des pertes de propagation dans la fibre. Depuis l'invention de l'EDFA, d'autres ions ont étés utilisés seuls ou en co-dopage pour atteindre d'autres bandes d'amplification ou de plus fortes puissances. Dans les réseaux d'accès optiques tels que définis aujourd'hui, l'utilisation d'amplificateurs à fibre est pour le moment peu avantageuse du fait des coûts de fabrication et de fonctionnement associés. Leur utilisation n'est pas exclue mais reste pour le moment limitée à des activités de recherche. De plus l'EDFA et ses variantes travaillent principalement dans la bande C ou la bande L. Or la quasi-intégralité des transmissions optiques dans les réseaux d'accès pouvant nécessiter de l'amplification se fait dans la bande O. On retrouve deux dopages permettant de fabriquer des amplificateurs à fibre dans la bande O : le bismuth dans un verre de silice (Amplificateur à fibre dopée au bismuth (*Bismuth Doped Fiber Amplifier*) (BDFA)) et le praséodyme dans un verre fluoré (Amplificateur à fibre dopée au praséodyme (*Praseodymium Doped Fiber Amplifier*) (PDFA)). Dans cette thèse, le PDFA est utilisé du fait de sa disponibilité dans notre laboratoire, contrairement au BDFA. Cette partie s'attachera à décrire plus particulièrement le PDFA et ses spécificités. Le PDFA que nous utilisons dans ces travaux, est fabriqué avec une fibre de verre fluoré dopée aux ions praséodyme Pr^{3+}. Le schéma de principe de cet amplificateur est présenté sur la figure 2.9.

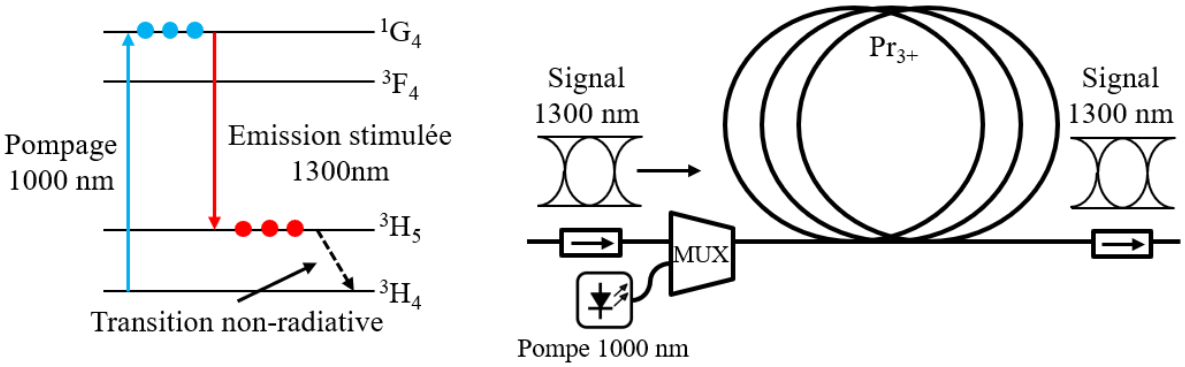


FIGURE 2.9 – Diagramme d'énergie et schéma de principe du PDFA.

Le signal à amplifier est injecté dans une fibre de verre fluoré, il est ensuite multiplexé avec une onde de pompe à l'aide d'un multiplexeur de pompe. La pompe et le signal traversent alors la section dopée. La pompe est absorbée et le signal est amplifié. De part et d'autre, on retrouve deux isolateurs optiques afin d'éviter que l'amplificateur ne se transforme en cavité résonante et donc en laser. Le diagramme d'énergie d'un tel amplificateur est décrit sur la figure 2.9. Le pompage est réalisé par un laser de pompe à une longueur d'onde de 1017 nm. L'absorption de l'onde de pompe se fait entre les niveaux $^3H_4$ et $^1G_4$. L'amplification se fait par désexcitation radiative entre les niveaux $^1G_4$ et $^3H_5$ générant une émission stimulée autour de 1300 nm. Le retour au niveau fondamental $^3H_4$ est une désexcitation non radiative. Cette représentation est une vue simplifiée de toutes les transitions prenant place dans un PDFA. Seules les transitions d'intérêt sont décrites. Une explication détaillée du diagramme d'énergie est exposée dans l'article de Stefan Wannenmacher [46]. Les PDFAs produisent habituellement de forts gains, des facteurs de bruit plus faibles que leurs homologues à semi-conducteur et de fortes puissances de sortie [47]. Par exemple, celui à notre disposition montre un gain de 33 dB et une puissance de sortie maximale de 15 dBm. Les porteurs possèdent un temps de vie relativement long sur les niveaux excités (110 ms), ce qui confère au PDFA un temps de réponse lent. Le PDFA n'est pas capable de "voir" la modulation du signal. Il amplifie indistinctement les symboles de forte puissance et ceux de faible puissance, conservant ainsi la qualité du signal.

Un des problèmes majeurs du PDFA est sa difficulté d'intégration. La soudure entre une fibre de verre fluoré et une fibre de verre de silice standard est fragile. De plus, la fibre de verre fluoré est peu tolérante à la courbure ce qui rend difficile l'intégration dans un dispositif de taille réduite. Des efforts de recherche visent actuellement à produire des amplificateurs à fibre dans la bande O, fabriqués à partir de verre de silice. Ces derniers utiliseront des ions bismuth comme dopant [48], [49]. Ces futurs amplificateurs faciliteront l'intégration d'amplificateurs à fibre dans la bande O en s'affranchissant des défauts d'intégrations des verres fluorés.

2.2.5.2 L'amplificateur à semi-conducteur

Les amplificateurs optiques à semi-conducteur utilisent également le principe d'émission stimulée : on réalise une inversion de population en injectant un courant dans le matériau semi-conducteur à gap direct ; les paires électron-trou vont ensuite se recombiner de manière spontanée (émission spontanée) ou en étant stimulées par le passage d'un

photon précédemment émis. Ils ont été développés peu après le laser à semi-conducteur. Un SOA présente l'avantage d'être très compact (de l'ordre de quelques centaines de micromètres pour le semi-conducteur seul) comparativement à un amplificateur à fibre. Contrairement à un laser à semi-conducteur, il n'y a pas de miroir dans un SOA (on réalise des traitements anti-reflets sur les deux faces pour éviter les réflexions), il en résulte une bande spectrale d'amplification assez large, de l'ordre de 40 à 50 nm à -3 dB (et jusqu'à 100 nm pour certaines structures spécifiquement développées pour obtenir une émission plus large spectralement [50]). Selon le type de structure, le gain d'un SOA peut varier typiquement entre 15 et 30 dB et il sature pour une puissance incidente faible souvent de l'ordre de -20 dBm.

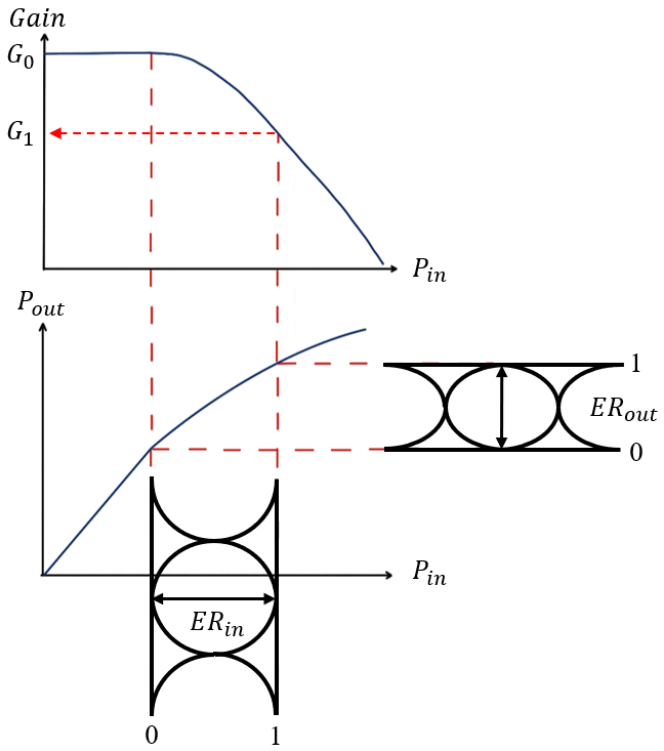


FIGURE 2.10 – Principe de la compression du gain dans un SOA.

Le temps de vie des porteurs dans les SOA est très court (de quelques ps à une centaine de ps selon le type de structure), ce qui leur confère un temps de réponse du même ordre de grandeur que la durée des symboles. Cette propriété a souvent été exploitée pour des applications de traitement tout-optique du signal [51], cependant cela présente un inconvénient lorsque le SOA est utilisé pour de l'amplification. En effet, comme le gain du SOA suit les variations d'amplitude du signal au rythme des données, le gain

peut être différent sur les symboles 1 et 0. Cela a alors pour conséquence de réduire le taux d'extinction du signal en sortie du SOA. La figure 2.10 schématise le principe de la compression de gain dans le SOA résultant en une réduction du taux d'extinction. La réponse rapide des SOA est aussi problématique lorsqu'il s'agit d'amplifier plusieurs canaux à la fois car l'amplification de plusieurs canaux dans un SOA peut générer de la diaphonie entre canaux due à la saturation de gain croisée et au mélange à quatre ondes. Nous n'entrerons pas dans le détail de ces phénomènes dans ce manuscrit, mais ils sont notamment décrits dans [44, 52]. Voici en quelques mots en quoi ils consistent :

— La Modulation de gain croisée (*Cross Gain Modulation*) (XGM) vient du fait que le gain vu par l'un des canaux peut être modulé par les autres canaux du peigne WDM si le gain du SOA sature ; il est donc primordial de veiller à faire fonctionner le SOA en régime d'amplification linéaire pour éviter ce phénomène.

— Le Mélange à quatre ondes (*Four Wave Mixing*) (FWM) dans un SOA est le processus au cours duquel deux ondes aux pulsations ω_1 et ω_2 amplifiées simultanément dans un SOA peuvent en générer une troisième à $\omega_1 - \omega_2$. La densité de porteurs dans le SOA (donc le gain) dépendant de la puissance du signal (donc du module du champ au carré), elle est alors modulée à la fréquence du battement entre les ondes à $\omega_1 - \omega_2$. C'est ce phénomène qui est à l'origine de l'apparition d'une nouvelle onde. Ce phénomène, dont l'efficacité dépend des caractéristiques de gain, du facteur de confinement notamment, peut générer de la diaphonie entre canaux lors de l'amplification d'un peigne WDM où la fréquence de battement entre deux canaux est égale à la fréquence d'un autre canal du peigne.

Par ailleurs, le facteur de bruit d'un SOA est généralement plus élevé (de l'ordre de 6 à 8 dB) que celui d'un amplificateur à fibre dopée (de l'ordre de 4 à 5 dB) [44]. Enfin, il est à noter que l'injection de puissance entre les fibres de ligne et un SOA nécessite une adaptation des modes afin de limiter les pertes de couplage, qui se fait en espace libre à partir de lentilles alors que la fibre de ligne est simplement soudée à la fibre amplificatrice dans le cas des amplificateurs à fibres dopée type EDFA. Cependant, dans le cas des amplificateurs à fibres dopée au praséodyme, les soudures sont plus critiques à réaliser et plus fragiles. Ainsi, le couplage entre le SOA et les fibres de ligne est généralement plus compliqué à mettre en oeuvre que dans les amplificateurs à fibres.

Malgré les inconvénients de temps de réponse et de bruit des SOA, ils présentent de nombreux avantages pour les réseaux d'accès. Leur petite taille, leur faible coût et leur spectre de gain large, sont particulièrement séduisants pour les applications des réseaux

d'accès optiques.

2.2.6 L'égalisation et les codes correcteurs d'erreurs

Les différents éléments composant une chaîne de transmission présentent des limitations en bande passante qui contraignent les performances du canal de transmission. Pour repousser ces limites, il est possible de travailler sur la réponse fréquentielle du canal à l'aide de techniques d'égalisation. Des techniques d'égalisation du signal sont généralement implémentées dans les systèmes de communication. Dans les réseaux de transport à longue distance ou encore dans les réseaux internes aux "datacenters", des techniques d'égalisation analogique ou numérique sont utilisées. Il existe également des techniques d'égalisation qui agissent sur la réponse du canal mais dans le domaine optique [53]. Dans cette partie, les techniques d'égalisation électronique numérique et analogique sont brièvement décrites. Les travaux présentés dans ce manuscrit ont uniquement fait usage d'égalisation analogique. Dans le cadre des réseaux d'accès optiques, l'égalisation sera nécessaire, notamment pour les nouvelles générations de fibre jusqu'à l'abonné.

2.2.6.1 Le traitement numérique du signal

Le Traitement numérique du signal (*Digital Signal Processing*) (DSP) est réalisé avant ou après transmission du signal à travers le canal de communication. Des opérations sont réalisées sur le signal numérisé dans le but de compenser les distorsions induites par le canal, qui induisent elles-mêmes des interférences inter-symboles. Ces techniques sont multiples et ne seront pas détaillées dans ce manuscrit. L'avantage principal du DSP est la diversité des algorithmes d'égalisation implémentables. En effet, le traitement numérique du signal est implémenté grâce à une puce électronique. Le traitement est donc adaptable au canal et à ses différents paramètres. Par contre, une conversion analogique numérique du signal reçu et une conversion numérique analogique à l'émission sont nécessaires pour réaliser ce type de traitement de signal, ce qui peut engendrer une complexité, une surconsommation et un surcoût non acceptables pour les réseaux d'accès optiques.

2.2.6.2 L'égalisation analogique

On appelle égaliseur analogique un égaliseur travaillant sur un signal continu en fonction du temps. Au contraire des égaliseurs numériques qui travaillent à partir d'une suite

d'échantillons issue de la numérisation du signal. Les types d'égaliseurs pouvant être réalisés analogiquement sont multiples. On peut citer l'égaliseur à contre-réaction (DFE), l'Egaliseur linéaire à temps continu (*Continuous Time Linear Equalizer*) (CTLE) ou encore le FFE. Ce type d'égalisation est réalisé en pratique à l'aide de composants électroniques intégrés entre la génération des données et la conversion électro-optique du signal ou après détection de ce dernier. L'implémentation de fonctions d'égalisation analogique est ainsi relativement simple à intégrer et ne nécessite pas de numérisation du signal. La numérisation du signal pour un égaliseur numérique est souvent associée à la nécessité de paralléliser les flux de données à cause de la bande passante limitée des convertisseurs analogiques-numériques (de l'ordre de 64 GHz pour des modules commerciaux). Dans nos expérimentations, on se limite au traitement analogique du signal. Nous avons utilisé un filtre à réponse impulsionnelle finie Réponse Implusionnelle Finie (*Finite Impulse Response*) (FIR). Ce dernier ainsi que ses réglages et son optimisation seront exposés dans la section 4.4 du chapitre 4.

2.2.6.2.1 Les codes correcteurs d'erreurs Une des avancées technologiques qui a permis d'augmenter considérablement les capacités des liens de transmissions est l'utilisation de codes correcteurs d'erreurs. Les codes correcteurs d'erreurs ou FEC, permettent, au prix d'une certaine redondance de l'information dans la transmission (*overhead*), de corriger les erreurs de transmission. Les FECs les plus performants en terme d'efficacité de correction spécifiés pour les réseaux d'accès sont actuellement des codes dits LDPC. Ils permettent typiquement de corriger les erreurs d'un signal jusqu'à un taux d'erreur sur les éléments binaires (appelé seuil du FEC) de 1.10^{-2}. Ce qui correspond à 1 erreur tous les 100 bits reçus. Ces FECs permettent de diminuer la puissance optique reçue nécessaire au récepteur pour fonctionner. Dans les nouvelles générations de réseaux d'accès, il s'agit de ce type de FEC qui sera implémenté. Dans nos résultats, nous prenons en compte un seuil du FEC à $BER = 1.10^{-2}$ [54], [55]. Un paramètre important des codes correcteurs d'erreurs est le rapport entre le débit transmis et le débit utile après correction. Les recherches visent bien entendu à maximiser ce rapport et donc à minimiser l'*overhead* tout en gardant un FEC capable de corriger les erreurs jusqu'à un seuil de BER important. Un paramètre d'énergie par bit utile transmis est pris en compte. Un FEC permettant de corriger de nombreuses erreurs mais au prix d'une redondance très importante ne sera pas optimal.

Les techniques d'égalisation et les codes correcteurs d'erreurs ne seront ni employés

dans les simulations décrites dans ce chapitre ni dans les travaux expérimentaux des chapitres 3 et 4. Ils ne seront donc pas détaillés dans ce manuscrit. Dans la partie suivante, nous décrivons les différentes métriques utilisées pour rendre compte des performances d'un lien de transmission optique.

2.3 Métriques des performances d'un lien de transmission optique

Dans cette partie, nous allons décrire les trois métriques principales que nous utilisons dans ce manuscrit. Il s'agit du taux d'erreur binaire, du facteur de qualité et du diagramme de l'oeil. Ces trois métriques seront utilisées tout au long de ce document.

2.3.1 Le taux d'erreur sur les éléments binaire (BER)

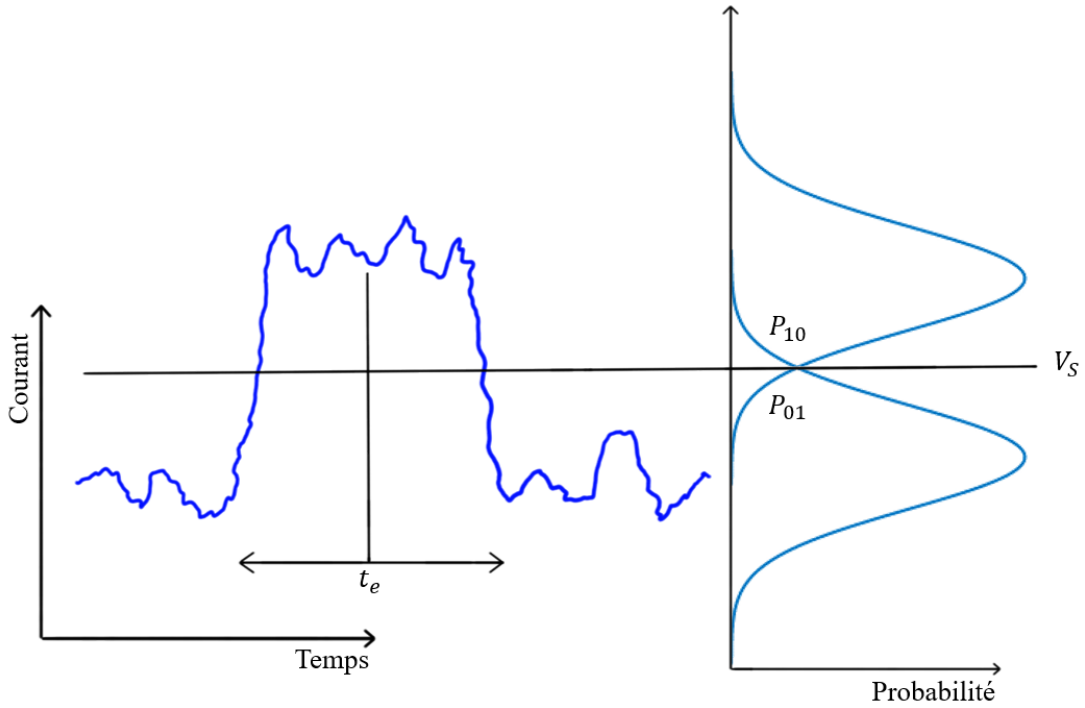


FIGURE 2.11 – Signal reçu fluctuant en sortie du récepteur. Densité de probabilités Gaussiennes des 1 et des 0. Source : Fiber-Optic Communication, P. Agrawal [44]

Lorsqu'un signal est reçu par un récepteur, ici un signal NRZ-OOK, le courant en

sortie du récepteur fluctue autour de deux valeurs moyennes I_1 et I_0 correspondant respectivement, aux bits 1 et 0 comme représenté sur la figure 2.11.

Après la photodiode, une prise de décision va comparer la valeur du courant reçu par rapport à un seuil de décision I_D. Admettons que un bit 1 soit transmis, si I, la valeur du courant est inférieure au courant I_D alors le bit 1 est pris pour un bit 0 et une erreur est commise. De même si un bit 0 est transmis et que $I > I_D$. On peut alors définir le taux d'erreur sur les éléments binaires (BER) en fonction des probabilités conditionnelles P_{ij} qui représentent la probabilité de recevoir le symbole j lorsque i est transmis :

$$BER = p(1)P_{10} + p(0)P_{01} \tag{2.2}$$

$p(1)$ et $p(0)$ sont les probabilités de recevoir un symbole 1 et 0. Par la suite, nous considérons que l'apparition des 1 et des 0 est équi-probable, on peut écrire : $p(1) = p(0) = 1/2$. L'équation du BER devient alors :

$$BER = \frac{1}{2}(P_{10} + P_{01}) \tag{2.3}$$

Comme décrit sur la figure 2.11, les probabilités conditionnelles P_{10} et P_{01} dépendent de la densité de probabilité en fonction du courant qui résulte des variations du courant en sortie de la photodiode. Dans certaines conditions décrites dans la section 2.4.1, les écarts-types des niveaux 1 et 0 sont des variables aléatoires Gaussiennes. Dans ce cas, les probabilités conditionnelles qui correspondent au recouvrement des deux densités de probabilités caractéristiques des symboles 1 et 0 peuvent être décrites par les deux équations suivantes :

$$P_{10} = \frac{1}{\sigma_1\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{I_D} exp\left(-\frac{(I-I_1)^2}{2\sigma_1^2}\right) dI = \frac{1}{2} erfc\left(\frac{I_1 - I_D}{\sigma_1\sqrt{2}}\right) \tag{2.4}$$

et

$$P_{01} = \frac{1}{\sigma_0\sqrt{2\pi}} \int_{I_D}^{\infty} exp\left(-\frac{(I-I_0)^2}{2\sigma_0^2}\right) dI = \frac{1}{2} erfc\left(\frac{I_D - I_0}{\sigma_0\sqrt{2}}\right) \tag{2.5}$$

Dans les équations 2.4 et 2.5, la fonction $erfc$ est la fonction d'erreur complémentaire. En injectant les équations 2.4 et 2.5 dans l'équation 2.3, nous obtenons l'équation suivante :

$$BER = \frac{1}{4}\left(erfc\left(\frac{I_1 - I_D}{\sigma_1\sqrt{2}}\right) + erfc\left(\frac{I_D - I_0}{\sigma_0\sqrt{2}}\right)\right) \tag{2.6}$$

Lorsque le réglage du seuil de décision I_D est optimal, l'équation du BER devient [44] :

$$BER = \frac{1}{2} erfc\left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right) \tag{2.7}$$

Avec Q qui est le facteur de qualité.

2.3.2 Le facteur de qualité (Q)

Le facteur de qualité est relié au BER par l'équation 2.7. Le facteur de qualité peut être exprimé en fonction des courants moyens des niveaux 1 et 0 ainsi que de leurs écarts-types σ_1 et σ_0 par l'équation 2.8 [44] :

$$Q = \frac{I_1 - I_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \tag{2.8}$$

2.3.3 Le diagramme de l'oeil (DDO)

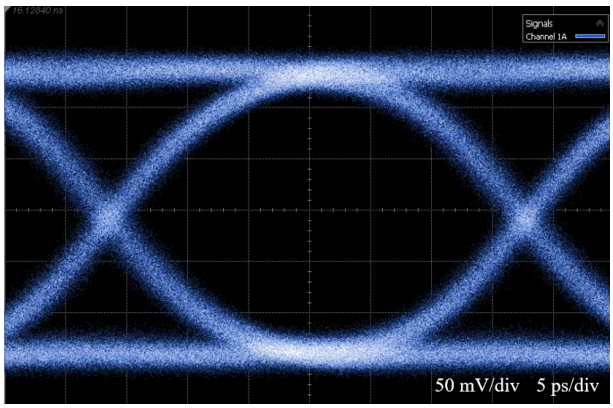


FIGURE 2.12 – Diagramme de l'oeil d'un signal NRZ-OOK à 30 Gbit/s.

Le diagramme de l'oeil est une représentation graphique du signal en sortie d'un récepteur. En superposant temporellement les différents symboles du signal, un diagramme comme celui de la figure 2.12 est obtenu. Dans de nombreux cas comme celui du NRZ-OOK, le Diagramme de l'oeil (*Eye Diagram*) (DDO) ressemble à un oeil, d'où son nom. Le DDO permet une évaluation visuelle rapide de la qualité de la transmission. De plus, il permet de mesurer de nombreux paramètres tels que le taux d'extinction, les temps de montée/descente, la gigue et de nombreux autres. Pour certaines applications, le DDO est parfois comparé à un masque spécifiant une certaine ouverture de l'oeil en amplitude et temporellement. Cela permet notamment de qualifier un lien de transmission rapidement.

Nous allons à présent décrire le modèle de simulation que nous avons développé. Ce dernier est basé sur des équations analytiques. Aucun signal temporel n'est simulé, les résultats du modèle traduisent les limitations du canal liées aux différentes dégradations et bruits à l'oeuvre.

2.4 Étude analytique des capacités de transmission des liens optiques IM/DD

L'objectif principal de ce modèle est de comprendre les différents phénomènes à l'oeuvre dans nos expérimentations ainsi que leurs conséquences sur les performances des systèmes.

Il s'agit de reprendre l'écriture des fluctuations de courant liées aux mécanismes de bruit à l'origine de la dégradation de la qualité du signal transmis que l'on retrouve dans de nombreux ouvrages [35, 44]. Tout d'abord, les différents bruits de réception seront décrits et modélisés. Puis, compte tenu des débits élevés considérés dans mes travaux et de la limitation en bande passante des composants aux interfaces, nous avons cherché à prendre en compte les interférences entre symboles (ISIs). Nous n'avons pas trouvé dans la littérature de modèle analytique satisfaisant permettant de prendre en compte ces ISIs et je propose dans ce qui suit une méthode originale. La pré-amplification optique de récepteur est également modélisée, étant donné que cette technique est utilisée à de nombreuses reprises dans les chapitres 3 et 4. Le cas particulier des bruits de réception lorsque le récepteur est une photodiode à avalanche est étudié dans la section 2.4.5. Finalement, le modèle est adapté dans la section 2.4.7 pour prendre en compte un signal PAM-4 étant donné que ce format de modulation particulier fait l'objet du chapitre 4.

Dans cette section, les différents bruits sont modélisés ainsi que les paramètres clés de nos composants afin de comprendre les relations liant tous ces éléments, et leurs implications sur la transmission. Il est à noter qu'ici, aucune séquence temporelle n'est générée. Le modèle se base uniquement sur les équations analytiques des variances des différents bruits ainsi que sur les équations du facteur de qualité et du BER.

Le montage simulé dans ce modèle analytique est décrit sur la figure 2.13. Un signal optique modulé par le format de modulation NRZ-OOK est détecté à l'aide d'un récepteur qui assure la conversion opto-électronique du signal. Ce récepteur émulé se compose d'une photodiode PIN suivie par un Amplificateur à transimpédance (*TransImpedance Amplifier*) (TIA) de gain G_C, et par un filtre carré passe-bas de bande passante Δf. Le

récepteur comprend également une prise de décision modélisée par un amplificateur idéal de gain F_C et d'un circuit comparateur.

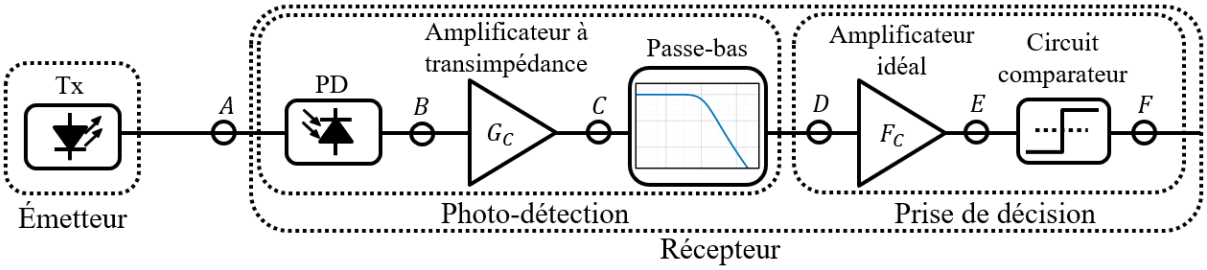


FIGURE 2.13 – Schéma du montage simulé par ce modèle analytique.

La présence de bruit à différents endroits de la chaîne de réception conduira à une dégradation des performances de transmission. Les différents bruits introduits sont décrits dans le paragraphe suivant.

2.4.1 Les différents bruits de réception

Dans ce paragraphe, nous allons exposer les différents bruits de réception qui affectent le signal. Ces différents bruits apparaissent à différents endroits de la chaîne de réception en fonction des éléments qui la composent. Il y a tout d'abord des bruits provenant de la photodiode et de son électronique tels que le bruit de grenaille et le bruit thermique. Il y a également les bruits optiques qui apparaissent lorsqu'un amplificateur est utilisé dans la chaîne. On utilisera l'hypothèse que tous les bruits sont indépendants afin de pouvoir en sommer les variances.

2.4.1.1 Le bruit thermique

Le bruit thermique provient de l'agitation thermique des électrons dans les résistances et amplificateurs électriques en sortie de photodiode. En somme, le bruit thermique apparaît dans l'électronique intégrée avec le photo-détecteur. Le mouvement aléatoire des électrons dans n'importe quel conducteur électrique produit une fluctuation du courant. Le bruit thermique est un bruit blanc, c'est à dire que sa densité spectrale de puissance est constante sur l'ensemble du spectre. La variance du bruit thermique, c'est à dire la puissance détectée dans la bande du récepteur, traduisant la fluctuation aléatoire du courant

est calculée grâce à l'équation suivante :

$$\sigma_T^2 = (4k_B T/R_L) F_n \Delta f (G_C F_C)^2 \tag{2.9}$$

Où k_B est la constante de Boltzmann, T est la température en Kelvin, R_L la résistance de charge, F_N le facteur de bruit de l'amplificateur électrique et finalement Δf est la bande passante du récepteur en Hertz. G_C est le gain du TIA et F_C le gain de l'amplificateur idéal de la prise de décision. On considère ici le bruit thermique à la sortie de la chaîne de réception.

2.4.1.2 Le bruit de grenaille

Le bruit de grenaille (aussi appelé bruit de Schottky ou en anglais "*shot noise*") décrit la fluctuation aléatoire du nombre de photons détectés. En effet, à une certaine puissance moyenne reçue, le nombre de photons reçus et donc de photo-électrons générés n'est pas constant ce qui produit une fluctuation du photo-courant. La variance du bruit de grenaille recueillie dans la bande du récepteur s'exprime comme suit dans le cas d'une photodiode PIN :

$$\sigma_S^2 = 2q(I + I_d) R_L \Delta f (G_C F_C)^2 \tag{2.10}$$

Où q est la charge élémentaire, I, le photo-courant et I_d est le courant d'obscurité. Le bruit d'obscurité correspond au courant généré aux bornes de la diode en absence d'éclairement. On considère ici la puissance de bruit de grenaille mesurée à la fin de la chaîne de réception, c'est à dire après l'amplificateur idéal (en E sur la figure 2.13).

2.4.2 Les dégradations de la qualité du signal émis

Les bruits du récepteur ainsi que la bande passante de ce dernier, ne sont pas les seuls à influer sur la qualité de la transmission. Certaines dégradations proviennent de l'émetteur lui-même. Le taux d'extinction est une de ces limitations. Les interférences inter-symboles sont également considérées. Bien que ces dernières proviennent de l'effet de filtrage passe-bas de l'ensemble de la chaîne de transmission.

2.4.2.1 Le taux d'extinction

Le taux d'extinction décrit le rapport entre la puissance des symboles hauts (les 1 dans le cas du NRZ-OOK) et celle des symboles bas (les 0), ou la différence en dB si les puissances sont exprimées en dBm. Un diagramme de l'oeil en modulation NRZ-OOK à 10 Gbit/s est représenté sur la figure 2.14. Le taux d'extinction est calculé à partir de l'équation suivante : $ER = 10log_{10}(V_1/V_0)$ (En linéaire et en puissance : $ER = P_1/P_0$), il est ici de 12 dB.

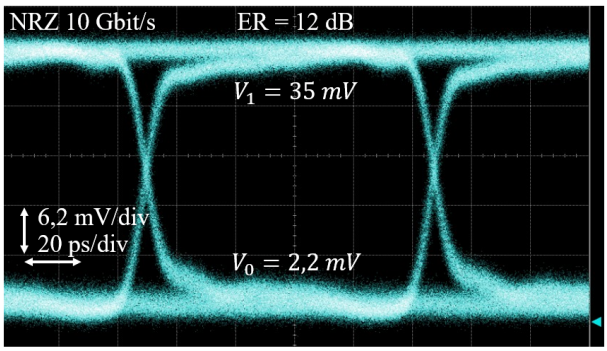


FIGURE 2.14 – Diagramme de l'oeil optique en NRZ-OOK à 10 Gbit/s.

Le taux d'extinction de l'émetteur a un grand impact sur la sensibilité du récepteur. Plus le taux d'extinction sera faible, plus les symboles seront proches en termes de puissance. Ainsi, après réception, la probabilité d'erreur sera plus grande pour un niveau de bruit constant. En effet, plus les niveaux seront proches, et plus il sera probable qu'un symbole soit pris pour un autre au moment de la décision. Il est possible de calculer la pénalité sur la sensibilité du récepteur à un certain taux d'erreur sur les éléments binaires, en fonction du taux d'extinction. Dans le cas d'un récepteur principalement limité par le bruit thermique, ce qui est notre cas en l'absence de pré-amplificateur optique, et dans le cas d'un émetteur avec un taux d'extinction infini, la puissance reçue nécessaire à un certain taux d'erreur peut être facilement calculé à partir de l'équation du facteur de qualité (2.8). Si le taux d'extinction est infini, alors le courant moyen des symboles 0 est nul : $I_0 = 0$ et le courant I_1 est égal à $2rP_{rec}$.

$$Q = \frac{I_1}{\sigma_1 + \sigma_0} = \frac{2rP_{rec}}{\sigma_1 + \sigma_0} \tag{2.11}$$

Le récepteur étant uniquement limité par le bruit thermique, nous avons $\sigma_1 = \sigma_0 = \sigma_T$.

Nous obtenons alors l'équation suivante pour le facteur de qualité.

$$Q = \frac{rP_{rec}}{\sigma_T} \tag{2.12}$$

Il est alors aisé de calculer la puissance qu'il est nécessaire de recevoir pour mesurer un certain facteur de qualité via l'équation 2.13.

$$P_{rec} = \frac{Q\sigma_T}{r} \tag{2.13}$$

Avec σ_T l'écart type du bruit thermique, r la responsivité en A/W et Q le facteur de qualité. Le facteur de qualité est relié au taux d'erreur sur les éléments binaires par la relation suivante : $BER = \frac{1}{2}erfc\left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right)$. Le calcul du facteur de qualité Q est détaillé en page 75 par les équations 2.16 et 2.19. Dans le cas d'un taux d'extinction non infini, On peut montrer que [44] :

$$P_{rec} = \frac{Q\sigma_T}{r}\frac{ER-1}{ER+1} \tag{2.14}$$

Où ER est le taux d'extinction du transmetteur (en linéaire). À partir de cette formule et en fixant $Q = 2,32$ (correspondant à $BER = 1.10^{-2}$), la pénalité sur la sensibilité du récepteur à un $BER = 1.10^{-2}$ en fonction du taux d'extinction est tracée sur la figure 2.15.

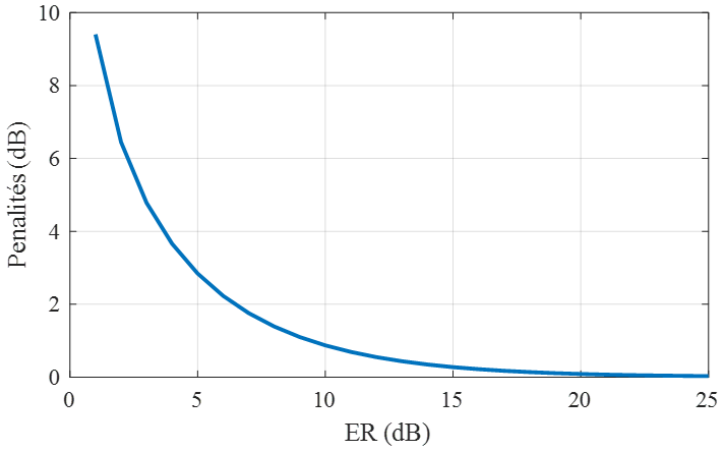


FIGURE 2.15 – Pénalité sur la sensibilité du récepteur en fonction du taux d'extinction de l'émetteur à un taux d'erreur sur les éléments binaires de 1.10^{-2}.

La pénalité n'est pas linéaire et devient de plus en plus importante avec la diminution du taux d'extinction. On remarque également que sur un signal NRZ-OOK à 10 Gbit/s

présentant un taux d'extinction de 12 dB, une pénalité de 0,5 dB est attendue comparativement à un taux d'extinction qui tend vers l'infini ou la pénalité se rapproche de 0.

2.4.2.2 Les interférences inter-symboles

Les dernières dégradations que nous prenons en compte dans ce modèle sont les interférences inter-symboles. Ces dernières proviennent du filtrage passe-bas du canal. Les composants d'émission et de réception possèdent une bande passante qui n'est pas infinie. Ainsi, en fonction du débit dans le canal et de la bande passante des différents composants, le canal va atténuer les composantes en hautes fréquences du signal, dégradant ainsi les fronts montants et descendants des bits. Un symbole donné, c'est à dire l'impulsion associée au bit transmis, va alors s'étaler temporellement, jusqu'à empiéter sur les symboles voisins et causer des ISIs. Le recouvrement partiel des symboles lié aux ISIs crée des fluctuations d'intensité au moment de la détection. Afin de modéliser analytiquement les ISIs, nous proposons une approche analytique partant de mesures expérimentales : nous nous plaçons dans des conditions où nous supposons que les bruits du récepteur sont négligeables, les distributions des symboles 1 et 0 devraient alors s'approcher de distributions de Dirac. Mais en présence d'ISI, les distributions des symboles vont s'étaler. Dans notre approche, nous allons estimer les distributions des symboles liées aux ISIs, et nous faisons ensuite l'hypothèse qu'il s'agit de bruits indépendants. Ainsi, nous pouvons décrire l'ISI comme une source de bruit et ajouter ses variances $\sigma^2_{1,0Tx}$ (sur les 1 et 0) aux variances des bruits de réception décrits précédemment.

Le principe de la mesure est de faire varier le seuil de décision V_S du récepteur et de mesurer le taux d'erreur sur les éléments binaires comme représenté sur la figure 2.16. Nous utilisons ensuite l'expression analytique de l'évolution du BER en fonction du seuil de décision pour estimer les distributions des symboles 2.15 :

$$BER = \frac{1}{4}\left(erfc\left(\frac{\mu_1 - V_S}{\sigma_{1Tx}\sqrt{2}}\right) + erfc\left(\frac{V_S - \mu_0}{\sigma_{0Tx}\sqrt{2}}\right)\right) \tag{2.15}$$

Le premier terme de cette expression exprime les erreurs sur les 1 en fonction du seuil de décision et des ISIs sur les 1, tandis que le second terme fait la même chose sur les zéros. Il est possible par ajustement numérique entre la mesure expérimentale et cette expression analytique, d'en tirer les valeurs moyennes et les variances des symboles 1 et des 0 dues aux ISIs. Pour simplifier le calcul nous faisons l'hypothèse que lorsque le seuil

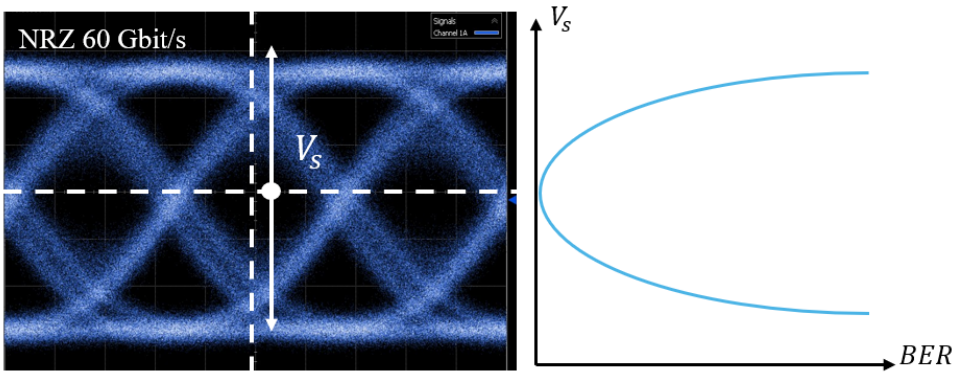


FIGURE 2.16 – Principe de mesure des σ_{Tx}.

se rapproche d'un des niveaux, la partie de l'équation décrivant la probabilité d'erreur sur l'autre niveau devient négligeable (la fonction erfc tend vers 1 en $x = 0$). Cela nous permet de faire un ajustement successif sur les distributions des 1 et des 0.

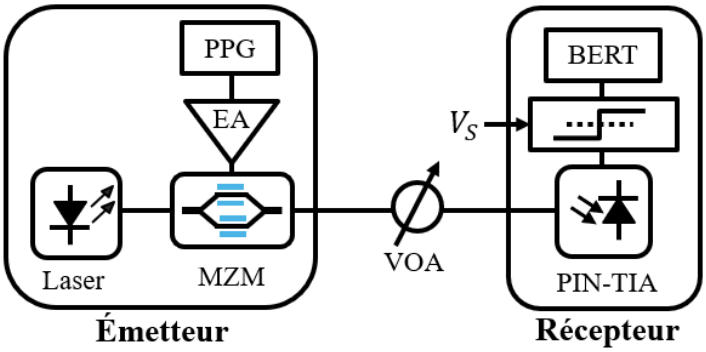


FIGURE 2.17 – Montage expérimental pour la mesure du taux d'erreur sur les éléments binaires en fonction de la tension de seuil de décision.

Pour effectuer les mesures, nous utilisons le banc expérimental décrit sur la figure 2.17. Côté émetteur, nous utilisons un *Pulse Pattern Generator* (PPG) générant des séquences NRZ-OOK sur la base de *Pseudo Random Bit Sequence* (PRBS), à un débit variant de 10 Gbit/s à 60 Gbit/s. Le signal de modulation est ensuite amplifié à l'aide d'un amplificateur électrique avant d'être appliqué à un MZM présentant une Bande passante électro-optique à -3 dB (*3-dB Electro-optical bandwidth*) (EO-BW) de 40 GHz. Un Atténuateur optique variable (*Variable Optical Attenuator*) (VOA) est inséré pour contrôler la puissance sur le récepteur. Ce dernier est composé d'une photodiode PIN couplée à un TIA d'une EO-BW de 40 GHz. Le signal électrique en sortie atteint l'élément de prise de décision sur lequel il est possible de régler la tension du seuil de décision. Finalement,

un détecteur d'erreurs est utilisé pour compter les erreurs en temps réel. En faisant varier la tension du seuil de décision, nous observons l'apparition d'erreurs lorsque le seuil approche d'un des deux niveaux. C'est à dire que lorsque V_S se rapproche du niveau 1 alors certains symboles 1 seront confondus avec des 0, on parle d'erreur d'omission. Au contraire, lorsque V_S se rapproche du niveau 0, des symboles 0 seront pris pour des 1, on parle alors d'erreur d'insertion. Il est à noter que des erreurs sont toujours présentes, quelle que soit la position de V_S. Cependant, les erreurs sont d'autant plus fréquentes lorsque l'on se rapproche d'un des niveaux. Nous pourrons ainsi extraire une partie des distributions des densités de probabilité des 1 et des 0. Par ajustement numérique sur ces données expérimentales, nous pourrons extraire de ces mesures expérimentales les valeurs moyennes ainsi que les écarts-types des niveaux et ainsi ajouter ces bruits aux autres en assumant qu'ils sont indépendants. Ces mesures sont réalisées à fortes puissances sur le récepteur de façon à n'être limité que par les ISIs. Nous procédons par pas de 10 Gbit/s, de 10 Gbit/s à 60 Gbit/s comme représenté sur la figure 2.18 qui regroupe les points expérimentaux (marqueurs) et les ajustements associés (traits continus). Les variances et écarts type des distributions des 1 et 0 correspondant à ces ajustements sont récapitulés sur la figure 2.19.

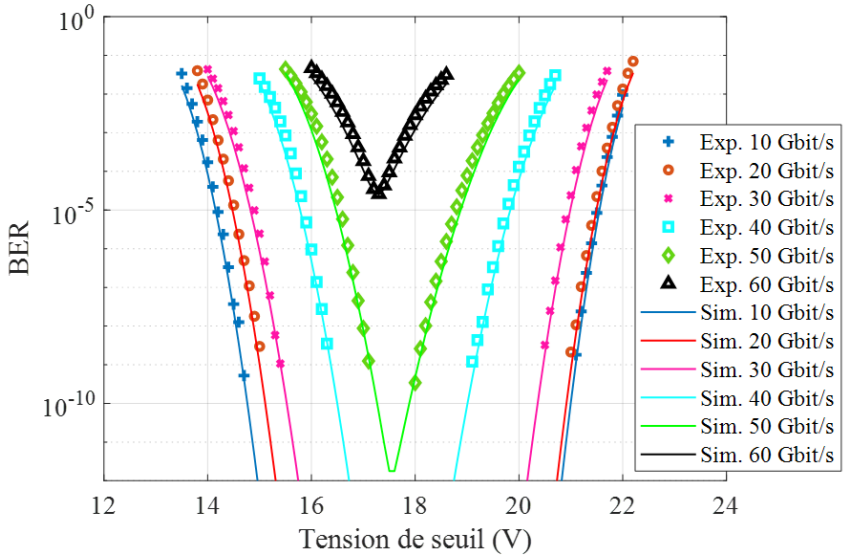


FIGURE 2.18 – Ajustement numérique sur les données expérimentales des mesures de BER en fonction de la tension de seuil V_S de 10 Gbit/s à 60 Gbit/s.

Ces valeurs seront ensuite utilisées dans notre modèle pour prendre en compte les ISIs sur le canal simulé. Cela permettra de prendre en compte la dégradation de la sensibilité

Débit	μ_1	μ_0	$\sigma_{1\,Tx}$	$\sigma_{0\,Tx}$
10 Gbit/s	22,607	12,976	0,257	0,286
20 Gbit/s	22,596	13,271	0,269	0,294
30 Gbit/s	22,19	13,488	0,293	0,325
40 Gbit/s	21,407	14,412	0,334	0,384
50 Gbit/s	20,769	14,953	0,37	0,461
60 Gbit/s	19,643	15,177	0,518	0,589

FIGURE 2.19 – Récapitulatif des résultats des *fit* des mesures de BER en fonction de la tension de seuil.

due au filtrage passe-bas mais également de modéliser les effets de plancher d'erreur dus au recouvrement des distributions des symboles indépendant de la puissance du signal.

2.4.3 Résultats dans le cas d'un signal NRZ-OOK

Il est avant tout nécessaire de vérifier le bon fonctionnement du modèle ainsi que le bon ajustement des paramètres de ce dernier.

Dans un premier temps, on trace les densités spectrales de bruit du bruit de grenaille, du bruit thermique, du bruit d'obscurité et du bruit total du récepteur en fonction de la puissance reçue sur la figure 2.20. On considère dans cette simulation une réponse de la photodiode de 0,58 A/W, une température de 293,15 K, une bande passante de 42 GHz et une résistance de charge de 50 Ω. Étant donné les paramètres de nos récepteurs expérimentaux, la zone de travail en termes de puissance reçue devrait s'étendre d'environ -30 dBm à -10 dBm. Sur cette plage, nos expérimentations sont principalement limitées par le bruit thermique selon la figure 2.20. On négligera donc par la suite le courant d'obscurité qui est très faible et se trouve être, avec ces paramètres, plus de 20 dB sous le bruit thermique.

Dans ce qui suit, on trace l'évolution du BER en fonction de la puissance moyenne reçue dans le cas de présence de bruit thermique et de bruit de grenaille et pour un taux d'extinction fini. Le taux d'erreur, dans l'hypothèse d'une position optimale de la tension

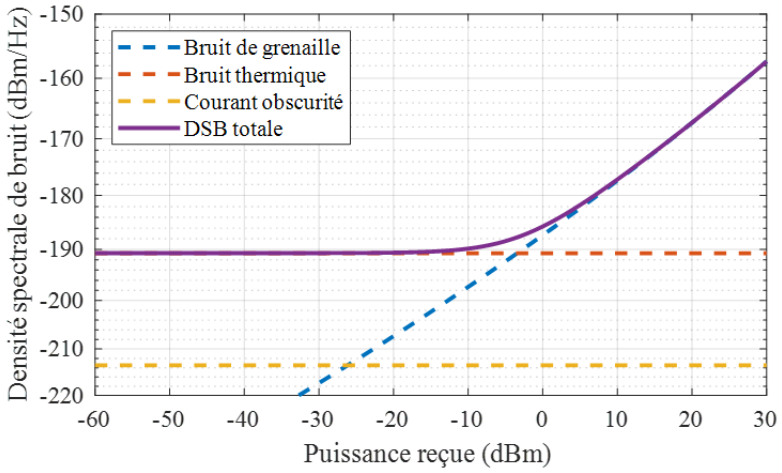


FIGURE 2.20 – Exemple de densité spectrale de bruit dans le cas d'un récepteur PIN non pré-amplifié.

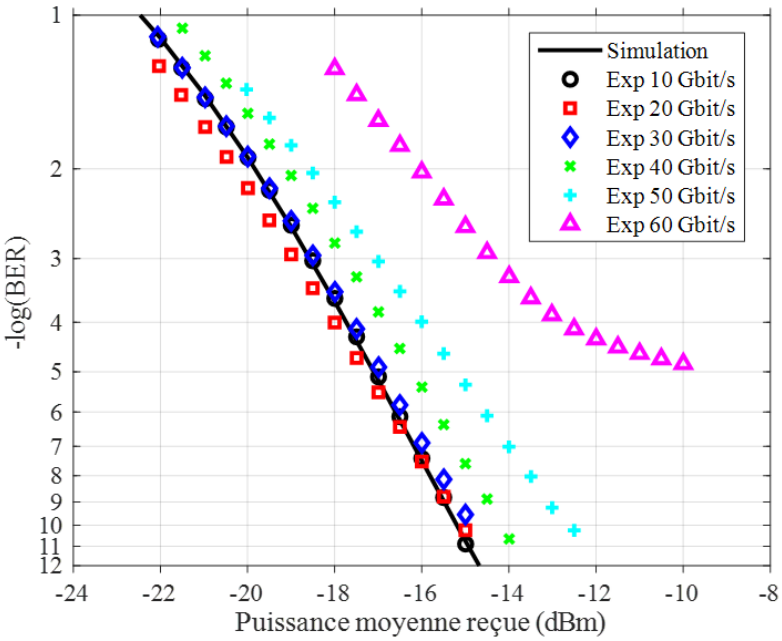


FIGURE 2.21 – Taux d'erreur sur les éléments binaires en fonction de la puissance moyenne reçue expérimental et simulé sans ISIs, pour des débits de 10 Gbit/s à 60 Gbit/s.

de seuil V_S, est calculé à partir du facteur de qualité donné par la formule suivante [44] :

$$Q = \left(\frac{1 - \frac{1}{ER}}{1 + \frac{1}{ER}}\right)\left(\frac{V_1 - V_0}{\sigma_1 + \sigma_0}\right) \tag{2.16}$$

Avec le Taux d'extinction (*Extinction Ratio*) (ER) en linéaire et les variances du bruit

sur les niveaux 1 et 0 définies comme suit :

$$\sigma_1^2 = \sigma_{1S}^2 + \sigma_{1Th}^2 \tag{2.17}$$

$$\sigma_0^2 = \sigma_{0S}^2 + \sigma_{0Th}^2 \tag{2.18}$$

Avec $\sigma_{1,0Th}$ l'écart type du bruit thermique respectivement sur les symboles 1 et 0, $\sigma_{1,0S}$ l'écart type du bruit de grenaille respectivement sur les 1 et les 0. Les tensions V_1 et V_0 sont calculées en connaissant la responsivité en A/W de la photodiode ainsi que le gain du TIA. Le taux d'extinction considéré pour le calcul analytique est celui que l'on a mesuré dans cette expérience, il est de 10 dB. Le taux d'erreur sur les éléments binaires est obtenu à partir du facteur de qualité grâce à l'équation suivante :

$$BER = \frac{1}{2} erfc \frac{Q}{\sqrt{2}} \tag{2.19}$$

Les mesures expérimentales réalisées à l'aide du montage de la figure 2.17 ainsi que les résultats de modélisation sont présentés sur la figure 2.21. Les courbes expérimentales de 10 Gbit/s à 60 Gbit/s sont représentées par les ronds de couleur. La courbe simulée est en trait plein noir.

On remarque que la courbe simulée colle très bien aux résultats expérimentaux pour des débits compris entre 10 Gbit/s et 30 Gbit/s. Au-delà, les points expérimentaux s'écartent de la courbe simulée. Ce décalage provient de l'influence des ISIs sur les performances de transmission. Dans le but de prendre en compte les pénalités provenants des ISIs, nous ajoutons à présent la prise en compte des variances des symboles 1 et 0 de l'émetteur. Pour cela, nous ajoutons aux variances des bruits thermiques et de grenaille, les variances des symboles 1 et 0 obtenues par la mesure $\sigma_{1,0Tx}$, tel que décrit dans la section 2.4.2.2.

$$\sigma_1^2 = \sigma_{1Tx}^2 + \sigma_{1S}^2 + \sigma_{1Th}^2 \tag{2.20}$$

$$\sigma_0^2 = \sigma_{0Tx}^2 + \sigma_{0S}^2 + \sigma_{0Th}^2 \tag{2.21}$$

Les différentes courbes simulées représentent les cas où l'on ajoute les valeurs estimées de $\sigma_{1,0Tx}$ récapitulées dans le tableau de la figure 2.19 en fonction du débit visé. En prenant en compte les ISIs, notre modèle fait apparaître la dégradation de la sensibilité

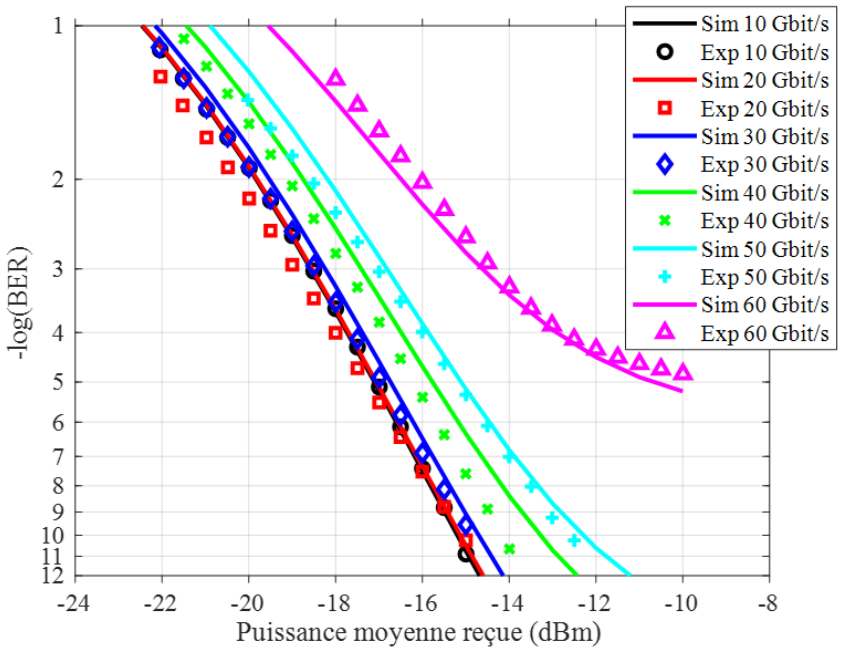


FIGURE 2.22 – Taux d'erreur sur les éléments binaires en fonction de la puissance moyenne reçue expérimental et simulé, pour des débits de 10 Gbit/s à 60 Gbit/s.

du récepteur ainsi que l'apparition de plancher d'erreur que l'on mesure expérimentalement lorsque le débit augmente. Ce modèle est capable de prévoir les performances en transmission d'un lien IM/DD en format de modulation NRZ-OOK, limité par le bruit thermique et en présence d'ISI. Cependant, notre modélisation des effets d'ISI étant basée sur une mesure expérimentale préliminaire, cela limite pour le moment l'utilisation de notre modèle aux canaux de transmission où la mesure préliminaire a été réalisée. Ceci est un axe d'amélioration de ces travaux, dans le but de généraliser le fonctionnement du modèle. L'une des pistes pourrait être d'effectuer un grand nombre de mesures pour différentes bandes passantes afin d'être capable d'extrapoler le comportement vis à vis des ISIs quelque soit la chaîne utilisée.

Il a déjà été vérifié au laboratoire par une mesure en *back-to-back* électrique, que la chaîne électrique n'est pas limitée par les ISIs. À 60 Gbit/s cependant, les limitations de la chaîne électrique contribuent à l'apparition du plancher d'erreur.

Dans la suite de ce chapitre, nous adaptons notre modèle pour lui permettre de prendre en compte les spécificités de deux autres schémas de réception : le cas des récepteurs préamplifiés optiquement et celui des photodiodes à avalanche.

2.4.4 La pré-amplification optique

Dans la suite de ce manuscrit, beaucoup de nos études utilisent des récepteurs pré-amplifiés optiquement notamment dans le chapitre 3 mais également dans le chapitre 4. C'est pourquoi ce paragraphe décrit les adaptations faites à notre modèle pour prendre en compte un récepteur pré-amplifié optiquement. Pour cela il est nécessaire d'ajouter des bruits qui sont liés aux paramètres et au type d'amplificateur considéré. En adaptant les-dits paramètres, ce modèle peut prendre en compte un amplificateur à fibre ou un amplificateur à semi-conducteur. La description du modèle s'attachera à rester dans un cas général. Les paramètres de l'amplificateur seront décrits en temps voulu.

En détection directe, la détection du signal se fait à l'aide d'un détecteur quadratique. En entrée de la photodiode, le signal se compose du signal utile (sig) et de l'émission spontanée (sp). En sortie de la photodiode, le photocourant est égal au carré du module de la somme des champs électriques de ces deux signaux comme décrit par l'équation 2.22 :

$$i = |E_{sig}(t) + E_{sp}|^2 = |E_{sig}|^2 + 2E_{sig}(t)E_{sp} + |E_{sp}|^2 \tag{2.22}$$

Ainsi, les bruits de battements spontanée-spontanée et signal-spontanée résultent de l'action du détecteur et puisent leur origine dans le bruit d'Emission spontanée amplifiée (*Amplified Spontaneous Emission*) (ASE) engendré par le pré-amplificateur.

Il est à noter également que le bruit de grenaille se trouve impacté par le gain du pré-amplificateur. La variance du bruit de grenaille s'écrit dans ce cas :

$$\sigma_S^2 = 2qr(P_S G)\Delta f(G_C F_C)^2 \tag{2.23}$$

Où P_S est la puissance optique du signal en entrée de l'amplificateur (en W). r est la responsivité de la photodiode en A/W. G représente le gain de l'amplificateur.

2.4.4.1 Le bruit de battement spontanée-spontanée

L'une des caractéristiques des amplificateurs optiques est d'émettre des photons spontanément (par émission spontanée amplifiée) sur une large bande spectrale. Cette bande spectrale dépend du type d'amplificateur comme expliqué précédemment dans ce chapitre. Le bruit de battement spontanée-spontanée est un bruit électrique que l'on rencontre dans un système comportant des amplificateurs optiques. Il résulte du battement dans le détecteur entre les différentes composantes de l'émission spontanée d'un amplificateur optique.

Ainsi, plus la bande d'émission spontanée est grande et plus ce battement sera important. La variance du bruit de battement spontanée-spontanée s'écrit [44] :

$$\sigma^2_{sp-sp} = (rh\nu GF_n)^2 \Delta\nu_{opt} \Delta_f (G_C F_C)^2 \tag{2.24}$$

$\Delta\nu_{opt}$ est la bande passante du filtre optique en Hertz. On voit que le battement spontanée-spontanée dépend de la bande passante du filtre optique ou, à défaut de filtre optique dans le montage, de la bande d'émission spontanée. Ainsi, un SOA de par son émission spontanée plus large spectralement, générera plus de bruit de battement spontanée-spontanée qu'un amplificateur à fibre dans le cas d'un montage sans filtre optique.

2.4.4.2 Le bruit de battement signal-spontanée

Le second bruit résultant de l'amplificateur optique est le bruit de battement signal-spontanée. Il provient du battement entre le signal à amplifier et l'émission spontanée amplifiée de l'amplificateur se trouvant dans la même zone spectrale. Sa variance est décrite par l'équation suivante [44] :

$$\sigma^2_{sig-sp} = 2h\nu(rG)^2 F_n P_S \Delta_f (G_C F_C)^2 \tag{2.25}$$

F_n est le facteur de bruit de l'amplificateur. h est la constante de Planck (J.s) et ν est la fréquence optique du signal en Hertz. Le montage simulé par notre modèle est décrit sur la figure 2.23. Un amplificateur optique de gain G est ajouté devant la photodiode.

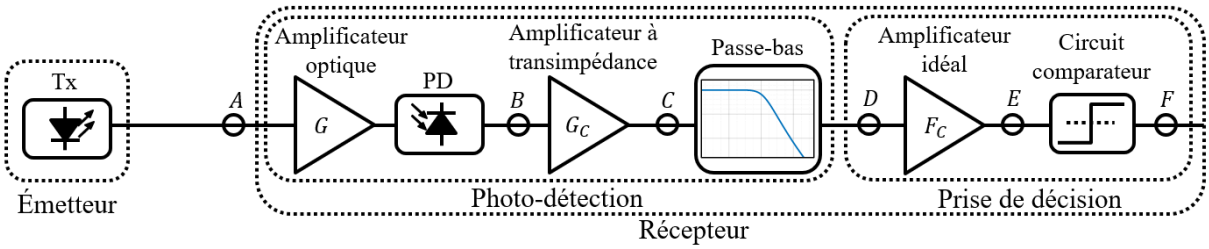


FIGURE 2.23 – Schéma du montage pré-amplifié, simulé par notre modèle analytique.

2.4.4.3 Rapport entre le bruit de battement signal-spontanée et le bruit de battement spontanée-spontanée

En utilisant les équations 2.25 et 2.24, il est possible de très simplement calculer le rapport entre le bruit de battement signal-spontanée et le bruit de battement spontanée-

spontanée.

$$\frac{\sigma^2_{sig-sp}}{\sigma^2_{sp-sp}} = \frac{2h\nu(rG)^2 F_n P_S \Delta_f}{(rh\nu G F_n)^2 \Delta\nu_{opt}\Delta_f} \tag{2.26}$$

$$\frac{\sigma^2_{sig-sp}}{\sigma^2_{sp-sp}} = \frac{2P_S}{h\nu F_n \Delta\nu_{opt}} \tag{2.27}$$

On voit alors que le rapport dépend de plusieurs paramètres importants. Tout d'abord, on remarque l'influence du facteur de bruit de l'amplificateur. Plus ce dernier sera élevé et plus l'influence du bruit de battement spontanée-spontanée sera importante par rapport au bruit de battement signal-spontanée. La bande passante du filtre optique, si il y en a un, rentre également en jeu. Un filtre optique fin aura tendance à contribuer à ce que le bruit de battement signal spontanée soit dominant. Finalement, le rapport dépend également de la puissance du signal en entrée de l'amplificateur. Plus la puissance du signal sera élevée, plus le bruit de battement signal-spontanée dominera le bruit de battement spontanée-spontanée.

2.4.4.4 Performances d'un récepteur pré-amplifié

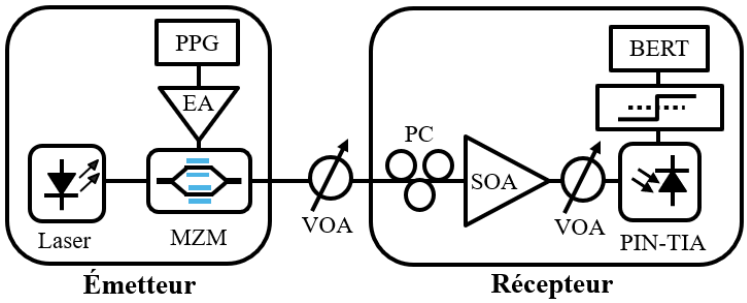


FIGURE 2.24 – Schéma du montage expérimental pour mesure de référence dans le cas d'un récepteur pré-amplifié.

Des mesures de référence ont été réalisées à l'aide du montage décrit par la figure 2.24 afin de vérifier le fonctionnement du modèle. L'émetteur est exactement le même que celui décrit sur la figure 2.17. Du côté du récepteur, une chaîne de pré-amplification a été ajoutée. Après le VOA, un contrôleur de polarisation est inséré avant un amplificateur optique. À la sortie de l'amplificateur, un second VOA est utilisé pour gérer la puissance sur le récepteur. Il est important de noter que dans ce cas, le gain G considéré dans notre modèle représente, sur le montage expérimental, le gain équivalent (noté G_{eq}) égal à la

somme du gain de l'amplificateur et des pertes du VOA : $G_{eq} = G \times \alpha_{VOA}(lin.)$. En prenant en compte les bruits de battement sig-sp et sp-sp, nous obtenons les mesures présentées sur la figure 2.25. Dans cette simulation, nous avons considéré un SOA avec les paramètres suivants : $F_n = 8\ dB$ et $\Delta\nu_{opt} = 40\ nm$, le gain du SOA est mesuré expérimentalement à un courant de 92 mA et chargé dans le modèle afin de prendre en compte les effets de saturation du gain. En petit signal, le gain du SOA à ce courant est de 18 dB, il est suivi d'un VOA pour protéger la photodiode. En prenant en compte les pertes du VOA, le gain équivalent est de : $G_{eq} = 7,6\ dB$. Comme précédemment, les ronds représentent les points expérimentaux et les traits pleins, les courbes simulées.

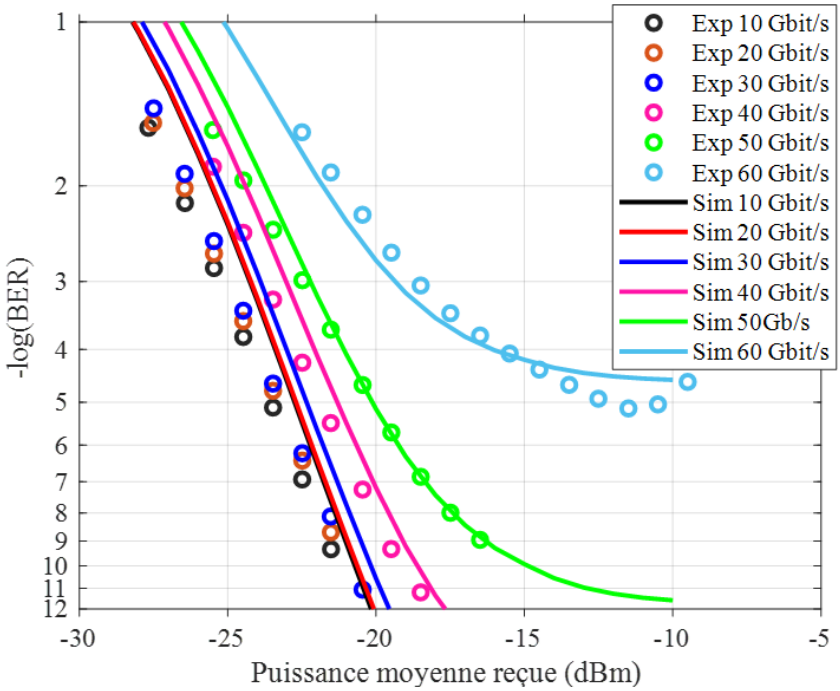


FIGURE 2.25 – BER en fonction de la puissance moyenne reçue en expérimental et simulé avec pré-amplification optique.

Les résultats prédits par le modèle analytique sont proches de ceux obtenus expérimentalement. Le décalage entre l'expérience et la simulation (jusqu'à 1 dB) peut provenir du fait que l'on ne connaît pas précisément le facteur de bruit de notre amplificateur, et que le modèle est plus simple que la réalité de l'expérience notamment car les filtrages optiques et électriques ne sont pas rectangulaires. De plus, ce modèle est un modèle analytique qui ne prend pas en compte les effets temporels tels que les effets non-linéaire ou le temps de vie des porteurs. Cependant le but n'est pas de reproduire parfaitement les résultats

expérimentaux à l'aide de ce modèle mais de comprendre les tendances et les limitations. Un point important est que l'utilisation d'un pré-amplificateur vise à améliorer la sensibilité du récepteur. Le bruit thermique, limitant une transmission sans pré-amplificateur est masqué par les bruits optiques en excès (battement sp-sp et battement sig-sp) qui deviennent dominants. Ainsi, on observe une amélioration de l'ordre de 6 dB de la sensibilité du récepteur grâce à l'ajout d'un SOA en pré-amplification optique (pour un BER de 1.10^{-2}) avec les paramètres de simulation utilisés.

Ce principe de pré-amplification est un principe bien connu en radio. En plaçant devant le récepteur, un élément de fort gain et de faible facteur de bruit dont le bruit va dominer celui des étages suivants (par exemple le bruit thermique) en raison du fort gain du pré-amplificateur, il est ainsi possible d'améliorer la sensibilité du récepteur.

On trace maintenant sur la figure 2.26 la densité spectrale de bruit non pas en fonction de la puissance mais en fonction du gain de l'amplificateur afin de vérifier que l'on travaille bien dans la zone de prédominance du bruit optique. La puissance du signal reçu en entrée du pré-amplificateur est ici de -20 dBm.

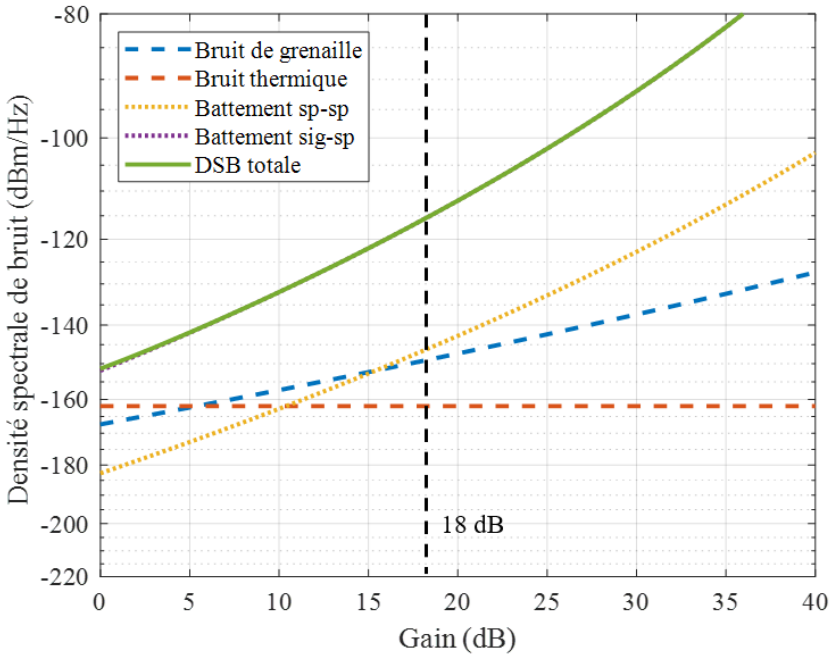


FIGURE 2.26 – Densité spectrale de bruit en fonction du gain de l'amplificateur sans filtre optique et avec un facteur de bruit de 8 dB.

Lors de nos mesures expérimentales de référence, le gain de l'amplificateur optique était de 18 dB (hors pertes α_{VOA}) et aucun filtre optique n'était présent. À cette valeur

de gain, d'après la figure 2.26, le bruit dominant est le bruit de battement signal-spontané. Nous sommes bien en régime de domination du bruit optique en excès. La limitation de la sensibilité du récepteur par le bruit thermique est bien repoussée à l'aide de notre pré-amplificateur.

Une alternative à la pré-amplification optique de récepteurs PIN, est l'utilisation de photodiodes à avalanche. Grâce à son gain interne, ce type de diode permet également d'améliorer la sensibilité. Cependant de par le processus de multiplication qui a lieu à l'intérieur de la diode, les contributions des bruits sont un peu différentes.

2.4.5 Le cas d'une photodiode à avalanche

Dans le cas où le récepteur est une photodiode à avalanche et non un récepteur simple ou pré-amplifié, le bruit de grenaille est influencé par le gain d'avalanche M provenant de la multiplication des porteurs dans la zone d'avalanche. La variance du bruit de grenaille devient [44] :

$$\sigma_S^2 = 2qM^2F_A(I + I_d)R_L\Delta f(G_CF_C)^2 \tag{2.28}$$

Cette variance est similaire à celle du cas d'une photodiode PIN (voire section 2.4.1.2, équation 2.10), à ceci près qu'il faut prendre en compte le paramètre I_d qui est le courant d'obscurité de l'APD et le gain d'avalanche M. Il faut aussi tenir compte de F_A qui est le facteur de bruit en excès qui représente le bruit additionnel apporté par le processus d'avalanche. Il est défini selon l'équation suivante :

$$F_A = k_AM + (1 - k_A)(2 - 1/M) \tag{2.29}$$

Le paramètre k_A est le coefficient d'ionisation. C'est un coefficient sans dimension qui exprime le rapport des probabilités de démarrer un processus d'avalanche à partir d'un électron ou d'un trou. Au final, la sensibilité d'une photodiode à avalanche sera meilleure que celle d'une photodiode PIN (en dehors des contraintes de bande passante). Le bruit de grenaille sera aussi plus important pour une APD mais le facteur multiplicatif affectant le signal est plus important que celui affectant le bruit, ainsi l'APD présente une amélioration de la sensibilité. La contribution du bruit thermique reste quant à elle inchangée. La somme des bruits est également identique au cas sans pré-amplificateur.

Dans le chapitre 3, des APDs en Ge/Si ont été utilisées en tant que récepteur sur une transmission descendante pour le 50G-PON. Les paramètres de ces APDs ont étés utilisés

pour ajuster le modèle. Les résultats de simulation sont présentés sur la figure 2.27 pour une APD avec les paramètres estimés [56] suivant : une EO-BW de 25 GHz et un gain d'avalanche $M = 13,55$ donnant une responsivité $r = 6,1A/W$ (responsivité primaire $r = 0,45A/W$ à $V_{br} - 1V$).

Les paramètres de l'émetteur sont identiques à ceux du cas de la photodiode PIN avec et sans pré-amplificateur. Le modèle prédit une sensibilité de -27,5 dBm à 50 Gbit/s avec cette APD notamment grâce au gain d'avalanche, et ce malgré notamment le bruit de grenaille plus important d'une APD. Les performances expérimentales sont plus faibles de 0,6 dB que ce que prédit le modèle comme le montre la courbe expérimentale à 50 Gbit/s sur la figure 2.27. En effet, les ISIs, résultantes du filtrage passe-bas du signal par le canal, dépendent de la bande-passante de ce dernier. Or, les paramètres $\sigma_{1,0\ Tx}$ ont été mesurés avec un récepteur d'une EO-BW de 42 GHz alors que la bande passante de l'APD utilisée pour la mesure expérimentale est de 28,7 GHz avec un filtre FIR. La dégradation des performances au-delà de -16 dBm provient de la saturation du TIA du récepteur.

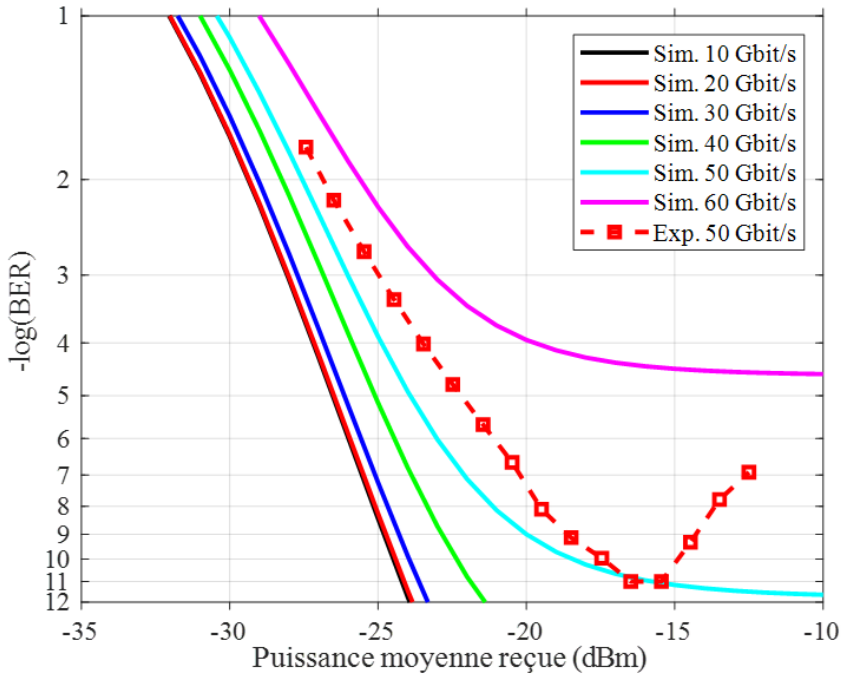


FIGURE 2.27 – Taux d'erreur sur les éléments binaires en fonction de la puissance moyenne reçue, en expérimental et simulé pour une photodiode à avalanche.

2.4.6 Résumé de l'étude du NRZ-OOK et comparaison des récepteurs

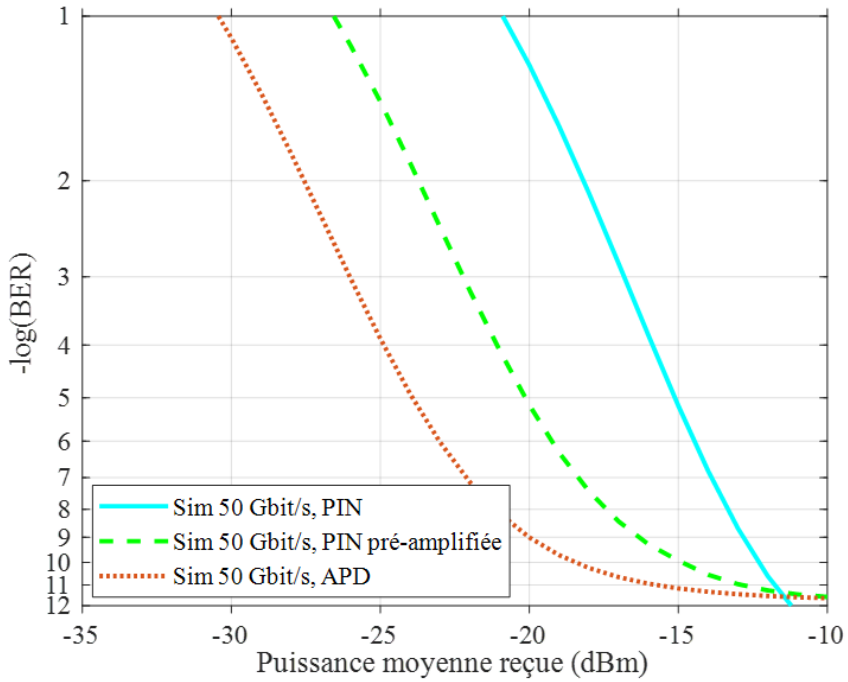


FIGURE 2.28 – Taux d'erreur sur les éléments binaires en fonction de la puissance moyenne reçue pour différents récepteurs.

Il est possible, en considérant une hypothétique APD et une PIN de même EO-BW, de comparer les performances des différentes chaînes de réception considérées dans mes travaux. La figure 2.28 montre le calcul du BER en fonction de la puissance reçue à 50 Gbit/s d'une photodiode PIN de bande passante 42 GHz, d'une PIN pré-amplifiée optiquement à l'aide d'un SOA présentant 18 dB de gain et un facteur de bruit de 8 dB avec 10 dB de pertes pour protéger la photodiode et d'une APD d'une bande passante de 42 GHz. À bande passante équivalente (42 GHz), un récepteur pré-amplifié améliore la sensibilité de 6,5 dB avec l'aide de l'amplificateur optique. Une APD de bande passante équivalente, produirait une amélioration de la sensibilité de 9,5 dB par rapport au cas de la photodiode PIN seule. Ainsi, à bande passante égale, dans notre cas d'étude basé sur des paramètres expérimentaux, l'APD devrait produire de meilleurs résultats que la photodiode PIN pré-amplifiée.

Dans la suite de ce manuscrit, les résultats de ce modèle seront utilisés pour comprendre et discuter certains résultats expérimentaux du chapitre 3. Une part importante

des travaux de cette thèse utilisait un format de modulation d'amplitude à 4 niveaux PAM-4. La suite de ce chapitre décrit les adaptations de notre modèle analytique pour lui permettre de calculer les performances théoriques dans le cas de l'utilisation du PAM-4.

2.4.7 Le cas d'un signal PAM-4

Si l'on conserve le même transmetteur, présentant la même bande passante de l'émetteur et du récepteur ainsi que le même taux d'extinction, on observera une dégradation de la sensibilité du récepteur d'un minimum théorique de 4,77 dB dans le cas d'un émetteur de taux d'extinction infini et d'un récepteur uniquement limité par le bruit thermique (Annexe A). Autrement dit, une puissance optique plus importante sera requise sur le récepteur pour différencier des états d'amplitudes adjacents. En effet, il n'y a plus deux mais quatre niveaux à détecter pour la même puissance moyenne. La distance entre deux niveaux à différencier est donc plus faible.

Afin de prendre en compte non plus un signal modulé en NRZ-OOK mais un signal modulé en PAM-4, nous procédons de la façon suivante : le BER est calculé en prenant des décisions à partir de trois seuils de décisions entre deux niveaux adjacents, respectivement les symboles 0 et 1, 1 et 2, 2 et 3. À l'aide de cette décomposition, le BER est calculé indépendamment pour chacune des 3 prises de décision. Le BER total du signal PAM-4 peut être obtenu à partir du BER à chacune des prises de décision en appliquant l'expression suivante [57].

$$BER = \frac{1}{2}BER_1 + BER_2 + \frac{1}{2}BER_3 \tag{2.30}$$

Où $BER_{1,2,3}$ correspondent respectivement au BER aux trois seuils de décision 1, 2 et 3. On définit trois taux d'extinction $ER_{1,2,3}$ schématisés sur la figure 2.29 et définis respectivement comme les rapports de puissances entre les symboles 0 et 1, 1 et 2, 2 et 3.

Dans ce cas, les variances des bruits de l'émetteur des symboles 0, 1, 2 et 3 ne sont pas mesurées expérimentalement. En revanche, les taux d'extinction $ER_{1,2,3}$ sont mesurés expérimentalement à l'aide du montage expérimental de la figure 2.30. Il s'agit là d'un montage expérimental destiné à mesurer le taux d'extinction du signal PAM-4 en sortie d'émetteur et non d'un montage simulé. Le signal électrique de modulation à 50 GBaud en PAM-4 est généré à l'aide de deux générateurs de séquences (PPG) générant chacun un signal NRZ-OOK à 50 Gbit/s. Ces deux signaux sont combinés dans un Convertisseur numérique-analogique (*Digital to Analog Converter*) (DAC). Le signal est égalisé à l'aide

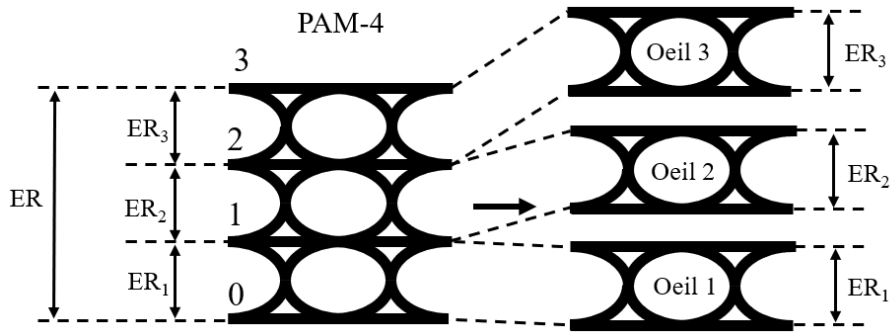


FIGURE 2.29 – Principe de la décomposition d'un signal PAM-4 dans le modèle analytique.

d'un FIR analogique avant d'être amplifié à l'aide d'un Amplificateur électrique (*Electrical Amplifier*) (EA). L'optimisation du filtre FIR est décrite dans le chapitre 4 à la section 4.4. Finalement, le signal est appliqué à un MZM d'une EO-BW de 40 GHz. Le signal optique est reçu sur une photodiode PIN de 52 GHz de bande passante (les mesures de $\sigma_{1,0Tx}$ avec une photodiode à avalanche ne seront pas réalisées ici). Le signal en sortie est visualisé sur un oscilloscope *Digital Communication Analyzer* (DCA) de 70 GHz de bande passante.

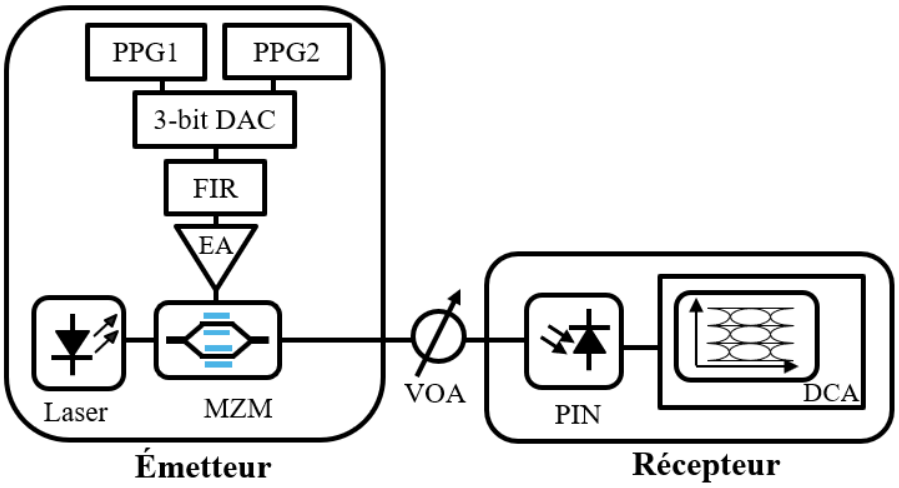


FIGURE 2.30 – Montage expérimental pour la mesure des taux d'extinction en PAM-4.

Grâce à la mesure des ERs , notre modèle est ainsi capable d'estimer analytiquement le BER théorique pour une transmission en PAM-4 limitée par le bruit thermique du récepteur, le taux d'extinction de l'émetteur, et les ISIs liés à la limitation en bande passante de la chaîne de transmission. Ce calcul est réalisé en utilisant les équations 2.7 et 2.30 et en reprenant les valeurs de $\sigma_{1,0Tx}$ mesurées en NRZ-OOK, le modulateur et le

récepteur étant inchangés.

La figure 2.31 présente une estimation simulée du BER en fonction de la puissance moyenne reçue pour des débits de 10 GBaud à 50 GBaud. On superpose sur la courbe, les points expérimentaux obtenus à 50 GBaud ; pour des raisons de temps, nous n'avons pas pu mesurer l'ensemble des points expérimentaux en fonction du débit ; néanmoins, on estime que le modèle semi-analytique choisi pour estimer le BER d'une transmission PAM-4 est fidèle aux résultats expérimentaux. On remarque une dégradation de la sensibilité du récepteur au delà de 30 GBaud (de l'ordre de 2 dB entre 10 et 50 GBaud à $BER = 1.10^{-2}$). De plus, un plancher d'erreur est présent même à 10 GBaud à cause de la présence des ISIs qui sont très impactantes de part la proximité entre les niveaux du PAM-4. Ce n'était pas le cas avec le format de modulation NRZ-OOK. Ce plancher d'erreur subit une forte dégradation avec l'augmentation de la vitesse de modulation, de 8.10^{-9} à 10 GBaud, il atteint 2.10^{-3} à 50 GBaud.

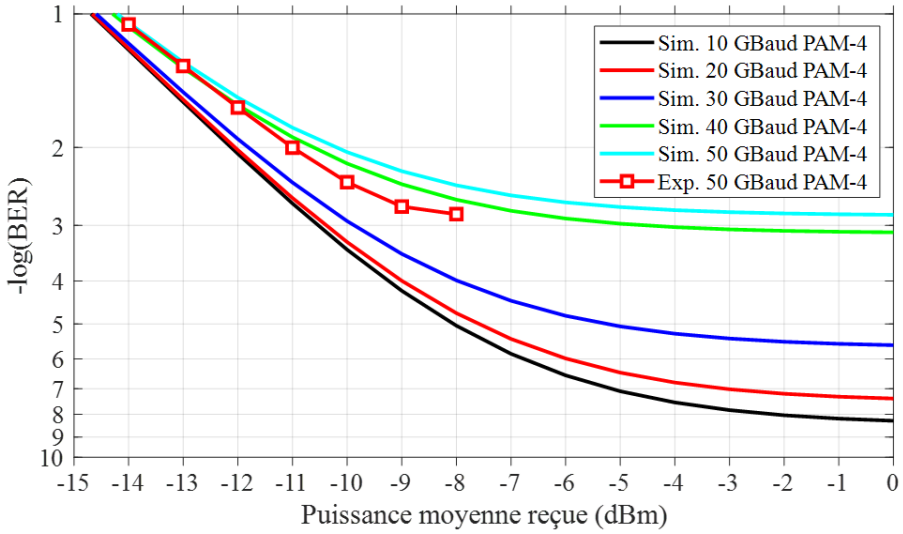


FIGURE 2.31 – BER en fonction de la puissance moyenne reçue en PAM-4 de 10 à 50 GBaud.

Les transmissions utilisant des formats de modulation d'amplitude multi-niveaux sont très sensibles aux ISI du fait des transitions multi-niveaux qui ferment temporellement le diagramme de l'oeil et impliquent la présence de plancher d'erreur à un BER plus important qu'en NRZ-OOK.

L'adaptation de notre modèle analytique aux signaux PAM-4 nous permettra de comparer la théorie à nos résultats expérimentaux obtenus avec ce format de modulation. Ces résultats sont présentés dans le chapitre 4.

2.5 Conclusion du chapitre

Dans ce chapitre, nous avons exposé les différents éléments constitutifs d'un canal de transmission en modulation d'intensité et détection directe. Les émetteurs et les récepteurs communément utilisés dans les réseaux d'accès optique ainsi que l'amplification optique ont ainsi été passés en revue. Les égaliseurs et les codes correcteurs d'erreurs ont brièvement été introduits ainsi que les métriques permettant de qualifier les transmissions. Nous avons ensuite présenté un modèle analytique permettant de prendre en compte les différents bruits affectant la transmission. La simple prise en compte de ces bruits ne permettait pas de rendre compte des performances d'un canal de transmission limité par la bande passante. En ajoutant la prise en compte des interférences inter-symboles par une méthode mêlant la mesure expérimentale et l'ajustement des paramètres du modèle, un "bruit" lié à l'émetteur a été défini pour prendre en compte les limitations de bande passante du canal de transmission. Notre modèle est ainsi capable de prendre en compte ces effets et donner des résultats conformes à nos observations expérimentales. Notre modèle est également capable de prendre en compte un récepteur pré-amplifié et les bruits qui lui sont associés. En comparant les performances simulées d'un système pré-amplifié optiquement et d'un système basé sur une photodiode à avalanche, la sensibilité à $BER = 1.10^{-2}$ est meilleure de 9,5 dB dans le cas de la photodiode à avalanche pour une même bande passante. Dans la suite de ce manuscrit, ce modèle sera utilisé pour appuyer, comprendre et discuter les résultats obtenus lors de nos expérimentations.

Chapitre 3

Les transmissions jusqu'à 50 Gbit/s pour la fibre à la maison

3.1 Introduction

La fibre à la maison (FTTH) permet aujourd'hui à de nombreux clients de profiter d'une connexion internet très haut débit grâce aux PON. La première génération de PON utilisée par Orange pour son réseau d'accès utilise la norme G-PON [20]. Le G-PON est un PON offrant une capacité maximale de 2,5 Gbit/s dans le sens descendant et 1,25 Gbit/s dans le sens montant. Le déploiement de cette technologie a commencé en 2008. Le déploiement du XGS-PON [30] en coexistence avec le G-PON a commencé en 2023. Des plans de longueurs d'onde différents pour chacune de ces technologies permettent une coexistence sur les mêmes arbres PON. Le XGS-PON propose un débit symétrique de 10 Gbit/s.

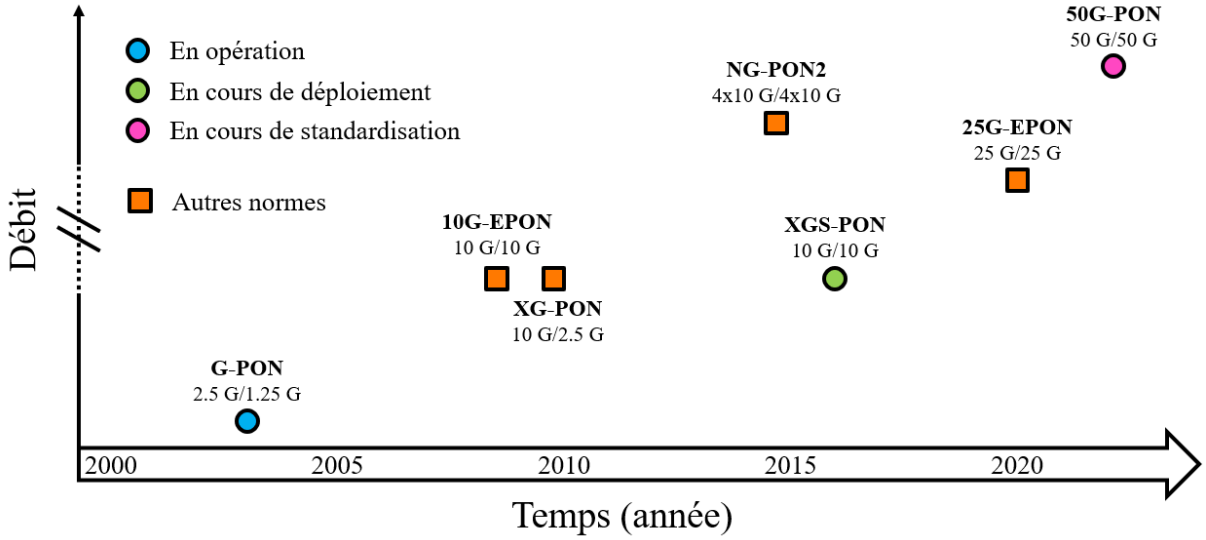


Figure 3.1 – Frise chronologique de l'évolution des normes PON.

La figure 3.1 nous permet de visualiser dans le temps l'apparition des principales normes de PON. Les normes choisies par Orange pour son réseau sont représentées par des cercles. D'autres normes importantes dans l'environnement normatif mais qui sont également nécessaires pour situer les travaux de cette thèse sont identifiées par les marqueurs carrés orange. La norme G-PON a été proposée par l'ITU-T dès 2003, bien que des évolutions majeures aient complété le standard au fil du temps. Le XGS-PON quant à lui a été standardisé en 2016. Concernant la suite, deux options principales semblent émerger, le 25G-EPON et le 50G-PON. Une troisième option est un MSA nommé le 25GS-PON [58] dont nous ne parlerons pas en détail dans ce manuscrit. Ce MSA vise à proposer un PON symétrique à 25 Gbit/s. Nous nous concentrons sur le 25G-EPON et le 50G-PON. Le 25G-EPON est une norme IEEE proposant un débit symétrique de 25 Gbit/s. La norme ITU-T 50G-PON comporte 3 options. Le débit descendant est toujours égal à 50 Gbit/s. La différence entre les options porte sur le débit montant. Trois options sont proposées : 12,5 Gbit/s, 25 Gbit/s et 50 Gbit/s.

Comme discuté dans le chapitre 1, entre ces deux options pour l'après 10 Gbit/s, la position d'Orange est plutôt en faveur du 50G-PON de l'ITU-T notamment de part l'expertise acquise avec le temps sur les normes ITU-T. De plus, le 25G-EPON semble proche du débit fourni par les générations précédentes comparé à ce que proposera le 50G-PON. Cela justifie plus difficilement un remplacement des systèmes et modules optiques.

Cependant, comme résumé dans le premier chapitre, de nombreux défis techniques restent à relever avant la réalisation opérationnelle d'un 50G-PON. Nombre de ces défis proviennent de l'infrastructure fibre déjà déployée. Le coût de l'infrastructure représente près de 80% des coûts des réseaux. Il est donc primordial de préserver l'infrastructure déjà en place. Cela impose différentes contraintes, reprises par les normes. Pour comprendre ces contraintes, il est important de décrire succinctement l'infrastructure assez spécifique du PON.

Une vue schématique de la topologie des réseaux d'accès optiques pour le FTTH est proposée sur la figure 3.2. Sauf pour des situations particulières, le FTTH utilise une topologie point à multipoint. C'est à dire, qu'une seule interface optique est utilisée côté opérateur pour connecter plusieurs utilisateurs. L'équipement de transmission côté opérateur se nomme l'OLT. Un OLT est composé de plusieurs cartes qui peuvent chacune accueillir plusieurs ports. Chaque port permet de connecter un arbre PON, c'est à dire jusqu'à 64 utilisateurs (actuellement dans le cas d'Orange). Un seul arbre PON est représenté sur la figure 3.2. Une fibre de transport (*feeder fiber*) est utilisée pour connecter un

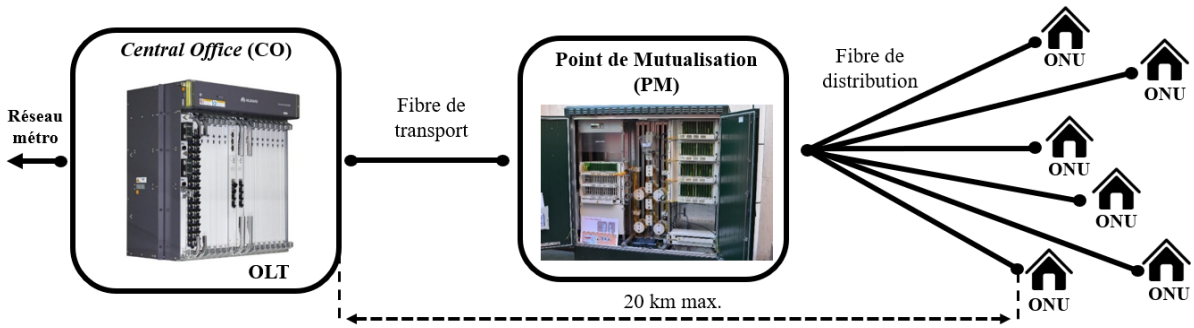


FIGURE 3.2 – Topologie des réseaux d'accès optiques pour le FTTH.

port de l'OLT à un coupleur dans un point de mutualisation (PM), une armoire de rue. À partir de ce point de mutualisation, le signal optique provenant le l'OLT est séparé et distribué sur N fibres, N étant le nombre de clients sur l'arbre PON considéré. Le signal parvient ensuite à chaque utilisateur. Sur ce type de lien, on utilise le multiplexage temporel (TDM). Tous les utilisateurs reçoivent l'intégralité du signal descendant. Seulement un bloc temporel est attribué à chaque utilisateur, et ces derniers ne sont en mesure de décoder que la partie qui leur est attribuée. Dans le sens montant, le principe reste sensiblement le même. L'OLT, agissant tel un chef d'orchestre attribue un temps de parole à chaque utilisateur. Les signaux montants provenant de chaque utilisateur sont ainsi recombinés au niveau du coupleur sans collision temporelle.

À partir de cette infrastructure, de la portée et du nombre maximal de clients détaillés dans le chapitre 1, le budget optique doit atteindre 29 dB pour qu'un système fonctionne. Une plage dynamique de 15 dB est également spécifiée dans les standards pour prendre en compte les utilisateurs les plus éloignés du central comme les plus proches. Ainsi, la plage de budget optique que l'on considère s'étend de 14 à 29 dB. La problématique principale de ce chapitre consiste à augmenter la capacité des interfaces PON jusqu'à 50 Gbit/s. Afin de rester compatible avec les contraintes de coût des réseaux d'accès, il est important de conserver les technologies les plus simples possibles. Il est également primordial comme détaillé précédemment de conserver l'infrastructure en place. Ce chapitre se concentre sur l'étude des problèmes de transmission au niveau couche physique posés par le 50G-PON. Dans un premier temps, un état de l'art des solutions d'accès optique à 50 Gbit/s sera réalisé. Les résultats expérimentaux seront présentés en trois grandes parties. La première regroupe nos travaux sur le lien montant et notamment l'amplification optique de paquets de données. Dans un second temps, on s'intéressera au lien descendant et notamment l'étude d'une photodiode à avalanche pour répondre aux contraintes de sensibilité du

récepteur. Une troisième partie sera consacrée à la question de l'amplification optique en configuration bidirectionnelle. Ce chapitre se terminera par une conclusion résumant les résultats et enseignements de ce chapitre.

3.2 État de l'art des solutions d'accès optiques à 50 Gbit/s

Avec le déploiement opérationnel du G-PON, et la standardisation du XGS-PON, les efforts de la communauté se sont naturellement tournés vers le ou les successeurs de ces technologies. On désignera par technologies *legacy*, les technologies G-PON et XGS-PON. Deux grandes solutions pour l'après 10 Gbit/s se détachent et sont portées par la communauté. Il s'agit du 25G-EPON par l'IEEE et le 50G-PON par l'ITU-T. Un fait nouveau est que ces futures solutions ne sont plus uniquement orientées vers des usages résidentiels mais également vers des usages industriels. Antérieurement au développement du 50G-PON, des solutions à haut débit pour l'accès ont été proposées [59, 60].

La réalisation d'un PON à 50 Gbit/s pose de nombreux problèmes. Atteindre ces débits, à l'aide uniquement de composants *low-cost* et en restant sur une technologie simple relève du défi. L'un de ces défis est la sensibilité du récepteur. Dans la norme 50G-PON, le débit sera de 50 Gbit/s dans le sens descendant, et le débit montant aura trois options : 12,5 Gbit/s, 25 Gbit/s ou 50 Gbit/s. Pour chacun des sens de transmission et pour chaque option, une valeur de sensibilité est spécifiée. Celle-ci doit être à minima de -24 dBm pour le signal descendant à 50 Gbit/s, et de -23,7 dBm pour le signal montant à 50 Gbit/s et -24,5 dBm dans le sens montant à 25 Gbit/s [26]. Pour atteindre ces fortes sensibilités, différentes méthodes ont été proposées par la communauté. L'utilisation de pré-amplification optique a permis d'obtenir des sensibilités de -28,6 dBm [61] en continu (pas de mode burst), à l'aide d'un récepteur type SOA-PIN. Pour atteindre les exigences de forts budgets optiques, une possibilité est d'augmenter la puissance de l'émetteur. Pour cela, des essais de co-intégration de SOA directement avec les émetteurs [62] ou la fabrication d'émetteurs à forte puissance de sortie [31] ont été réalisés. La puissance d'émission d'un émetteur intégré a ainsi atteint 13 dBm à la facette de sortie. Le but de ces études est d'atteindre les forts budgets optiques imposés par l'infrastructure et les normes. Ainsi, Huawei Technologies conjointement avec Orange rapportent un budget optique de 30 dB sans traitement du signal et avec un SOA partagé [63].

On notera une nouveauté du 50G-PON par rapport aux technologies antérieures :

l'introduction d'égalisation et de nouvelles métriques associées. L'introduction de techniques d'égalisation (2.2.6.2) a pour effet de permettre l'utilisation de composants moins performants, notamment en termes de bande passante. Cependant, l'introduction de ces technologies dans le PON pose de nombreuses questions. L'introduction de techniques d'égalisation reste à la discrétion de l'équipementier, qui est libre d'implémenter les solutions recommandées par la norme ou de faire à sa façon, du moment que le système respecte la norme en termes de performances de transmission. L'égalisation pour le PON fait l'objet de nombreuses études portant sur l'adaptabilité de l'égalisation et ses performances à l'aide de schéma d'égalisation simple [64, 65, 66, 67]. L'implémentation d'égalisation couplée à la diversité des liens optiques pouvant être rencontrés sur le terrain, pourrait possiblement nécessiter une adaptabilité de l'égalisation. En effet, deux chemins optiques sur le même PON, menant à deux ONUs différents peuvent présenter de nombreuses caractéristiques différentes (émetteur, distance, ...). Ainsi, de nombreuses études se sont intéressées à la façon de réaliser cette égalisation, fixe ou adaptative, et de quelle façon procéder pour adapter l'égalisation [64]. De plus, l'introduction d'égalisation implique de revoir les métriques. Le *Transmitter and Dispersion Eye Closure* (TDEC) est une nouvelle métrique servant à qualifier un émetteur. À l'aide d'un masque et d'un récepteur de référence, le TDEC vise aussi à garantir que mis en face d'un récepteur aux caractéristiques définies par la norme, l'émetteur pourra satisfaire aux contraintes de budget optique. Un émetteur montrant un TDEC de 1 dB plus élevé qu'un autre induira théoriquement une pénalité de 1 dB à la réception. Le TDEC, la façon de le calculer et de le mesurer ont été fortement étudiés [68, 69, 70] et ces méthodes restent, à ce jour, à clarifier pour converger vers des valeurs sûres et répétables.

Des technologies alternatives pour l'après 10 Gbit/s, différentes du 25G-EPON et du 50G-PON, sont également proposées. On peut citer notamment le *Flexible 50 (C) and 100 (L) rateS Passive Optical Network* (FLCS-PON) de Nokia, dont le débit ainsi que le format de modulation s'adaptent aux caractéristiques du lien menant jusqu'à l'utilisateur [71]. Par exemple, un client proche du central profitera d'un débit proche de 100 Gbit/s à l'aide de format de modulation avancé et d'un code correcteur d'erreur réduit, tandis qu'un client lointain, ne recevra que 25 Gbit/s avec un FEC fort. Cette option n'est pas au stade d'avancement des technologies précédemment citées, en terme de standardisation.

À l'heure de la rédaction de ce chapitre, des prototypes de systèmes 50G-PON fournis par des fabriquants tels que ZTE ou Huawei sont en cours d'évaluation dans nos laboratoires [72]. Les efforts fournis par la communauté pour la conception rapide d'un système

50G-PON sont notamment poussés par les marchés asiatiques pour de la connectivité spécifique aux réseaux mobiles ou aux entreprises 4.0, tandis qu'en Europe les besoins ou services justifiant de tels débits n'ont pour l 'heure pas été exprimés par les opérateurs.

Dans ce chapitre, nous allons nous intéresser au futur des liens optiques à 50 Gbit/s pour le FTTH. Nous explorerons diverses façons d'atteindre les performances de transmission requises des liens descendant et montant pour le futur 50G-PON. Dans la section suivante, nous commençons par nous pencher sur les problématiques du lien montant apportées par l'augmentation de la bande passante du récepteur et la potentielle utilisation d'amplificateurs optiques pour des transmissions en mode *burst*.

3.3 Étude du lien montant du futur 50G-PON

La particularité du lien montant repose dans la façon dont sont transmises les données. Chaque ONU dispose d'un temps de parole attribué par l'OLT. En dehors de cette fenêtre temporelle, l'ONU ne peut émettre. Ceci, principalement pour éviter les interférences entre ONUs au niveau du coupleur. Le fonctionnement est expliqué schématiquement sur la figure 3.3. Lorsqu'un ONU s'identifie auprès de l'OLT, ce dernier réalise une mesure de temps de vol. Cela permet à l'OLT de savoir précisément à quelle distance se trouvent les différents ONUs. Ainsi, l'OLT est en mesure de produire un planning temporel d'émission précis permettant d'éviter les collisions de paquet (*burst*) au niveau du coupleur.

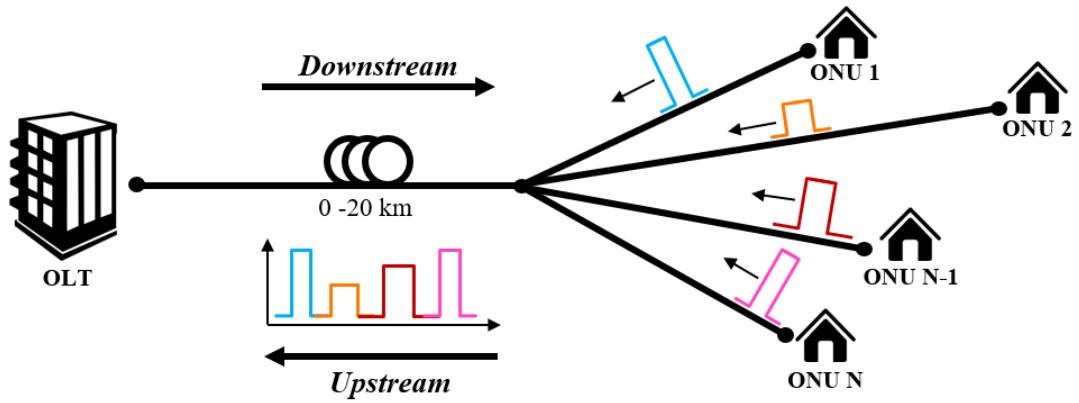


FIGURE 3.3 – Architecture PON et mode *burst*.

Chaque ONU émet son *burst* à l'instant qui lui est attribué par l'OLT. Les *bursts* sont recombinés au niveau du coupleur. Les *bursts* de différentes couleurs sur la figure 3.3 permettent de visualiser le déroulement d'une telle transmission.

3.3.1 Amplification optique de paquets de données

À haut débit, la puissance qui doit être reçue pour permettre d'atteindre les contraintes de budget optique peut s'avérer importante. Notamment à cause de la sensibilité faible des récepteurs disponibles à ces bandes passantes. Nous cherchons ici à repousser la sensibilité du récepteur pour atteindre les contraintes de budget optique. Cependant, l'augmentation du débit rend les objectifs des standards et de l'infrastructure difficile à atteindre. Les systèmes sont également très sensibles aux différentes dégradations introduites par le canal.

L'utilisation d'un récepteur pré-amplifié (Chapitre 2 section 2.4.4) est une voie connue et efficace. Pour ce faire, il est possible d'utiliser un amplificateur optique à fibre ou à semi-conducteur placé devant le récepteur. Ainsi, de part le faible facteur de bruit de l'amplificateur et son grand gain, le bruit thermique du récepteur est masqué et son facteur de bruit diminué. Cette technique permet l'obtention d'une meilleure sensibilité. Ces premiers travaux sont réalisés en NRZ-OOK à 25 Gbit/s, une des options de débit montant pour le 50G-PON.

De par ses caractéristiques, décrites par la suite, de meilleures performances sont attendues de la part de l'amplificateur à fibre. En effet, le temps de vie des porteurs d'un amplificateur à fibre est plutôt long, de l'ordre de la centaine de microsecondes, ce qui est bien supérieur au temps bit (20 ps pour 50 Gb/s). Ceci aura pour conséquence que le gain de l'amplificateur ne voit pas les variations du signal alors que ce dernier est bien modulé et transporte des données. Toute variation dans l'amplitude du signal dont la constante de temps est bien inférieure au temps de vie des porteurs, n'est pas visible pour l'amplificateur. Au contraire, le SOA possède généralement un temps de vie des porteurs beaucoup plus court [73] ce qui cause des dégradations, notamment du taux d'extinction à cause de la compression du gain dans le SOA en régime de saturation de gain. À noter que pour éviter la compression de gain dans les SOAs, on travaille habituellement en régime linéaire d'amplification. Des recherches passées ont porté sur des SOA fortement linéaires appelés LSOA pour *Linear Semiconductor Optical Amplifier* [74] où le seuil de saturation est repoussé ce qui permet de travailler à des puissances d'entrée plus importantes et en restant en régime linéaire. Une autre problématique liée à l'utilisation de SOA pour l'amplification de transmission montante sur un PON provient de la nature de la transmission. Du fait que l'on retrouve plusieurs utilisateurs sur un même PON et que ces utilisateurs n'émettent pas tous la même puissance et ne se trouvent pas à la même distance de l'OLT, cela implique des différences de puissances reçues par le SOA

en fonction de l'ONU. Le lien entre l'OLT et les ONUs doit pouvoir fonctionner quelle que soit la puissance reçue. De plus, afin de respecter les intervalles de temps requis entre *bursts*, des temps d'allumage (T_{ON}) et des temps d'extinction (T_{OFF}) sont spécifiés dans les normes.

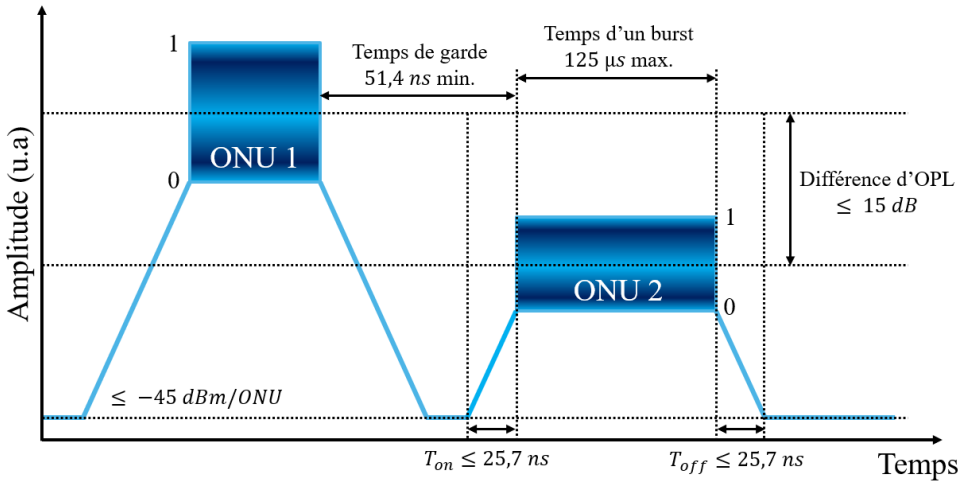


FIGURE 3.4 – Paramètres limites de temps et d'amplitudes des *bursts* de données sur un lien montant d'un PON à 50 Gbit/s [26].

La figure 3.4 présente les paramètres importants d'une transmission montante en multiplexage temporel. La plage dynamique entre deux *bursts*, c'est à dire la différence de puissance entre un burst fort, qui serait proche de l'OLT, et un burst faible, loin de l'OLT, est spécifiée comme étant au maximum égale à 15 dB. T_{ON} et T_{OFF} sont eux égaux à 25,7 ns dans le meilleur cas. Ce qui donne un temps de garde T_G de 51,4 ns ($T_G = T_{ON} + T_{OFF}$). Un dernier paramètre concerne la puissance maximale émise par les ONUs qui ne transmettent pas de données : afin de permettre un allumage rapide des lasers des ONUs, ces derniers ne sont pas totalement éteints. Un faible courant est appliqué au laser, ainsi une petite puissance résiduelle est émise. Cette puissance est au maximum égale à -45 dBm d'après les spécifications. Cette valeur du "fond" de puissance varie donc en fonction du nombre d'ONU connectés sur le PON ainsi que du schéma de couplage.

En nous basant sur ces considérations, nous étudions dans cette partie, les performances d'un amplificateur à semi-conducteur pour l'amplification de paquets de données à 25 Gbit/s en NRZ-OOK. Nous les comparons ensuite aux performances obtenue avec un amplificateur à fibre dopée.

3.3.1.0.1 Temps de montée de l'amplificateur à semi-conducteur Dans un premier temps, il est important de s'intéresser à la réponse temporelle de l'amplificateur à semi-conducteur. Le bon déroulé d'une transmission basée sur le multiplexage temporel repose sur un *timing* bien défini. Si le SOA induit des retards ou des distorsions temporelles sur le signal, cela pourrait être pénalisant pour la qualité de la transmission. Les SOA ont déjà été étudiés pour l'amplification de transmission en mode *burst* par le passé, notamment pour les PON [75, 76, 77] au débit de 25 Gbit/s et au-delà.

Ici, nous vérifions que le passage du signal à travers le SOA n'induit pas de distorsion sur le signal ou de déformation des fronts des bursts. Pour cela, le montage expérimental ci-dessous (Figure 3.5) est utilisé pour envoyer un signal carré à travers le SOA et observer son comportement.

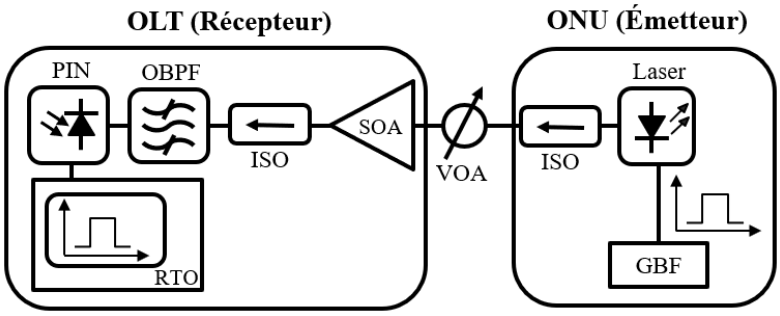


FIGURE 3.5 – Montage expérimental pour la vérification du comportement temporel du SOA en régime d'amplification de *bursts*.

Par convention, et dans le reste de ce manuscrit, l'ONU sera placé à droite et l'OLT à gauche. Ainsi, la transmission montante se fera de droite à gauche et la transmission descendante de gauche à droite. Un Générateur Basse Fréquence (GBF) est utilisé pour générer un signal carré d'une amplitude de 1 Vpp et d'une durée de 500 μs et d'un rapport cyclique de 50%. Les temps de montée et de descente sont réglés à 10,24 ns. Cette valeur a été calculée à partir de la norme [30]. Dans cette norme le temps (en bit) minimum d'allumage et d'extinction est de 256 bits. Ce qui donne à 10,24 ns à 25 Gbit/s. Depuis ces expérimentation, la norme du 50G-PON [26] a été éditée, et le temps de garde minimum requis est de 51,4 ns. Le signal carré est utilisé pour moduler directement le courant d'un laser DFB. Le signal optique ainsi modulé traverse un Isolateur optique (*Optical isolator*) (ISO) inséré afin de protéger le DFB d'éventuelles réflexions. Un VOA permet d'ajuster la puissance du signal en entrée de l'amplificateur. Le SOA utilisé ici est un pré-amplificateur fabriqué par InPhenix. Il présente un gain en petit signal de 20 dB à un

courant d'alimentation de 400 mA et une faible dépendance du gain à la polarisation ($\simeq$ 1 dB). La puissance de saturation en entrée quant à elle est égale à -18 dBm. Le signal en sortie du SOA traverse de nouveau un isolateur optique puis un *Optical BandPass Filter* (OBPF) d'une largeur de 1,2 nm. Le signal est ensuite détecté à l'aide d'une photodiode PIN intégrée dans un oscilloscope à temps réel d'une bande passante de 2 GHz utilisé pour visualiser le signal électrique reçu. La puissance moyenne du signal en entrée du SOA est de -21 dBm.

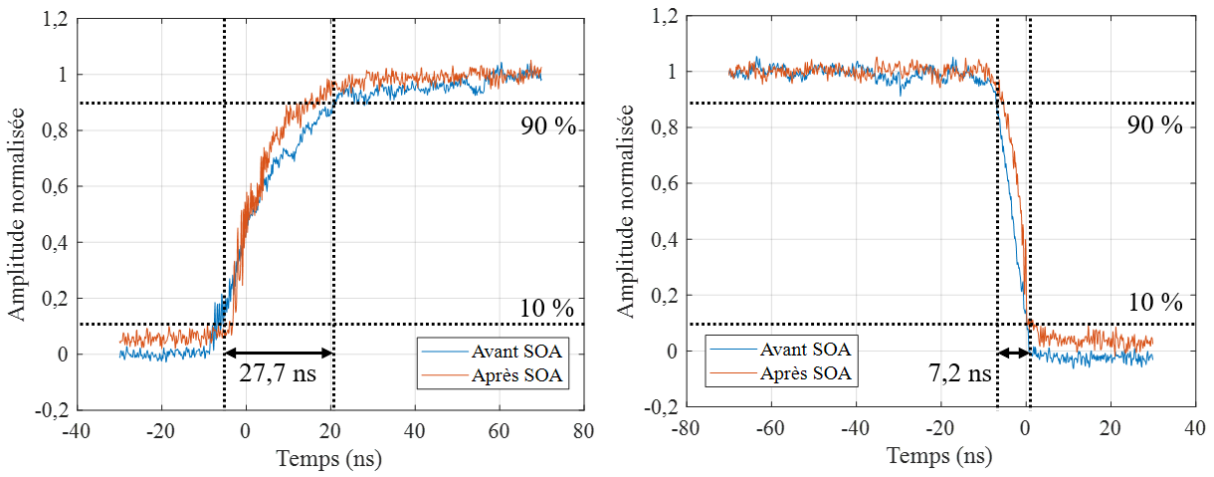


FIGURE 3.6 – Front montant et descendant d'un signal optique carré avant et après SOA pour une puissance d'entrée dans le SOA de -21 dBm.

La figure 3.6 présente les signaux des fronts montants et descendants du signal carré, en entrée et en sortie du SOA. Avec les réglages des temps de montée/descente à 10,24 ns, Le signal en entrée présente un temps de montée de 27,7 ns et celui de sortie de 7,2 ns en entrée du SOA. En sortie de ce dernier, ces temps sont respectivement de 17,1 ns et de 5,7 ns. Comme nous pouvions nous y attendre dans le cas d'un SOA qui travaille hors régime de saturation, l'enveloppe du burst n'est pas altérée à la traversée du SOA. En effet, le SOA est suffisamment rapide pour "voir" le burst et ainsi suivre la variation d'amplitude. Malgré un temps entre deux *bursts* relativement court (51,4 ns) [26], le premier *burst* ne devrait pas déborder sur le second de par l'ajout de l'amplificateur optique.

Aucune distorsion du signal à la traversée de l'amplificateur n'est attendue. La suite de cette étude porte sur l'utilisation d'un amplificateur optique à semiconducteur et d'un amplificateur optique à fibre pour les comparer dans une transmission montante à 25 Gbit/s.

3.3.1.1 Transmission montante à 25 Gbit/s

3.3.1.1.1 Sensibilité du récepteur en mode *burst* On commence par étudier le fonctionnement en continu et en mode *burst* de notre banc expérimental. Les performances du lien seront comparées selon que la modulation est opérée en continu ou en mode *burst*.

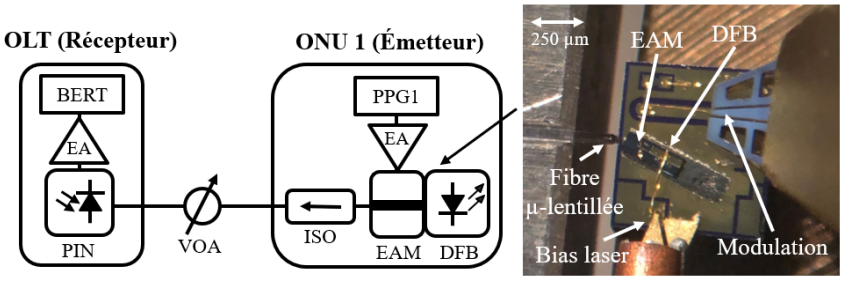


FIGURE 3.7 – Montage expérimental d'une transmission à 25 Gbit/s avec le format de modulation NRZ-OOK. Photographie d'une puce EML sur embase, sur un banc de test sous pointes.

Le montage expérimental est présenté sur la figure 3.7. L'émetteur est appelé ONU 1, il est composé d'un laser DFB et d'un EAM intégré sur une même puce (EML) [43]. Une photographie en microscopie optique de l'EML est présentée sur la figure 3.7. Le DFB est alimenté par un courant de 120 mA et est maintenu à une température de 25°C. Dans ces conditions, la longueur d'onde d'émission de l'EML est de 1310 nm. Un générateur de séquence (PPG) génère un signal NRZ-OOK à 25 Gbit/s selon une séquence binaire pseudo aléatoire (PRBS) de longueur $2^{31} - 1$. Le signal de modulation électrique est amplifié à l'aide d'un amplificateur électrique (EA) avant d'être appliqué à la section EAM de l'EML avec une amplitude de 2,5 Vpp donnant un taux d'extinction de 7 dB. Une pointe est utilisée pour alimenter le laser et une seconde pour apporter le signal de modulation à l'EAM. Une fibre micro-lentillée est utilisée pour collecter le signal lumineux en sortie de la puce. Un isolateur optique protège l'EML d'éventuelles réflexions. Un atténuateur optique variable (VOA) est inséré pour simuler les pertes optiques. Le signal est finalement détecté à l'aide d'une photodiode PIN de bande passante électro-optique à -3 dB (EO-BW) égale à 30 GHz. La particularité du récepteur utilisé ici, est d'être à couplage DC du fait de l'absence de TIA, ce qui lui confère une bande électro-optique s'étendant du continu à 30 GHz (pas de coupure en basse fréquence contrairement à la majorité des récepteurs). La fréquence de coupure basse de la photodiode étant nulle, cela permet de limiter fortement les dégradations du *burst* telles que les *overshoot*. L'enveloppe "rectangulaire" du burst est ainsi conservée. Le signal électrique en sortie du détecteur est

ensuite amplifié par un amplificateur électronique placé avant le détecteur d'erreur. La modulation est faite en NRZ-OOK à 25 Gbit/s en continu puis en mode *burst* et avec un rapport cyclique de 50%. La durée des bursts est de 256 μs (6,4 Mbits à 25 Gbit/s) et celle des cycles de 512 μs. Cela est proche de 125 μs, valeur qui correspond au temps de cycle des systèmes PON.

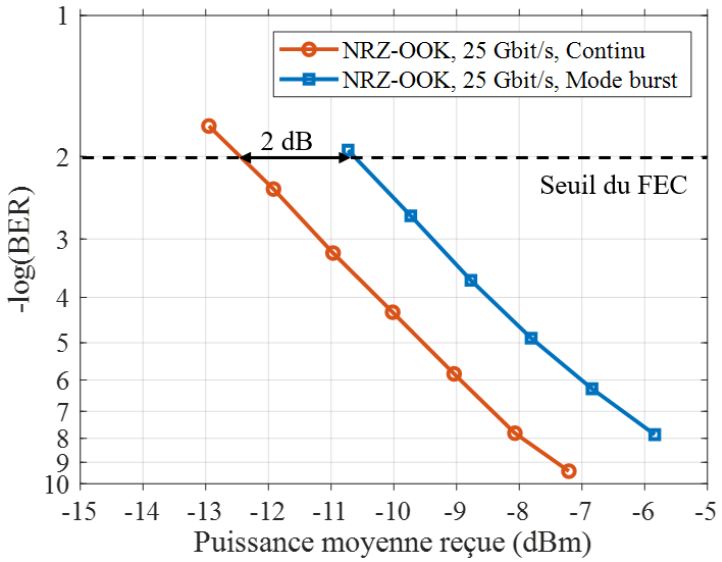


FIGURE 3.8 – BER en fonction de la puissance moyenne reçue en *back-to-back* à 25 Gbit/s NRZ-OOK en continu et en mode *burst*.

Les mesures de taux d'erreur sur les éléments binaires (BER) en continu et en mode *burst* sont reportées sur la figure 3.8. Le Puissance-mètre (*Powermeter*) (PWM) utilisé dans cette expérimentation a été étalonné pour pouvoir reporter les courbes en continue et en *burst* sur la même axe : la puissance moyenne reçue correspond à la puissance moyenne des données dans les deux cas. C'est à dire que la différence de puissance moyenne entre le mode continu et le mode *burst* est prise en compte. Les mesures de puissances moyennes reflètent donc la puissance moyenne perçue par le récepteur pendant le *burst*. Une sensibilité à $BER = 1.10^{-2}$ de -12,5 dBm est obtenue en mode continu, contre -10,7 dBm en mode *burst*. On remarque une pénalité de 2 dB entre le mode continu et le mode *burst*. Cette pénalité provient de la mesure du BER en temps réel, en mode *burst*. En effet, la mesure du BER doit être déclenchée sur le *burst* à détecter. Afin de prendre en compte les effets transitoires en début et en fin de burst, nous avons cherché à compter les erreurs sur l'intégralité du *burst*. Notre montage expérimental manquait d'une synchronisation suffisante ce qui le rendait très sensible à la gigue temporelle, ce qui

explique la pénalité. La valeur de sensibilité du récepteur à $BER = 1.10^{-2}$ (-10,7 dBm) est beaucoup plus faible que celle attendue dans la norme (-24,5 dBm) [26]. Pour atteindre la sensibilité voulue, nous avons choisi d'utiliser un SOA pour pré-amplifier le signal devant la photodiode.

3.3.1.1.2 Pré-amplification du récepteur à l'aide d'un SOA Le montage expérimental est maintenant modifié afin d'intégrer un SOA en tant que pré-amplificateur optique et un tronçon de 0 ou 25 km de fibre optique monomode standard (SSMF).

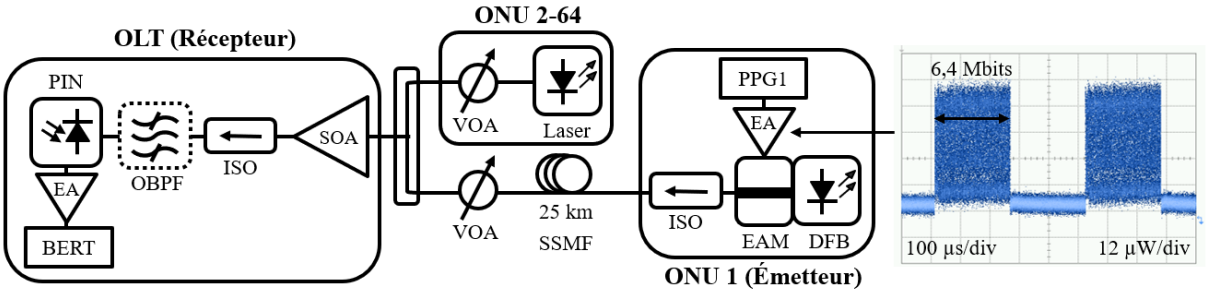


FIGURE 3.9 – Montage expérimental d'une transmission montante en mode *burst* à 25 Gbit/s avec le format de modulation NRZ-OOK. Capture optique du *burst* en sortie de l'émetteur.

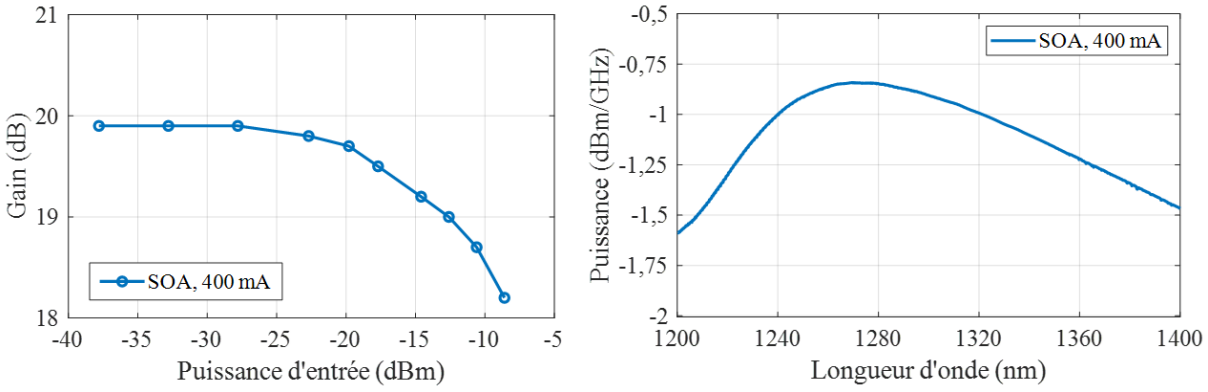


FIGURE 3.10 – Gain en fonction de la puissance du signal d'entrée et spectre d'ASE du SOA.

Le SOA utilisé dans ce montage est le même que celui décrit précédemment. Le schéma expérimental est décrit sur la figure 3.9. Un PPG est utilisé pour générer le signal électrique de modulation à 25 Gbit/s en mode *burst*. Ce signal électrique est amplifié à l'aide d'un EA et appliqué à l'EAM d'une puce EML intégrée. Cette puce, ainsi que ses paramètres,

sont identiques à ceux du paragraphe précédent. Le signal optique en sortie se propage à travers 0 ou 25 km de SSMF avant de rencontrer un VOA. Un coupleur est utilisé pour combiner le signal optique modulé avec un signal émulant les ONUs inactifs sur le PON. Ce point sera discuté au paragraphe 3.3.1.1.4. Le récepteur pré-amplifié est composé d'un SOA, suivi d'un isolateur optique puis éventuellement d'un filtre optique dont l'impact sur les performances sera discuté dans le paragraphe 3.3.1.1.3. Le signal atteint ensuite une photodiode PIN identique à celle du paragraphe précédent.

La figure 3.10 regroupe la courbe de gain (gauche) ainsi que le spectre du SOA, respectivement à un courant de 400 mA. Dans ces conditions, le SOA présente un gain en petit signal de 19,9 dB et une puissance de saturation en entrée à 1 dB de compression de -12 dBm. Le spectre d'émission spontanée amplifiée (ASE) du SOA est centré autour de 1270 nm et est asymétrique. Le facteur de bruit du SOA est de 5 dB d'après les données du constructeur.

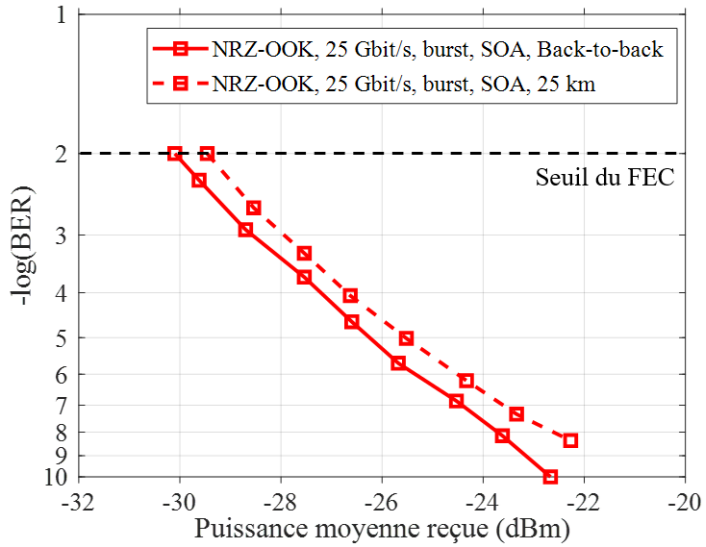


FIGURE 3.11 – BER en fonction de la puissance moyenne en *back-to-back* et après 25 km avec un SOA pré-amplificateur.

Le BER est mesuré en fonction de la puissance moyenne reçue en *back-to-back* et après 25 km de SSMF. Les mesures sont reportées sur la figure 3.11. On mesure ici une sensibilité du récepteur à BER=1.10^{-2} de -30 dBm en *back-to-back* et de -29,4 dBm après 25 km. Soit une amélioration de 18,7 dB par rapport au cas sans pré-amplificateur. Il y a cependant une pénalités de 0,6 dB après propagation dans les 25 km de SSMF. Or, étant donné que la longueur d'onde d'émission est ici de 1310 nm, aucune pénalités n'était attendue. Cela

peut provenir du fait que nous ne disposons pas de système de récupération d'horloge en réception, ce qui peut conduire à une dérive de l'instant de optimal de prise de décision lorsque le signal se propage à travers la fibre et donc à une légère dégradation du BER mesuré.

3.3.1.1.3 Impact du filtrage optique sur la qualité de la transmission Nous cherchons ensuite à déterminer expérimentalement si l'ajout d'un filtre optique permettrait une amélioration de la sensibilité du récepteur. Pour cela, nous effectuons une mesure de BER en *back-to-back* avec deux filtres optiques différents, un de 13 nm et un de 1,2 nm de manière à filtrer l'ASE du pré-amplificateur. Nous nous intéressons d'abord à l'impact du filtrage sur le BER. La sensibilité du récepteur est ici de -25 dBm sans filtre optique.

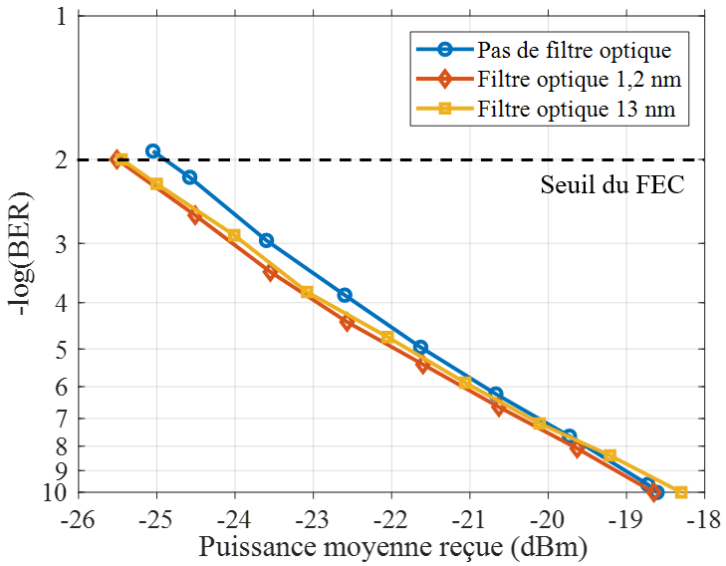


FIGURE 3.12 – Impact du filtrage optique sur le taux d'erreur sur les éléments binaires dans une transmission à 25 Gbit/s NRZ-OOK pré-amplifiée à l'aide d'un SOA.

L'ajout d'un filtre entre le SOA et la photodiode ne présente qu'un avantage relativement limité. La figure 3.12 ne montre un gain que de 0,5 dB sur la sensibilité à BER=1.10^{-2} lors de l'ajout d'un filtre de 13 nm de large. Nous trouvons une valeur de l'ordre de 0,4 dB à l'aide de notre modèle analytique. Le modèle prédit également une amélioration de 0,2 dB entre le filtre de 13 nm et celui de 1,2 nm. Expérimentalement, si l'on choisit le filtre plus fin, 1,2 nm, nous n'observons pas d'amélioration supplémentaire de la sensibilité.

Étant donné le très faible gain sur la sensibilité du récepteur, l'ajout de complexité

ainsi que l'augmentation du coût du récepteur, dans la suite de ce travail, le filtre optique a été retiré.

3.3.1.1.4 Impact de la puissance des ONUs inactifs Une problématique éventuelle liée à l'utilisation de pré-amplification optique sur un lien montant pour les PON vient du fait que les ONUs inactifs émettent une puissance résiduelle. Dans ce paragraphe, nous étudions l'impact de cette puissance résiduelle sur les performances de la transmission entre l'ONU actif et l'OLT.

Pour émuler la puissance des ONUs inactifs présents sur le PON, on utilise une seconde source appelée ONU 2-64. Un coupleur est utilisé pour combiner le signal optique modulé provenant de l'ONU 1 avec le signal provenant de l'ONU 2-64. L'ONU 2-64 est composé d'un laser à cavité externe émettant à 1310,2 nm et d'un VOA. Le signal de l'ONU 2-64 est combiné avec le signal de l'ONU 1 à l'aide d'un coupleur. Tout d'abord, il est nécessaire de calculer la puissance résiduelle provenant des ONUs éteints qui parvient à l'OLT et devant être simulée par l'ONU 2-64. Le nombre d'ONUs, leurs puissances résiduelles ainsi que les pertes (fibres, coupleurs) du PON sont également des données importantes. Pour ces expérimentations nous prendrons en compte un cas défavorable. C'est à dire le cas où un maximum de 64 utilisateurs sont connectés simultanément sur le PON. Il y a donc 63 ONU contribuant à la puissance résiduelle perçue par l'OLT. En considérant que ces 63 ONUs émettent tous au maximum permis lorsqu'ils ne transmettent pas de données, c'est à dire P_{OFF}=-45 dBm (=$31,6 \times 10^{-6}$ mW) [30], on obtient une puissance résiduelle cumulée :

$$P_{res} = 63 \times (31,6 \times 10^{-6} mW) \tag{3.1}$$

$$P_{res} = 10.log_{10}.(1,99 \times 10^{-3} mW) \simeq -27 dBm \tag{3.2}$$

À cette puissance résiduelle P_{res}, il est nécessaire de retrancher les pertes minimales dans un PON qui sont de 14 dB pour la classe de budget N1. On considère alors une puissance résiduelle maximale de $-27 - 14 = -41$ dBm perçue par l'OLT. Ce scénario représente le cas le plus défavorable, mais il est peu probable car cela impliquerait que tous les ONUs émettent la P_{OFF} maximale permise et sont tous situés au plus près du central et donc subissent tous seulement 14 dB de pertes. Cependant, au vu de la quantité d'équipements déployés, ce type de panne peut arriver sur le terrain. Dans un système

avec pré-amplificateur optique, cette puissance résiduelle, bien que faible, passe également à travers l'amplificateur. Des problématiques de partage de gain ou de modulation de gain croisée peuvent alors apparaître.

La figure 3.13 présente les mesures de BER avec un SOA pré-amplificateur, en *back-to-back* et après 25 km de SSMF sans puissance résiduelle provenant des ONUs inactifs. La sensibilité du récepteur est ici de -29,5 dBm. Cette valeur est de 5 dB plus faible que la valeur de la norme. Ces deux courbes serviront de référence. Deux autres mesures sont également présentes sur la figure 3.13. La courbe $P_{res.} = -58\ dBm$ et la courbe $P_{res.} = -40\ dBm$ représentent respectivement les cas où un ONU émet une puissance résiduelle de -45 dBm et le cas où 64 ONUs émettent une puissance résiduelle de -45 dBm. Premièrement, la propagation à travers 25 km de SSMF n'induit pas de pénalités sur la sensibilité, si l'on observe les courbes sans puissance résiduelle en *back-to-back* et après 25 km.

La puissance résiduelle provenant des ONUs inactifs n'affecte pas non plus la qualité de la transmission, en tout cas pour les puissances étudiées. Cependant, les cas étudiés ici ne couvrent au maximum que le cas d'un PON avec 64 ONUs.

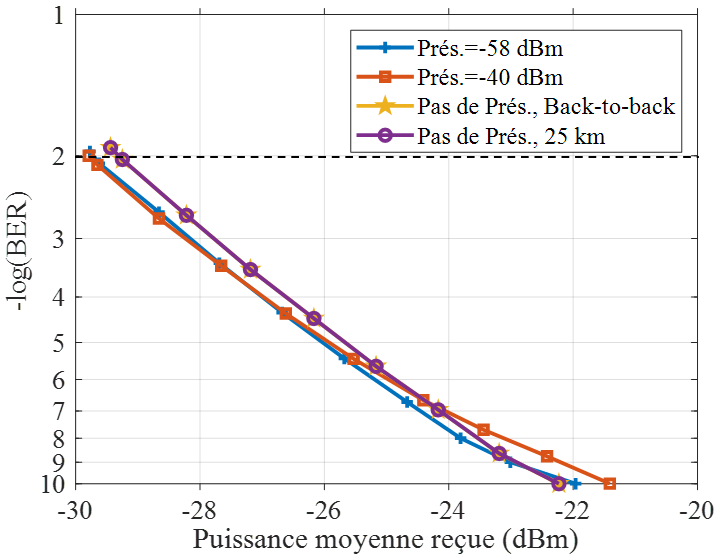


FIGURE 3.13 – BER en fonction de la puissance moyenne reçue pour différentes puissances résiduelles provenant des ONUs inactifs, et différentes distances de transmission.

Il est nécessaire de vérifier si un impact pourrait être observé si la puissance résiduelle était plus importante. C'est à dire que le nombre d'ONUs actifs sur le PON soit plus important ou que la puissance émise par ces ONUs soit supérieure à la valeur de -45 dBm

spécifiée par la norme. Pour cela, sur la figure 3.14, nous nous plaçons à deux puissances sur le récepteur de -21 dBm et -25 dBm correspondant respectivement à un BER de 1.10^{-10} (correspond à l'absence d'erreur) et de 2.10^{-6}. La puissance cumulée des ONUs inactifs est ensuite augmentée tout en maintenant la puissance du signal et en mesurant le BER en continu. Les résultats diffèrent en fonction de la puissance reçue par le récepteur. Lorsque la puissance sur le récepteur est élevée et le BER faible, on observe une dégradation du BER à une puissance résiduelle de l'ordre de -15 dBm. Au contraire, lorsque la puissance est plus faible, que le nombre d'erreurs est plus important, la dégradation apparaît à -27 dBm. Cette valeur reste de 13 dB inférieure à la puissance maximale attendue.

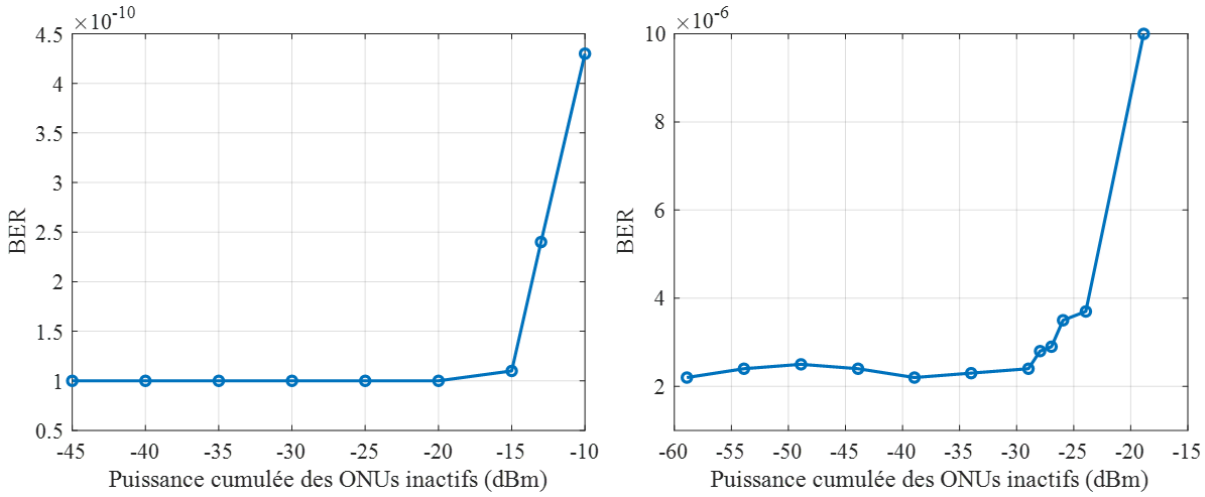


FIGURE 3.14 – BER en *back-to-back* en fonction de la puissance résiduelle pour deux puissances sur le récepteur -21 dBm à gauche, -25 dBm à droite.

La puissance résiduelle peut également affecter le gain du SOA disponible pour amplifier le signal utile. Les courbes de BER de la figure 3.17 nous indiquent que la zone de travail en termes de puissance s'étend de -30 dBm à -22 dBm. Si l'on prend en compte la dynamique de 15 dB imposée par les normes PON, cette zone de travail s'étend de -30 dBm à -15 dBm. Le graphique de gauche de la figure 3.15 montre le gain du SOA en fonction de la puissance d'entrée. La puissance de saturation du SOA à une compression du gain de 1 dB est égale à -14 dBm. Notre zone de travail est alors en dehors de la zone de saturation du SOA. Le gain sur le signal est tracé en fonction de la puissance résiduelle des ONUs inactifs sur le graphique de droite. Nous observons que l'augmentation de la puissance résiduelle ne joue pas sur la puissance de saturation du SOA. Cela diminue seulement le gain disponible pour le signal pour une puissance résiduelle de l'ordre de -20 dBm. Cette puissance est bien au-delà de la puissance attendue des ONUs inactifs. Elle

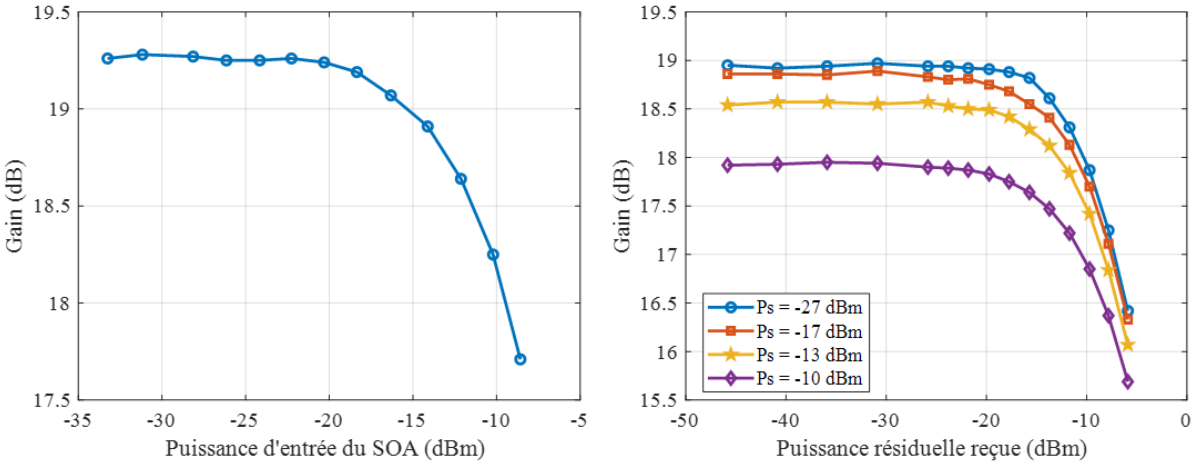


FIGURE 3.15 – Gain en fonction de la puissance du signal d'entrée (gauche), et gain sur le signal d'intérêt en fonction de la puissance résiduelle (droite) pour un courant de 400 mA à 1310 nm.

correspondrait, si chacun des ONUs inactifs émettait -45 dBm, à un PON avec 6300 ONUs ou sur une topologie à 64 ONUs, à une puissance de -14,1 dBm par ONU. Ces valeurs ne sont en aucun cas réalistes d'un point de vue opérationnel.

En conséquence, sauf en cas de grande différence de puissance *off*, aucun impact n'est attendu sur la qualité du lien montant due à la puissance résiduelle des ONUs inactifs.

3.3.1.1.5 Amplificateur à fibre dopée au praséodyme Après avoir évalué le fonctionnement du SOA en amplification de transmission montante à multiplexage temporel, nous nous demandons si un amplificateur à fibre permettrait de meilleures performances. Les performances en transmission du PDFA et du SOA sont comparées dans ce paragraphe.

La courbe de gain du PDFA ainsi que son spectre d'émission spontanée, à un courant d'alimentation de 700 mA, sont représentés sur la figure 3.16. À ce courant d'alimentation, le PDFA possède un gain en petit signal de 21,5 dB et une puissance de saturation en entrée de -17 dBm à 1 dB. Le spectre d'émission spontanée du PDFA est centré à 1310 nm et possède une allure moins asymétrique que le SOA.

Les courbes de BER en fonction de la puissance reçue sont tracées pour le PDFA et le SOA, en *back-to-back* et après 25 km sur la figure 3.17. Les courbes bleues représentent les mesures avec le PDFA tandis que celles en rouge sont celles avec le SOA. Les traits pleins décrivent le *back-to-back* et les tirets, une transmission de 25 km dans la SSMF. La

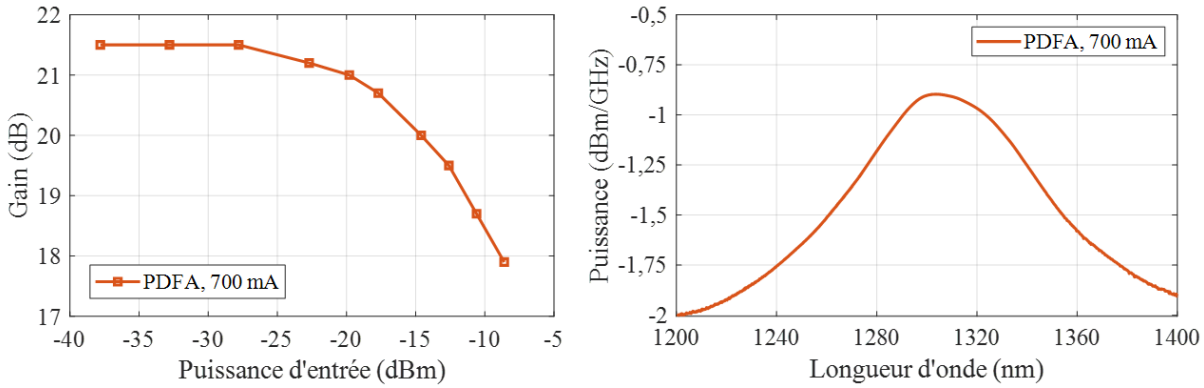


FIGURE 3.16 – Gain en fonction de la puissance du signal d'entrée et spectre d'ASE du PDFA.

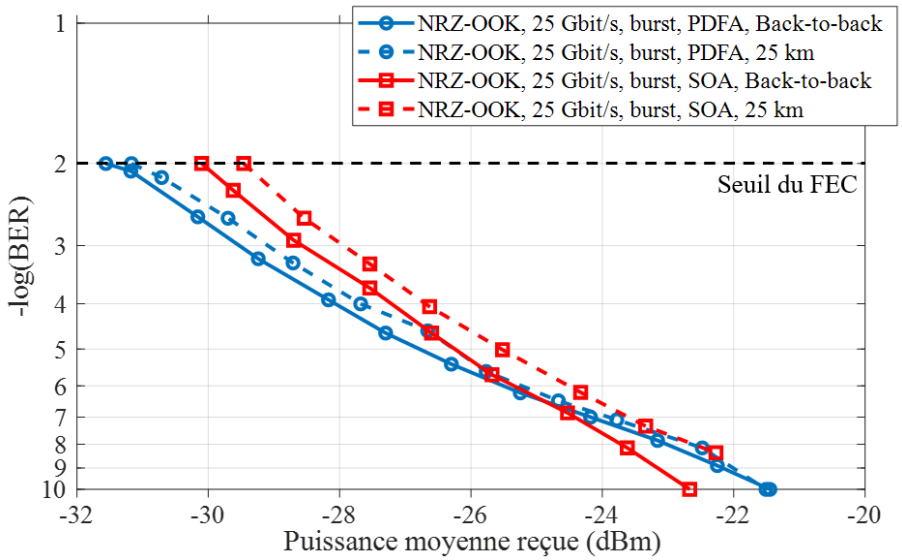


FIGURE 3.17 – BER en fonction de la puissance moyenne reçue en *back-to-back* (trait plein) et après 25 km de SSMF (pointillés) avec le PDFA (rond bleu) et le SOA (carrés rouges).

sensibilité du récepteur est meilleure de 1,5 dB avec le PDFA comparée au SOA dans les deux cas. Cette différence est principalement due au gain plus important du PDFA (voir figure 3.16 et 3.10). À cela, s'ajoute un impact plus important du bruit dans le cas du SOA.

En conclusion, la pré-amplification optique permet d'atteindre une sensibilité du récepteur de -30 dBm avec un SOA et de -31,5 dBm avec le PDFA, au-delà de la valeur de -24,5 dBm imposée par la norme, de même que des forts budgets optiques. Cependant,

l'amélioration de la sensibilité de 1,5 dB justifie difficilement l'utilisation d'un PDFA à la place du SOA, notamment à cause de l'ajout de complexité. De plus, de part sa construction, l'utilisation d'un amplificateur à fibre interdit l'utilisation bidirectionnelle et donc le partage du composant d'amplification entre les deux sens de transmission. Le multiplexage temporel du lien montant ne semble pas poser de problème à l'obtention des performances de transmission nécessaires pour atteindre les objectifs des standards et de l'infrastructure.

Dans la suite de ce chapitre, nous allons nous concentrer sur une autre problématique des liens montants TDMA, les potentielles interférences de battement optique.

3.3.2 Interférences de battement optique

Il a déjà été évoqué dans la section 3.3.1.1 certains problèmes liés à la puissance résiduelle provenant des ONUs inactifs présents sur le PON, qui est reçue par le récepteur côté central (figure 3.18). Dans cette section, nous étudions l'impact des interférences de battements optiques entre le signal portant les données et provenant d'un ONU et ceux des ONUs inactifs sur le PON.

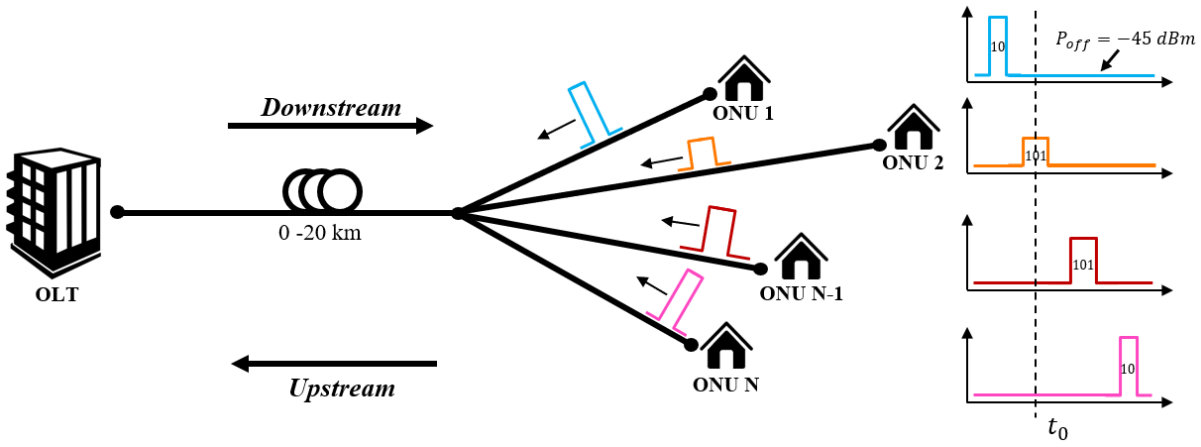


FIGURE 3.18 – Schéma de principe d'une transmission montante en mode *burst* sur une architecture point à multipoint.

En effet, comme le montre la figure 3.18, à l'instant t_0, lorsque l'ONU 2 émet son burst, l'OLT perçoit la puissance résiduelle des ONUs inactifs. Du fait que cette puissance résiduelle provient de sources de longueurs d'onde proches mais différentes, des effets d'Interférence de battement optique (*Optical Beat Interference*) (OBI) peuvent apparaître

sous certaines conditions. L'OBI est un phénomène de battement apparaissant entre le signal d'intérêt et les signaux résiduels voisins. Cet effet sera perçu par la photodiode si la différence de fréquence optique entre le signal d'intérêt et les signaux perturbateurs résiduels est inférieure à la bande passante du détecteur. L'OBI a déjà été étudié par le passé [78, 79, 80] et ne s'avérait pas être pénalisant. Cependant, avec la montée en débit, la bande passante des détecteurs augmente. Nous nous attachons dans ce paragraphe à étudier l'éventualité pour l'OBI d'être problématique dans le contexte du 50G-PON.

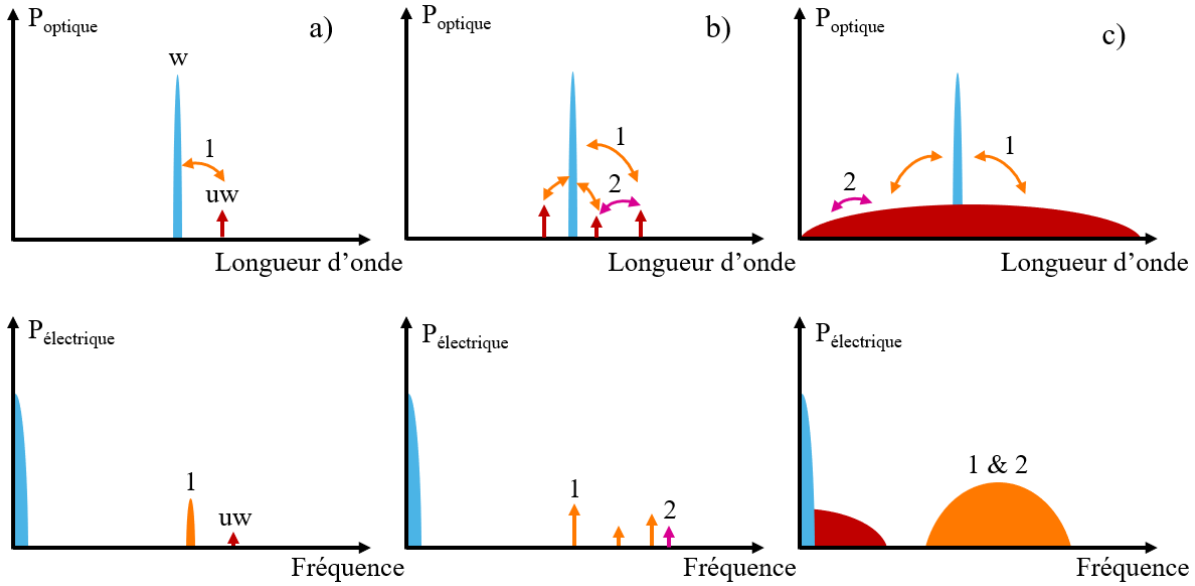


FIGURE 3.19 – Principe de l'OBI avec (w) le signal d'intérêt, (uw) les signaux résiduels, (1) les battements entre le signal d'intérêt et les signaux résiduels et (2) les battements entre signaux résiduels.

Une représentation simplifiée de l'OBI se trouve sur la figure 3.19. La ligne du haut représente le phénomène dans le domaine des longueurs d'ondes (de ce qui est perçu par le détecteur), tandis que la ligne du bas représente schématiquement le spectre du signal en sortie du détecteur dans le domaine des fréquences électriques. La flèche (w - *wanted*) représente le signal d'intérêt, et les flèches (uw - *unwanted*) les signaux résiduels provenant des ONUs inactifs.

Trois cas différents sont représentés sur la figure 3.19 :

— a) Un cas où le signal d'intérêt (w) est uniquement en présence d'un signal résiduel (un seul ONU inactif). Dans ce premier cas, on observe dans la bande électrique du récepteur, qu'un signal de battement entre le signal d'intérêt et le signal résiduel

(uw) apparaît (sous condition que l'écart en fréquence entre les deux signaux soit inférieur à la bande passante du récepteur).

— b) Un second cas où trois ONUs inactifs sont présents. Dans ce cas, de multiples raies de battements apparaissent dans le domaine électrique. En effet, des battements se produisent entre les signaux résiduels (uw) et le signal d'intérêt (w). Ces battements sont représentés en orange. Apparaissent également des battements entre les signaux résiduels, représentés en rose.

— c) Finalement, un troisième cas, plus proche de la réalité opérationnelle, avec une multitude d'ONUs inactifs est représenté. Dans ce cas, de multiples composantes spectrales battent avec le signal d'intérêt ainsi qu'entre elles. Cela crée de nombreuses composantes dans le domaine électrique.

Ainsi, nous avons vu que deux types de battements peuvent apparaître : le battement entre le signal d'intérêt et les signaux résiduels d'une part, et les battements entre les signaux résiduels d'autre part.

Le dernier cas exposé sur la figure 3.19 est plus proche de la réalité. Il est cependant difficile à reproduire fidèlement en laboratoire, notamment à cause du fait de devoir utiliser un grand nombre de sources optiques. Pour des raisons expérimentales, nous devons donc faire des approximations. Premièrement, nous négligerons les battements entre les signaux résiduels. Un battement entre deux signaux présentant chacun une amplitude maximale de -45 dBm, présentera une amplitude très faible qui n'impactera pas la transmission. Le modèle décrit dans la section suivante permet de calculer l'influence d'un battement optique entre deux signaux sur la puissance électrique en sortie du récepteur.

3.3.2.1 Modélisation des interférences de battements optiques entre deux sources

Pour comprendre en détail le phénomène à l'oeuvre et les approximations réalisées pour mener à bien ces expérimentations, il faut prendre en compte l'utilisation de la détection directe et donc d'une détection quadratique qui prend en compte le carré du module des champs électriques reçus, en gardant à l'esprit que les signaux d'intérêt P_W et résiduels P_{UW} n'ont pas la même longueur d'onde :

$$i(t) \propto |\sqrt{P_W(t)}e^{i(2\pi tc/\lambda_W+\phi_W)} + \sqrt{P_{UW}}e^{i(2\pi tc/\lambda_{UW}+\phi_{UW})}|^2 \tag{3.3}$$

Voici l'expression du photo-courant en sortie du détecteur en présence de deux si-

gnaux :

$$i(t) \propto P_W(t) + P_{UW} + 2\rho\gamma\sqrt{P_W(t)P_{UW}}\cos(2\pi tc\Delta\lambda/\lambda^2 + \Delta\phi) \tag{3.4}$$

On observe trois termes dans cette équation :

— Le premier terme représente la contribution du signal d'intérêt. C'est le signal qui serait détecté de toute façon même s'il n'y avait pas de signaux résiduels, il est donc en bande de base.

— Le second terme correspond à la puissance résiduelle provenant de l'unique (cas à seulement deux sources) ONU inactif présent sur le PON. Il est également en bande de base. Dans la mesure où on suppose les signaux résiduels non-modulés, il s'agit de la composante centrée à 0 Hz qu'on considère de largeur nulle.

— Le troisième et dernier terme représentent le terme de battement entre le signal d'intérêt et le signal résiduel.

On note $P_W(t)$ la puissance du signal d'intérêt et P_{UW}, celle du signal résiduel. La puissance des ONUs inactifs est très faible donc peu gênante pour le récepteur. Cependant, comme présenté sur la figure 3.19, des battements peuvent apparaître à partir de ces signaux. On voit que le terme de battement dépend de la puissance $P_W(t)$ et P_{UW}. Il dépend également de deux termes très importants : ρ et γ.

— ρ rend compte du recouvrement des états de polarisation. En effet, le terme de battement est nul si les polarisations des signaux d'intérêt et résiduels sont orthogonales au niveau du détecteur. Il s'agit d'une grandeur sans unité qui varie entre 0 et 1, 1 représentant une similitude totale des états de polarisation.

— γ représente la proximité en longueur d'onde entre le signal w et les signaux uw ($0 < \gamma < 1$). Il s'agit de la probabilité que le battement entre deux sources espacées en longueur d'onde soit dans la bande passante du récepteur et donc perçu par ce dernier. En effet, si la différence de fréquence $c\Delta\lambda/\lambda^2$ est supérieure à la bande passante de la photodiode (quelques dizaines de GHz typiquement), le battement ne sera pas détecté. C'est précisément ce point qui est problématique, dans la mesure où la bande-passante des récepteurs du 50G-PON est de l'ordre de 3 fois plus importante que celle des récepteurs du XGS-PON. Il s'agit d'une grandeur sans dimension que l'on détaille plus loin (cf. 3.10).

En résumé, plus les états de polarisation et les longueurs d'onde seront similaires et proches, plus le battement sera important. À l'intérieur du cosinus (terme de battement), on retrouve le temps t ainsi que la longueur d'onde du signal λ. $\Delta\lambda$ représente l'écart en

longueur d'onde entre le signal d'intérêt et le signal résiduel. $\Delta\phi$ est la différence de phase entre les deux signaux.

3.3.2.2 Modélisation des interférences de battements optiques entre N sources

Dans le cas du PON, lorsque qu'un ONU émet, il peut y avoir jusqu'à 63 autres sources sur le PON qui émettent une puissance résiduelle. L'équation 3.4 doit être adaptée pour tenir compte de ces multiples sources (équation 3.5) :

$$i(t) \propto |\sqrt{P_W(t)}e^{i(2\pi t\nu_W+\phi_W)} + \sum_{n=2}^{N}\sqrt{P_{UWn}}.e^{i(2\pi t\nu_{UWn}+\phi_{UWn})}|^2 \tag{3.5}$$

Ce qui donne après calculs :

$$\begin{aligned} i(t) \propto\ & P_W(t) \\ & + \sum_{n=2}^{N} P_{UWn} \\ & + \sum_{n=2}^{N} 2\rho_n\gamma_n\sqrt{P_W(t)P_{UWn}}\cos(2\pi tc(\lambda_W-\lambda_{UWn})/\lambda^2 + (\phi_W-\phi_{UWn})) \\ & + \sum_{n=2n,n\neq p}^{N} 2\rho_{np}\gamma_{np}\sqrt{P_{UWn}P_{UWp}}\cos(2\pi tc(\lambda_{UWn}-\lambda_{UWp})/\lambda^2 + (\phi_{UWn}-\phi_{UWp})) \end{aligned} \tag{3.6}$$

— Le premier terme, $P_W(t)$, correspond à la contribution du signal d'intérêt.
— Le second terme comme dans le cas à deux canaux correspond à la somme des puissances résiduelles provenant des $N-1$ ONUs inactifs présents sur le PON
— Le troisième terme représente le terme de battement entre le signal d'intérêt et les signaux résiduels.
— Enfin, le quatrième et dernier terme représente le battement entre deux canaux résiduels. Ce terme sera négligé par la suite, du fait de la faiblesse de la puissance relative des canaux résiduels.

3.3.2.3 Approximations expérimentales

3.3.2.3.1 Puissance de la source continue équivalente Afin d'étudier expérimentalement l'impact de l'OBI sur la qualité de la transmission, il est nécessaire de procéder à une approximation. En effet, il est difficile d'utiliser un grand nombre (N=64) de sources optiques afin de simuler les ONUs inactifs. Dans un soucis de simplicité, une seule source optique simulera les ONUs inactifs. Cette source est appelée "ONU N". Il est alors possible de simplifier l'équation 3.6.

— Le dernier terme de l'expression 3.6 est négligé.

— On considère que les $N-1$ canaux résiduels émettent la même puissance, ce qui permet d'exprimer le second terme de 3.6, $\sum_{n=2}^{N} P_{UWn}$, en $(N-1)P_{UW}$.

— Enfin, puisque l'on va émuler les $N-1$ ONUs inactifs avec une seule source, la différence $\lambda_W - \lambda_{UWn}$ sera constante, de même que la différence de phase $\phi_W - \phi_{UWn}$, et les facteurs ρ_{np} et γ_{np}. Nous prenons tout d'abord en compte un récepteur de très grande bande passante. La valeur de γ tend alors vers 1. C'est à dire que tous les produits de battements générés entre le signal d'intérêt et les signaux des ONUs inactifs seront détectés par le récepteur. Ces approximations seront discutées par la suite. Un modèle statistique sera exploité pour rester dans un cas réaliste.

En tenant compte de ces simplifications, l'équation devient alors :

$$i(t) \propto P_W(t) + (N-1)P_{UW} + 2(N-1)\rho\gamma\sqrt{P_W(t)P_{UW}}\cos(2\pi tc\Delta\lambda/\lambda^2 + \Delta\phi) \qquad (3.7)$$

Le second terme $(N-1)P_{UW}$ peut être négligé du fait qu'il ne varie pas dans le temps et qu'il disparaîtra après filtrage par les composants du récepteur ne passant par la composante continue. L'équation 3.8 devient alors :

$$i(t) \propto P_W(t) + 2(N-1)\rho\sqrt{P_W(t)P_{UW}}\cos(2\pi tc\Delta\lambda/\lambda^2 + \Delta\phi) \qquad (3.8)$$

Afin d'extraire la partie liée à la puissance des signaux de l'équation 3.8, on se place dans le cas le plus défavorable, en utilisant les approximations suivantes : Les signaux w et uw sont co-polarisés, ce qui correspond à $\rho = 1$. Les signaux uw sont tous à la même longueur d'onde, la phase évolue de manière aléatoire dans le temps. Ainsi, en comparant les expressions 3.4 et 3.8 on peut calculer la puissance provenant de l'ONU N ($P_{ONU\ N}$) pour émuler un certain nombre d'ONUs inactifs N tout en maintenant le rapport entre le signal et le battement entre les cas d'interférences à N sources et à 2 sources. Cette

puissance émise par l'ONU N doit être égale à :

$$P_{ONU\ N} = (N-1)^2 P_{UW} \tag{3.9}$$

Les valeurs de la puissance qui doit être émise par la source ONU N calculées à partir de l'expression 3.9 sont regroupées dans le tableau de la figure 3.20 pour des nombres d'ONU usuels.

Nombre d'ONU	$P_{ONU\ N}$ **sans pertes**	$P_{ONU\ N}$ **avec pertes (14 dB)**
31	-15,2 dBm	-29,2 dBm
63	-9 dBm	-23 dBm
127	-2,9 dBm	-16,9 dBm

FIGURE 3.20 – Tableau récapitulatif des valeurs de puissance de la source ONU N pour des nombres typiques d'ONUs par PON.

Pour obtenir ces valeurs, nous avons fait l'hypothèse d'une photodiode présentant une très grande bande passante et donc que le terme γ était égal à 1. Autrement dit, tous les ONUs inactifs donnent un battement dans la bande passante électrique du récepteur. Or, ceci est inexact du fait que nos récepteurs possèdent une bande passante finie de quelques dizaines de GHz. Nous proposons par la suite de calculer la valeur de γ pour deux récepteurs différents : un récepteur de 30 GHz de bande passante qui correspond à celui utilisé dans ces travaux expérimentaux et un récepteur de 18,75 GHz qui correspond à la bande passante du récepteur admise pour le 50G-PON.

3.3.2.3.2 Prise en compte de la probabilité de proximité en fréquence du battement γ La puissance à laquelle la source ONU N doit émettre dans nos expérimentations pour simuler un certain nombre d'ONUs en tenant compte de la distribution des longueurs d'ondes et de la bande passante du récepteur, peut maintenant être calculée. Concernant l'écart type de la distribution des longueurs d'ondes autour de la cible, durant le processus de fabrication, la valeur de la longueur d'onde des différents lasers varie de l'ordre de quelques dixièmes de nanomètres par rapport à la cible. Cela provient des différentes incertitudes et imperfections du processus de fabrication. Or, en tenant compte de la valeur de γ, lorsque les longueurs d'onde sont écartées d'une valeur supérieure à

la bande passante du récepteur, le battement produit n'est pas détecté et l'OBI n'a pas lieu. Dans ce travail, nous prenons en compte un écart-type de 0,3 nm [81], [82]. Notons que cette valeur ne prend pas en compte les variations de longueur d'onde provenant des différentes températures perçues par les différents ONUs d'un même PON. La déviation en longueur d'onde d'un laser à semi-conducteur en fonction de la température est connue (environ 1 nm/10°C). Étant donné que nous avons choisi de nous placer dans le cas le plus défavorable, nous considérerons l'absence de variation de longueur d'onde liée à la température.

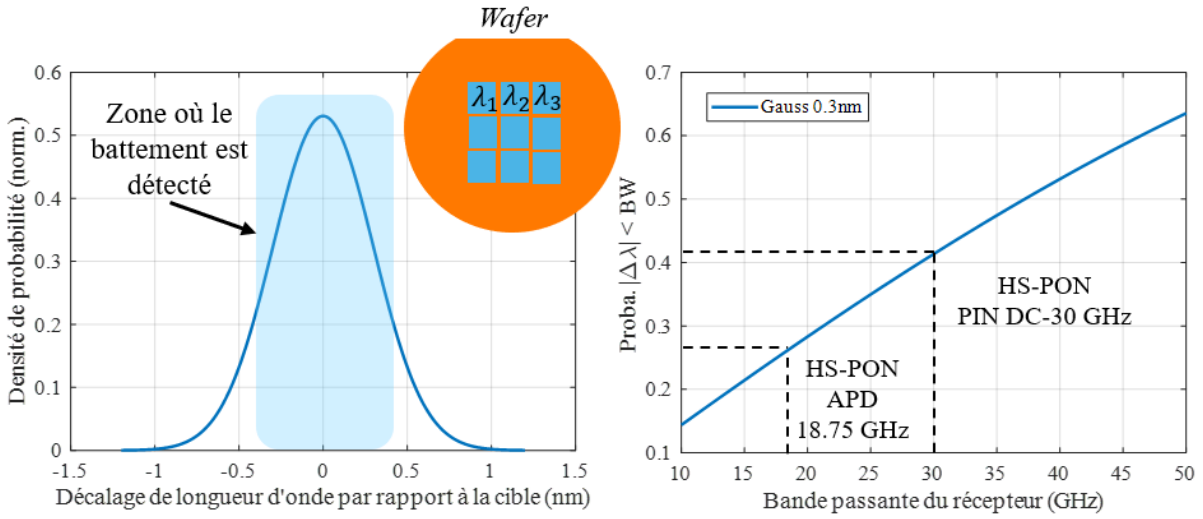


FIGURE 3.21 – Distribution des longueurs d'ondes des lasers et calcul de la probabilité que la différence de longueur d'onde entre deux lasers soit dans la plage de la photodiode.

Afin de calculer γ (probabilité que la fréquence du battement soit gênante puisque dans la bande-passante du récepteur) puis la valeur de $P_{ONU\ N}$ pour un certain nombre d'ONUs, on représente dans un premier temps sur la figure 3.21, la distribution de la longueur d'onde des lasers par rapport à la longueur d'onde cible. À partir de cette distribution, il est possible de calculer la probabilité que l'écart de longueur d'onde soit dans la bande passante de la photodiode ($\gamma(|\Delta\lambda|) = P(|\Delta\lambda| \leq BW)$) à partir de l'équation 3.10.

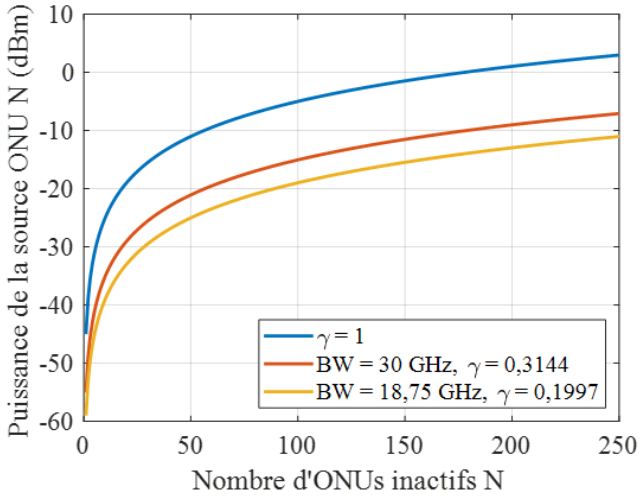
$$\gamma(x) = erf\left(\frac{x}{2\sigma}\right) \tag{3.10}$$

Le facteur γ est obtenu grâce à la fonction d'erreur en considérant une distribution gaussienne des longueurs d'ondes, d'écart type σ=0,3 nm. La variable x est ici la bande passante du récepteur. L'équation 3.10 en fonction de la bande passante du récepteur est tracée sur la figure 3.21. Lors de ces tests, le 50G-PON était encore loin de parvenir à

un accord à l'ITU-T, nous avons donc choisi d'utiliser une photodiode PIN DC-30 GHz qui était disponible au laboratoire. En prenant en compte les caractéristiques de la PIN disponible, nous obtenons $\gamma = 0,41$ à partir de l'équation 3.10. Il est possible à présent de calculer la puissance $P_{ONU\ N}$ correspondant à un certain nombre d'ONUs tout en considérant l'impact de la bande passante du récepteur en repartant de l'équation 3.8. Nous obtenons alors les valeurs de puissance de la source ONU N émulant un certains nombre d'ONUs inactifs tout en prenant en compte la bande passante du récepteur :

$$P_{ONU\ N} = \gamma^2 (N-1)^2 P_{UW} \tag{3.11}$$

La figure 3.22 présente la puissance à laquelle la source de l'ONU N doit émettre en fonction du nombre d'ONU inactifs (N - 1) à simuler (équation 3.11). Les pertes minimales du PON caractérisées par la borne basse de la classe de budget N1 sont prises en compte dans l'équation par la soustraction de 14 dB.



$BW = 30\ GHz, \gamma = 0{,}3144$

Nombre d'ONU	$P_{ONU\ N}$ sans pertes	$P_{ONU\ N}$ avec pertes (14 dB)
31	-25,2 dBm	-39,2 dBm
63	-19,3 dBm	-33,3 dBm
127	-12,9 dBm	-26,9 dBm

$BW = 18{,}75\ GHz, \gamma = 0{,}1997$

Nombre d'ONU	$P_{ONU\ N}$ sans pertes	$P_{ONU\ N}$ avec pertes (14 dB)
31	-29,2 dBm	-43,2 dBm
63	-23 dBm	-37 dBm
127	-16,9 dBm	-30,9 dBm

FIGURE 3.22 – Puissance de la source (ONU N) unique nécessaire pour simuler N-1 ONUs inactifs en fonction du nombre d'ONU inactifs pour $\gamma = 1,\ 0,3144,\ 0,1997$. Tableau récapitulatif des principales valeurs pour des nombres typiques d'ONUs par PON.

La figure 3.22 résume toutes les valeurs d'intérêts dans un tableau. À partir de la courbe de gauche, on calcule le niveau de puissance en fonction du nombre d'ONUs. Nous prenons en compte une puissance résiduelle par ONU (P_{UW}) de -45 dBm. La première colonne du tableau indique le nombre d'ONU, la seconde la puissance P_{CW} correspondante et la troisième donne P_{CW} en tenant compte des pertes minimales du PON (14 dB). Toutes ces

valeurs vont permettre une mise en perspective des résultats expérimentaux de l'impact de l'OBI avec des cas réalistes d'implémentation opérationnelle d'un PON.

3.3.2.4 Expérimentations

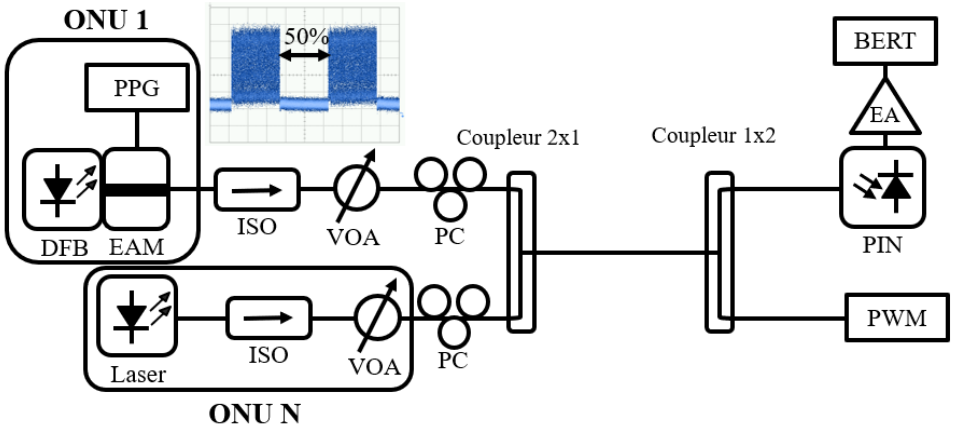


FIGURE 3.23 – Montage expérimental pour l'étude de l'impact de l'OBI sur la sensibilité du récepteur.

Nous avons donc réalisé une transmission en mode *burst* à 25 Gbit/s en NRZ-OOK. Un signal émulant les ONUs inactifs a été injecté et optimisé pour produire des interférences de battements optiques sur le récepteur. Le montage expérimental est décrit sur la figure 3.23. Deux sources optiques sont utilisées. La première, appelée ONU 1, est un *Distributed FeedBack laser-Electro-Absorption Modulator* (DFB-EAM) émettant à 1310 nm. Cet émetteur est modulé à l'aide d'un générateur de séquences créant une séquence PRBS 31 à 25 Gbit/s, en mode *burst* avec un taux de cycle de 50%. La seconde source optique, appelée ONU N, est chargée de simuler les niveaux *off*. Les signaux optiques provenant des sources traversent un isolateur et un atténuateur variable. Des contrôleurs de polarisation sont également insérés pour ajuster la polarisation des signaux et maximiser le battement. Les signaux sont ensuite combinés à l'aide d'un coupleur optique 2 vers 1 50/50. Un second coupleur est utilisé pour prélever une partie du signal pour mesurer la puissance sur le récepteur à l'aide d'un puissance-mètre (PWM). La détection est faite à l'aide d'une photodiode PIN DC-30 GHz. Le signal électrique en sortie de la diode est relativement faible. Un amplificateur électrique (EA) est inséré avant le détecteur d'erreurs pour augmenter l'amplitude du signal.

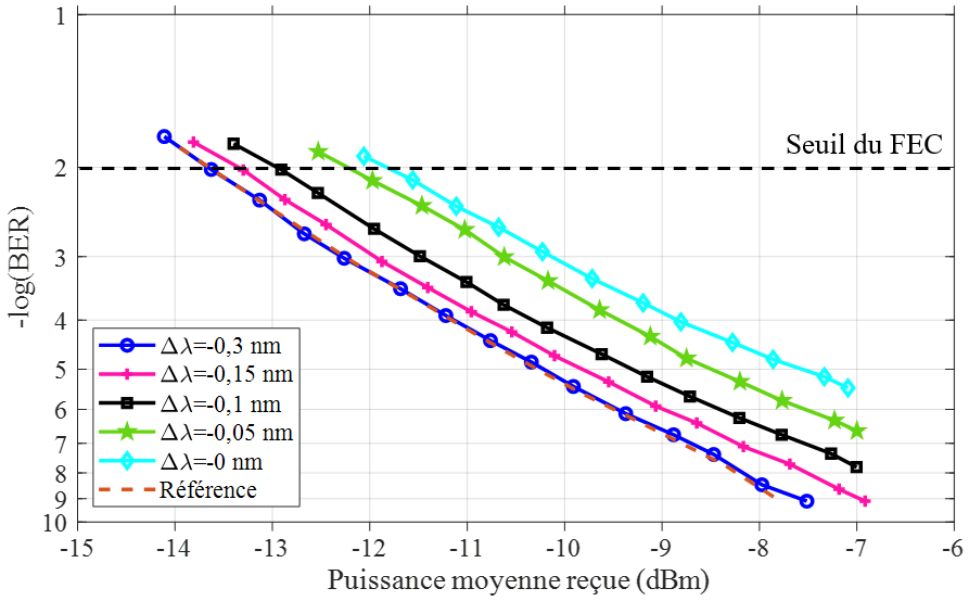


FIGURE 3.24 – BER en fonction de la puissance moyenne reçue pour différents décalages en longueur d'onde entre le signal portant les données et le signal de l'ONU N.

La longueur d'onde du laser d'ONU N est variée et le BER est tracé en fonction de la puissance moyenne reçue. La courbe en tirets sur la figure 3.24, représente le cas où le laser d'ONU N est éteint. Le cas $\Delta\lambda = 0\ nm$ quant à lui, représente le cas où l'impact de l'OBI est maximal. $\Delta\lambda$ représente ainsi un écart relatif par rapport au cas où l'effet de l'OBI est maximisé. Le BER est mesuré pour différentes valeurs de $\Delta\lambda$. Pour des valeurs de $\Delta\lambda$ importantes, la courbe de BER mesurée est la même que celle sans signal provenant de l'ONU N. Au contraire, lorsque $\Delta\lambda$ diminue, c'est à dire lorsque les longueurs d'onde se rapprochent, la sensibilité du récepteur se dégrade de 1,7 dB entre le cas $\Delta\lambda = 0\ nm$ et $\Delta\lambda = 0,3\ nm$. En effet, dans le cas où $\Delta\lambda = 0\ nm$, le battement est maximisé. Pour $\Delta\lambda = 0,3\ nm$, la courbe se superpose à la mesure de référence sans signal continu.

Si l'on se place à la valeur $\Delta\lambda = 0\ nm$, celle qui maximise le battement et que l'on fait varier la puissance de ONU N, on voit très clairement l'impact de la puissance du signal continu sur la figure 3.25. Pour une puissance continue jusqu'à -36,5 dBm quasiment aucun impact n'est observé. Au-delà, la courbe de BER se décale. Une puissance du signal plus importante est nécessaire pour obtenir le même BER. Ces courbes de BER ne sont pas facile à lire. Il est compliqué d'en extraire une tendance. Pour cette raison, les résultats obtenus sont résumés sur les figures 3.26 et 3.27.

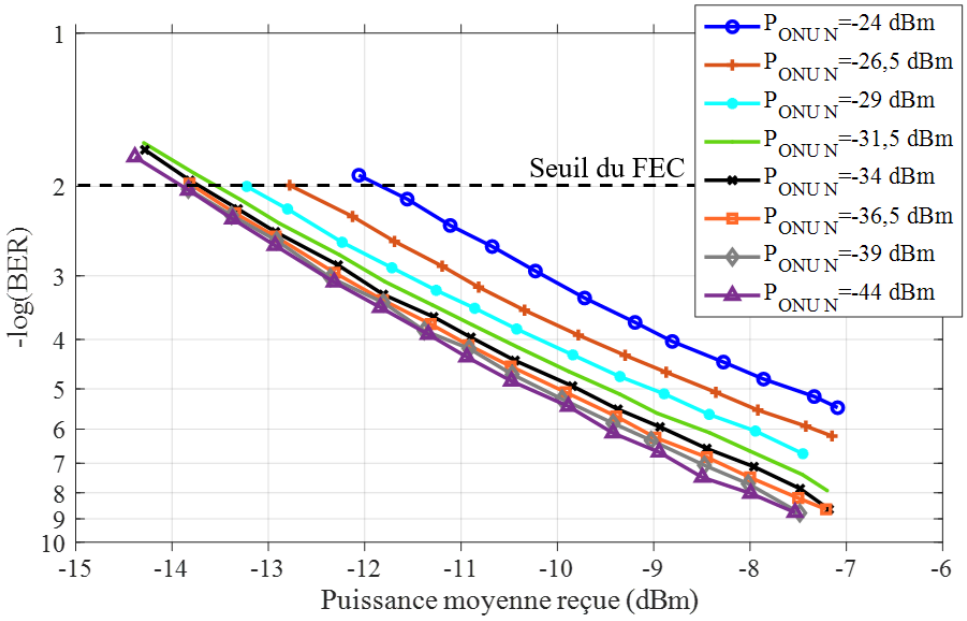


FIGURE 3.25 – BER en fonction de la puissance moyenne reçue pour différentes valeurs de puissance de l'ONU N.

On représente les pénalités sur la sensibilité en fonction de la longueur d'onde de l'ONU N sur la figure 3.26. Pour rappel, la longueur d'onde de l'ONU 1 est de 1310 nm. Les pénalités sont calculées par rapport au cas sans signal provenant de l'ONU N. Chacune des courbes correspond aux pénalités sur la sensibilité à un BER différent. Ces mesures sont tracées pour quatre puissances continues ($P_{ONU\ N}$), -24 dBm, -29 dBm, -34 dBm et -44 dBm. L'importance de l'écart en longueur d'onde ainsi que de la puissance continue apparaît très clairement avec cette représentation. On observe sur le cas où $P_{CW} = -24\ dBm$, que la plage de différence de longueur d'onde sur laquelle on observe un effet, atteint 0,44 nm, ce qui donne une largeur de bande électrique de 78 GHz. À forte puissance continue, l'effet de l'OBI se fait sentir sur une bande électrique de plus du double de la bande passante du récepteur. À -24 dBm, une pénalité sur la sensibilité de 2,8 dB est observée pour un BER de 1.10^{-5}. La puissance continue, celle qui simule les ONUs inactifs a un impact très important sur la dégradation de la sensibilité. Il est possible de fixer l'écart en longueur d'onde, et de faire varier la puissance continue. Ces résultats sont reportés sur les quatre graphiques de la figure 3.27.

Lorsque $\Delta\lambda$ est minimum, on observe une pénalité maximale sur la sensibilité de 1,4 dB et 2,8 dB à 1.10^{-2} et 1.10^{-5} respectivement, ceci pour une puissance résiduelle de -24 dBm. Même pour un écart de longueur d'onde optimisant le battement, l'effet

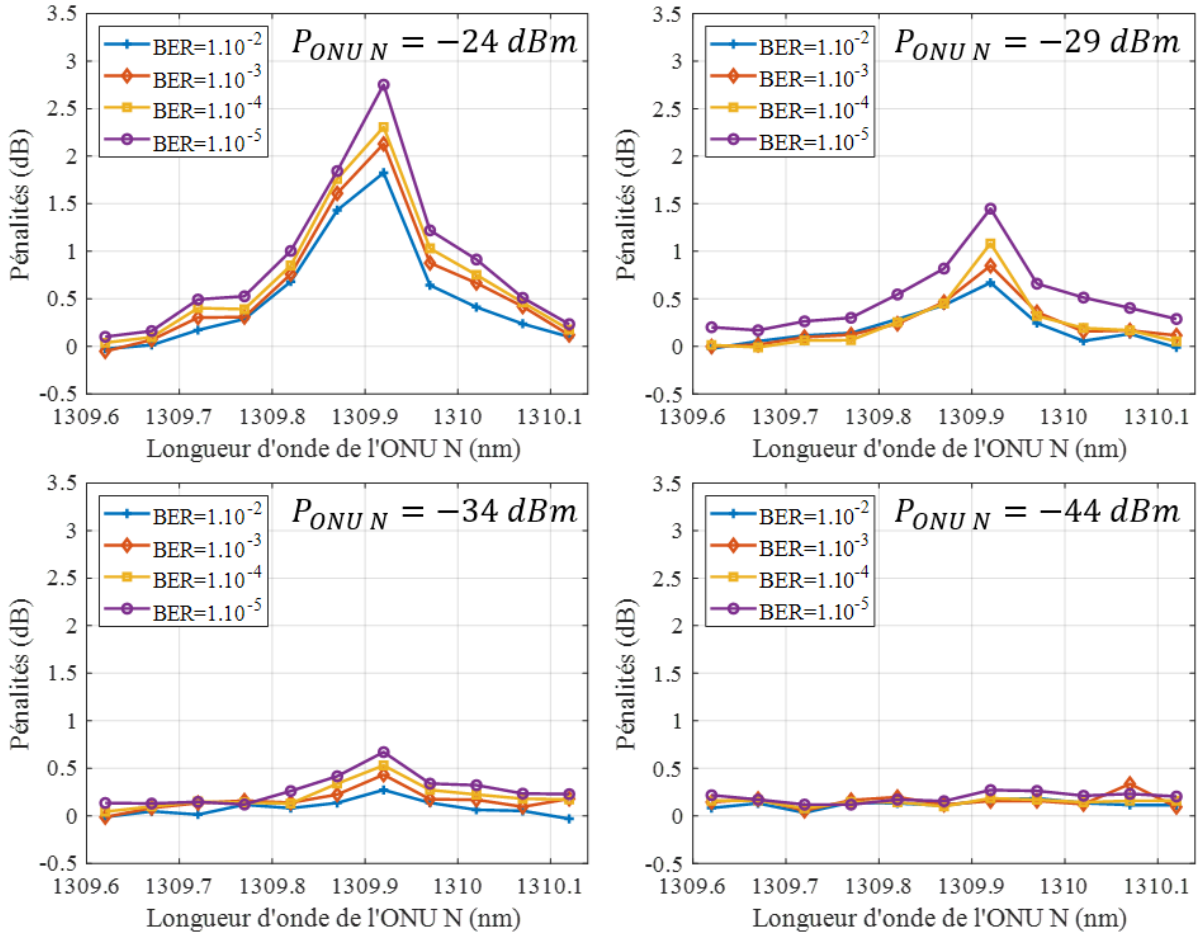


FIGURE 3.26 – Pénalités sur la sensibilité du récepteur en fonction de la longueur d'onde de l'ONU N et pour 4 valeurs de puissance continue.

disparaît à une puissance de l'ONU N de -40 dBm. Cette valeur de -40 dBm correspond à un total de 36 ONUs émettant à -45 dBm en considérant les pertes minimales du PON de 14 dB. À -34 dBm, la dégradation est au maximum de 1,2 dB. La dégradation atteint au maximum 2,8 dB à $BER = 1.10^{-5}$ et $P_{ONU\ N} = -24\ dBm$. L'augmentation du nombre d'ONUs (typiquement jusqu'à 128) est une voie envisagée par Orange tout en augmentant le débit. Cela permettrait alors de réduire l'impact écologique des réseaux d'accès en partageant plus le port de l'OLT tout en conservant l'expérience utilisateur. Avec 128 ONUs sur le PON, en considérant toujours une puissance résiduelle de -45 dBm, la puissance résiduelle serait de -27 dBm. À cette puissance, l'impact sur la sensibilité à $BER = 1.10^{-2}$ est au maximum de 1 dB. Cependant, il s'agit là du cas où le battement est maximisé en cherchant à rapprocher le signal émulant les ONUs inactifs du signal

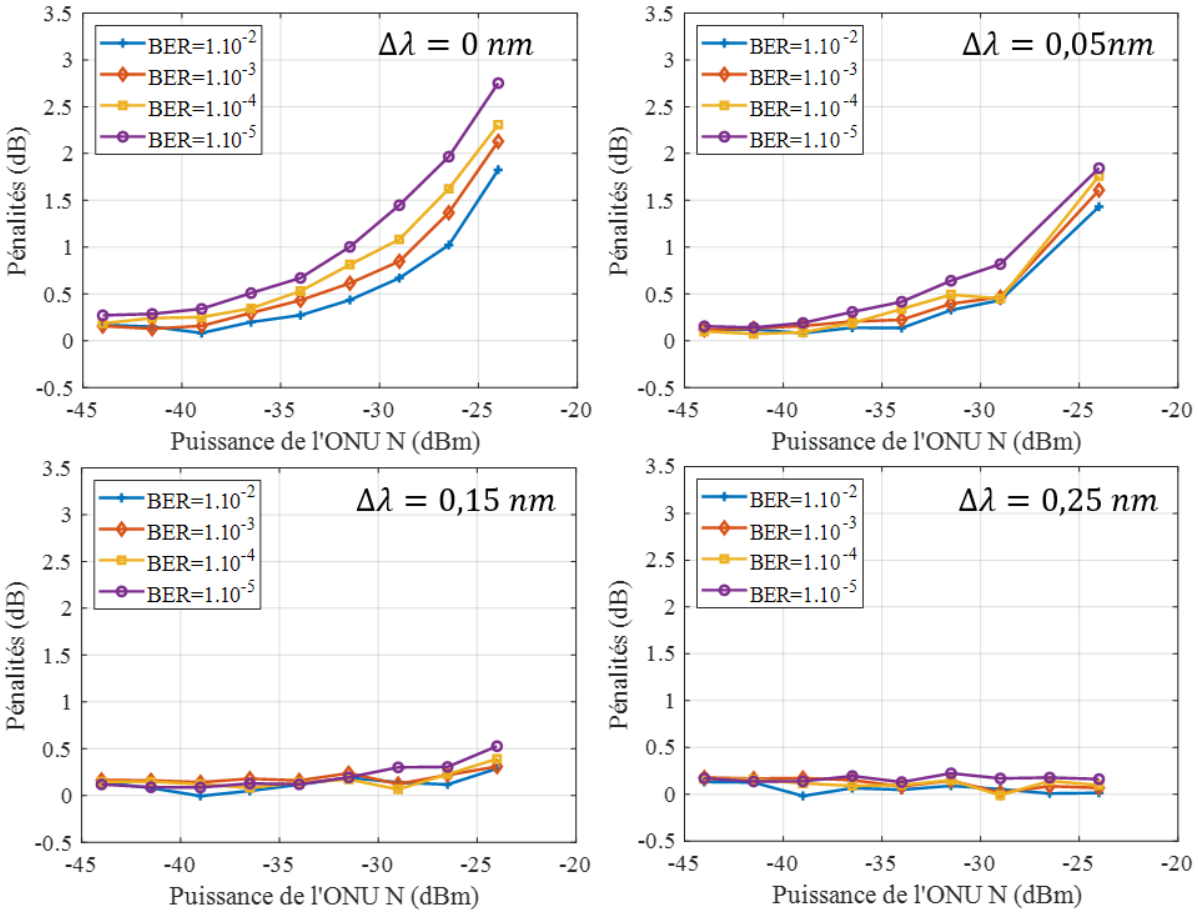


FIGURE 3.27 – Pénalités sur la sensibilité du récepteur en fonction de la puissance de l'ONU N et pour 4 valeurs de décalage en longueur d'onde.

d'intérêt. L'augmentation de la bande passante du récepteur nécessaire à la montée en débit des PONs ainsi que l'augmentation du nombre d'ONUs par PON contribueraient à augmenter le potentiel impact de l'OBI sur la qualité de la transmission. À l'heure où je rédige ce manuscrit, un consensus a été atteint au sein de l'ITU-T et le récepteur présentera une bande passante de 18,75 GHz contrairement aux 30 GHz considérés dans cette étude. Dans ce cas, une réduction de la bande passante atténuera les effets de l'OBI comme on peut le voir dans le tableau de la figure 3.22. Il est à noter que les hypothèses prises en compte dans cette étude sont également très restrictives et nous permettent de considérer un cas très défavorable qui n'est pas forcément proche de la réalité. Ainsi, les résultats reflètent le pire impact possible. Dans un système réel, la polarisation et la phase varient aléatoirement. Les longueurs d'ondes d'émission des ONUs inactifs varient également avec la température. De plus, tous les ONUs inactifs ne subiront pas les pertes

minimales du PON (14 dB) mais parfois plus, jusqu'à 29 dB. L'impact de l'OBI dans un système réel sera donc moins important que dans notre étude. Cependant, l'OBI reste un effet à garder en tête lors du design d'un système PON haut débit. Dans le cas où l'OBI pourrait poser problème, il est possible de réduire son impact en posant des contraintes plus fortes sur la puissance des ONUs inactifs permise.

3.3.3 Conclusion

Dans cette partie, il a été vu que le lien montant des réseaux d'accès optiques PON pour du FTTH présente de réels challenges technologiques pour satisfaire les contraintes de transmission. La pré-amplification optique est un bon candidat pour permettre d'atteindre à la fois de très bonnes sensibilités du récepteur et de forts budgets optiques.

Des problématiques liées au mode *burst* tel que l'OBI restent à surveiller. Dans le cas de l'augmentation de la bande passante du récepteur, l'OBI pourrait devenir pénalisant et venir ronger les quelques dB de marge de sensibilité du récepteur. De nombreux points restent à explorer sur le sujet des transmissions montantes des PONs. On peut notamment citer la problématique des amplificateurs électriques après les récepteurs mode *burst*. Ce sujet fait d'ores et déjà partie des études en cours au sein de la communauté [83, 84, 85] car il n'existe pas à l'heure actuelle d'amplificateur électrique présentant à la fois une fréquence de coupure haute suffisante pour le débit concerné et une fréquence de coupure basse pour permettre un fonctionnement en mode *burst*. La dynamique de gain de 15 dB nécessaire en réception à l'OLT des PON TDM est aussi un challenge supplémentaire pour les TIA mode *burst* quelque soit le débit. Finalement, nous avons montré des performances de transmission au-delà des recommandations des standards et de l'état de l'art à l'aide de pré-amplificateurs pour les transmissions montantes mode *burst* à 25 Gbit/s pour la future norme 50G-PON.

3.4 Étude des futurs photo-détecteurs pour le lien descendant

La première partie de ce chapitre était dédiée entièrement au lien montant en mode *burst* des futures générations de PON. Cependant, le lien montant n'est pas le seul à présenter des difficultés de réalisation pratique. Pour le lien descendant en NRZ-OOK continu à 50 GBit/s, une sensibilité faible de récepteur est requise (-24 dBm) par la

norme ITU-T 50G-PON. Pour atteindre de telles performances, des solutions techniques ont été explorées par la communauté pour le moment, en général à des débits plus faibles. Parmi elles, on peut citer la pré-amplification du récepteur [77], le recours à des techniques d'égalisation [86] ou encore l'utilisation de photodiode à avalanche [45, 56]. Dans cette partie, nous étudions une photodiode à avalanche APD de grande bande passante en tant que récepteur d'une transmission descendante à 50 Gbit/s en temps réel, en NRZ-OOK.

3.4.1 Photodiode à avalanche en germanium sur silicium

L'ITU-T, pour son futur 50G-PON [26], prend en compte des photodiodes d'une bande passante électro-optique (EO-BW) de 18,75 GHz, provenant du marché des communications optiques pour *datacenter*. Ces composants sont des APD fabriquées sur la plateforme InGaAs. Elles possèdent une très bonne sensibilité grâce au gain conféré par le processus d'avalanche (section 2.2.4.2). Cependant leur bande passante réduite pour de tels débits (18,75 GHz pour 50 Gbit/s ce qui correspond à 37% de la vitesse de modulation), cause des interférences inter-symboles (ISI) qui sont problématiques car elles ont tendance à réduire les performances du lien. Ces limitations de bande passante imposent l'utilisation de techniques de traitement du signal. Cependant, l'ajout d'égalisation augmente la complexité et la consommation énergétique du système. Afin de surmonter ces problèmes et conformément aux problématiques de cette thèse, nous étudions une solution alternative à ces APDs nous permettant notamment de nous affranchir du traitement numérique du signal.

Dans cette partie, une APD fabriquée sur une plateforme photonique alternative aux semi-conducteurs III-V, le germanium sur silicium (Ge/Si), est étudiée [45, 56]. Les APDs en Ge/Si possèdent une excellente sensibilité et une grande bande passante principalement grâce à leur grand produit gain-bande passante et leur faible coefficient d'ionisation comparé aux APDs en III-V. Dans le cas des APDs fabriquées en germanium sur silicium, $k_A \simeq 0,1$ contre $\simeq 0,5$ pour les APDs InGaAs. De plus, la plateforme photonique Ge/Si possède l'avantage d'être compatible avec les processus de fabrication *Complementary Metal-Oxide Semiconductor* (CMOS). Toutes ces raisons en font une excellente candidate en tant que récepteur simple et *low-cost* pour les PONs à très haut débit. Pour les différentes raisons détaillées, les APDs Ge/Si se présentent comme un excellent candidat en tant que récepteur *low-cost* et très sensible, notamment, si on les compare aux récepteurs basés sur une architecture SOA-PIN qui présentent l'inconvénient d'utiliser une section SOA augmentant la complexité du dispositif et sa consommation d'énergie.

Pendant ma thèse, nous avons pu recevoir des APDs en Ge/Si fabriquées par la société SiFotonics. SiFotonics nous a fourni 2 types de composants : des APDs seules sous forme de puce d'une part ainsi que des APDs co-intégrées avec une section amplificatrice sous forme de *Receiver Optical Sub-Assembly* (ROSA) d'autre part. Nous avons étudié les performances en transmission que nous avons pu obtenir au laboratoire avec les ROSAs. Les résultats obtenus seront également comparés à ceux prédits par le modèle analytique décrit au chapitre 2.

3.4.1.1 Performances en transmission

Afin de tester les performances de transmission des APD en Ge/Si, le montage expérimental décrit sur la figure 3.28 est utilisé. On cherche ici à caractériser l'APD. Un émetteur "idéal", ne reflétant pas une implémentation réaliste en termes de bande passante, coût et compacité, est donc utilisé. L'émetteur (côté OLT) est composé d'un laser à cavité externe. La longueur d'onde d'émission variera dans ce travail. Le signal optique est modulé à l'aide d'un MZM en niobate de lithium d'une EO-BW de 40 GHz. Un PPG génère un signal NRZ-OOK à 50 Gbit/s à l'aide d'un PRBS $2^{31}-1$. Le signal de modulation possède une amplitude de 500 mVpp en sortie du PPG. Ce signal est ensuite amplifié à l'aide d'un amplificateur électrique de 30 dB de gain. Le taux d'extinction en sortie du modulateur est ici de 8,8 dB à 1310 nm.

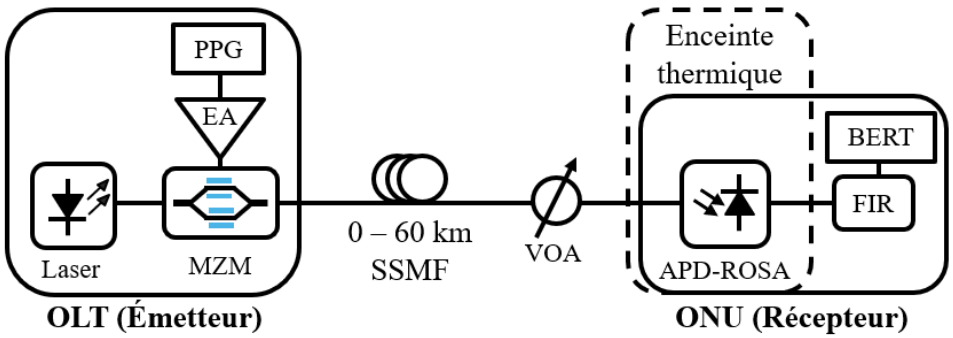


FIGURE 3.28 – Montage expérimental pour l'évaluation d'une APD en Ge/Si pour le lien descendant du 50G-PON.

Le signal optique se propage à travers différentes longueurs de fibre allant de 0 km à 60 km par pas de 20 km. Un VOA est inséré pour simuler les pertes optiques du canal. Le signal est ensuite détecté à l'aide d'un *Receiver Optical Sub-Assembly* (ROSA). Dans ce ROSA, une APD Ge/Si est co-intégrée avec un TIA. Le ROSA est soudé sur une

Carte d'évaluation (*Evaluation Board*) (EVB). L'ensemble est placé à l'intérieur d'une enceinte thermique. Le signal électrique est ensuite égalisé à l'aide d'un FIR analogique à 6 coefficients (description dans la section 4.4) avant le calcul du taux d'erreur avec un Détecteur d'erreur (*Bit Error Rate Tester*) (BERT). La réponse fréquentielle à travers la mesure du paramètre S_{21} de l'APD ROSA pour différentes valeurs de tension d'avalanche à une puissance optique reçue de -15 dBm et à une longueur d'onde du signal de 1310 nm est mesurée à l'aide d'un Analyseur de réseaux vectoriels (*Vectorial Networks Analyzer*) (VNA) d'une bande passante de 70 GHz. La bande passante à -3 dB est de 25 GHz à une tension d'avalanche de 16 V. On remarque qu'en augmentant la tension d'avalanche, on diminue la bande passante de l'APD. Cette bande passante diminue et atteint 24 GHz à une tension d'avalanche de 20 V. Cependant, la diminution de la tension d'avalanche induit une diminution du gain d'avalanche et donc de la sensibilité du récepteur. Il est donc possible d'optimiser la bande passante du récepteur au prix d'une diminution du gain d'avalanche.

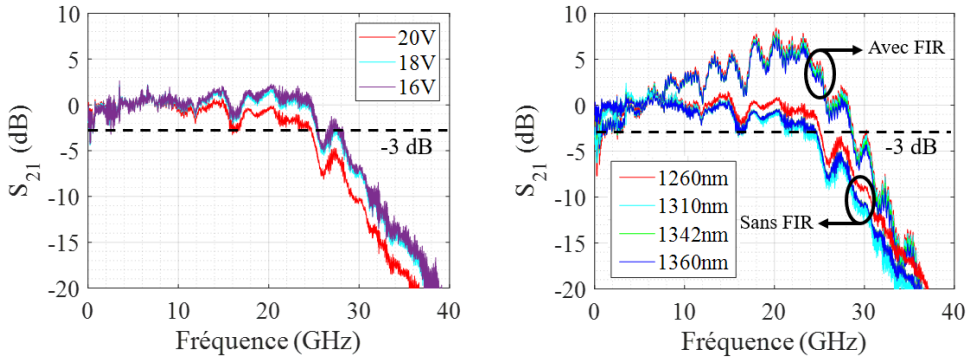


FIGURE 3.29 – Mesure du paramètre S_{21} de l'APD seule pour différentes valeurs de tensions d'avalanche (figure de gauche) et (à droite) de longueurs d'onde du signal avec et sans filtre FIR.

Nous avons trouvé une valeur optimale de la tension d'avalanche de 19,8 V en cherchant à minimiser le BER. Ce point de fonctionnement constitue le point de fonctionnement optimal, il correspond à la tension de claquage de la diode moins 1,5 V ($V_{br} - 1,5\ V$). A cette tension d'avalanche, on mesure la réponse fréquentielle du ROSA pour une longueur d'onde de 1260 nm, 1310 nm, 1342 nm et 1360 nm. Ces mesures sont réalisées avec et sans filtre FIR. Le filtre FIR permet d'augmenter la bande passante jusqu'à 28,7 GHz. On remarque notamment que le filtre FIR permet d'augmenter l'énergie dans la zone de 15 à 25 GHz. On remarque également que la bande passante de l'APD en module ROSA

est peu différente sur toute la plage de longueur d'onde étudiée.

3.4.1.1.1 Plage de fonctionnement en longueur d'onde Dans un premier temps, la plage de longueur d'onde supportée par une telle photodiode est étudiée. Le but ici est de s'assurer qu'un tel récepteur est capable de fonctionner sur l'ensemble de la plage de longueur d'onde du réseau d'accès optique passif. Pour cela, la longueur d'onde du laser est ajustée, de même que le point de polarisation du MZM afin de garantir un taux d'extinction égal pour chaque point de mesure.

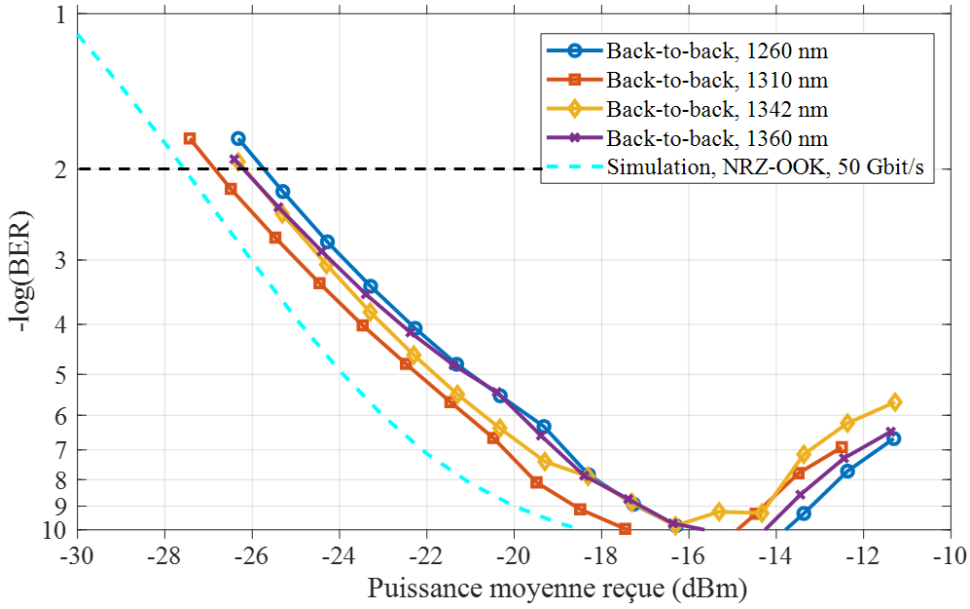


FIGURE 3.30 – BER à 50 Gbit/s en fonction de la puissance moyenne reçue en *back-to-back* pour différentes longueurs d'onde d'émission.

La figure 3.30 regroupe les mesures de BER en fonction de la puissance moyenne reçue pour différentes longueurs d'onde. La longueur d'onde la plus courte est ici de 1260 nm et la plus grande de 1360 nm. Cela correspond à la plage de longueur d'onde réalisable par le laser à cavité externe utilisé dans ces expérimentations. Deux longueurs d'ondes d'intérêt, 1310 nm et 1342 nm sont spécifiquement étudiées. Elles correspondent respectivement à celles envisagées pour le sens montant (borne supérieure de l'option 2 [26] voir chapitre 1) et le sens descendant du 50G-PON. La sensibilité de l'APD, reste dans un intervalle de 1 dB autour de -26 dBm. Ce type d'APD semble présenter quasiment les mêmes performances sur toute la plage. Des performances similaires semblent alors atteignables tant dans le sens montant que dans le sens descendant. La dégradation du BER à partir

de -16 dBm provient de la saturation du TIA.

La courbe simulée dans le cas d'une APD d'un facteur de multiplication $M = 8,35$ (cette valeur est calculée à partir de la responsivité de cette APD ainsi que de sa responsivité primaire [56]) et d'une bande passante de 42 GHz (seule bande passante pour laquelle nous sommes capables de prendre les ISIs en compte dans notre modèle pour le moment) est également représentée sur la figure 3.30. Nous n'avons malheureusement pas pu réaliser la simulation pour une bande passante de 25 GHz en prenant en compte les ISIs car cela nécessitait des caractérisations supplémentaires pour alimenter notre modèle semi-analytique. Nous n'avons pu réaliser ces caractérisations faute de temps. Néanmoins, en ayant à l'esprit qu'une bande passante plus limitée générera plus d'ISI, le résultat obtenu semble cohérent.

Un élément importante à remarquer également, est que la sensibilité se trouve être meilleure de 2 dB à celle requise par les standards qui est de -24 dBm. Pour comparaison, une sensibilité de -25,6 dBm à 50 Gbit/s a été démontrée à l'aide d'un *Semiconductor Optical Amplifier - Uni-Travelling Carrier* (SOA-UTC) dans le cadre d'une collaboration avec le III-V Lab [87].

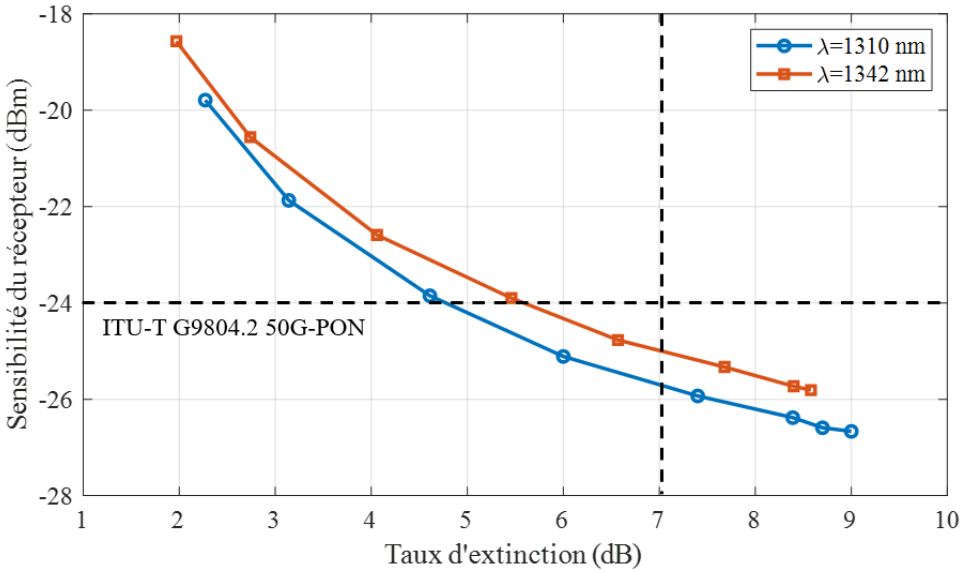


FIGURE 3.31 – Sensibilité du récepteur à 50 Gbit/s à $BER = 10^{-2}$ en fonction du taux d'extinction de l'émetteur.

Il est possible de mettre à contribution la marge de sensibilité pour réduire les contraintes sur l'émetteur. En effet, dans la norme 50G-PON, l'émetteur doit présenter un ER de 7 dB minimum. Les deux courbes de la figure 3.31, donnent la sensibilité du

récepteur en fonction de l'ER pour 1310 nm et 1342 nm. On fait varier l'ER en jouant sur la tension de modulation crête à crête appliquée au MZM. Les lignes pointillées, matérialisent les recommandations des standards en termes de taux d'extinction de l'émetteur (7 dB) et de sensibilité (-24 dBm) du récepteur. La courbe reste sous la sensibilité minimale de -24 dBm jusqu'à un ER de 4,7 dB à 1310 nm et 5,5 dB à 1342 nm. En utilisant ce type de récepteur, la contrainte forte sur le taux d'extinction de l'émetteur pourrait être relâchée.

3.4.1.1.2 Test en température L'une des contraintes opérationnelles des réseaux d'accès, est la possibilité dans certains pays d'opérer en extérieur ou en tout cas en environnement à température non-contrôlée. Pour cette raison, les interfaces optiques du PON doivent pouvoir opérer sans problème sur une large plage de température. Cette plage est nommée *I-Temp*. Elle s'étend de -40° C à 65° C. L'APD et sa carte d'évaluation (EVB) sont placées à l'intérieur d'une enceinte thermique capable d'atteindre cette plage de température et de réguler le taux d'humidité afin de préserver le composant de la condensation (photo de la figure 3.32). La température de la chambre est augmentée jusqu'à 80° C. Puis la température est abaissée progressivement jusqu'à -40° C, en faisant des mesures de BER tout les 20° C.

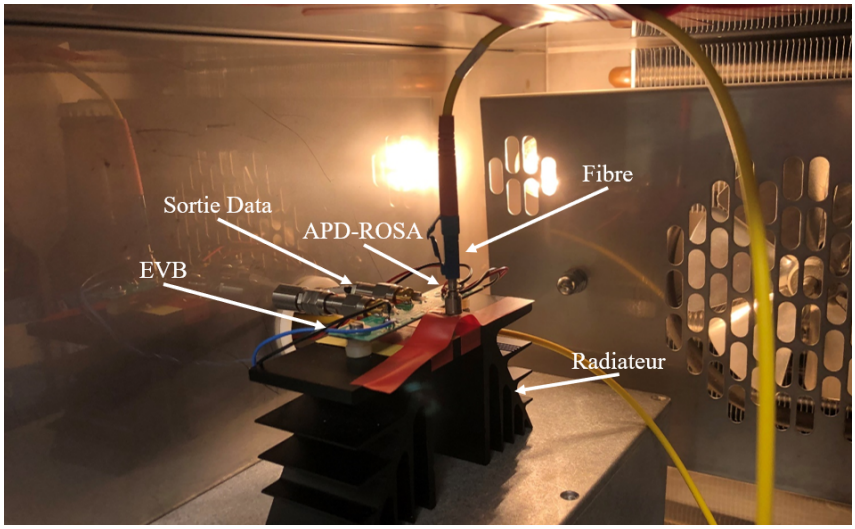


FIGURE 3.32 – APD-ROSA sur son EVB montée sur un radiateur et placée dans l'enceinte thermique.

Ces mesures de BER sont présentées sur la figure 3.33. Les deux longueurs d'onde, 1310 nm et 1342 nm sont étudiées. Il est important de noter qu'aucun *Thermo-Electric*

Cooler (TEC) n'est intégré dans le ROSA. On remarque que la sensibilité du récepteur reste sensiblement identique. La variation de la sensibilité se fait dans une fenêtre de 2 dB. Le plancher d'erreur semble également évoluer mais sans réel comportement compréhensible. Nous suspectons ici des effets sur le matériel dû à la variation de température, par exemple sur la fibre et les câbles Radio Fréquence (*Radio Frequency*) (RF). En effet, à la suite de nos mesures, la fibre a notamment été remplacée car la gaine s'était contractée (la longueur de la jarretière a été réduite) au cours des mesures à températures basses et n'a pas repris son état initial après retour à température ambiante.

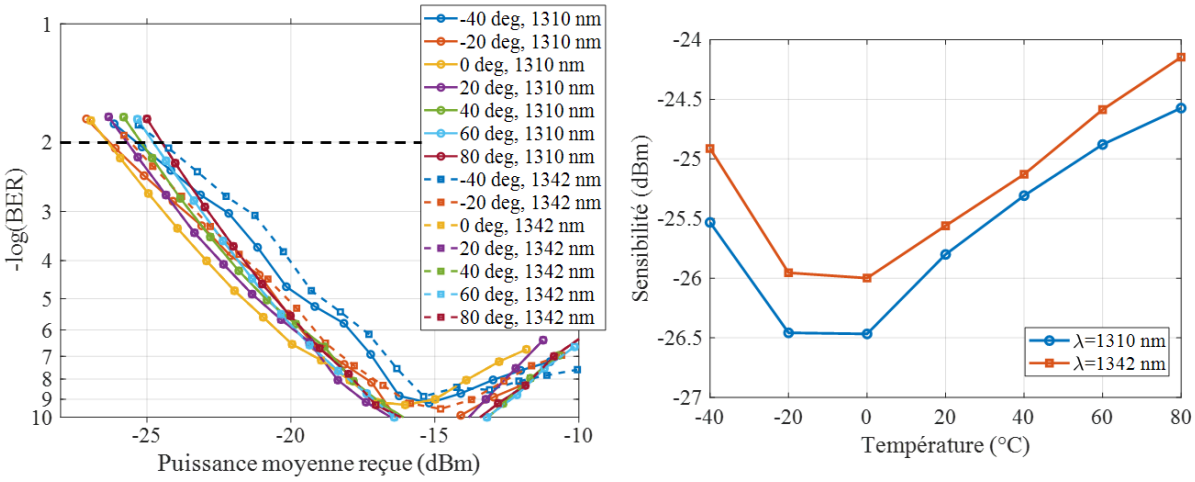


FIGURE 3.33 – BER à 50 Gbit/s en fonction de la puissance moyenne reçue en *back-to-back* à 1310 nm et à 1342 nm sur une plage de température allant de -40° C à 80° C. Sensibilité du récepteur à 50 Gbit/s à $BER = 1.10^{-2}$ en fonction de la température de l'enceinte thermique.

Le graphique de droite sur la figure 3.33 permet de visualiser l'évolution de la sensibilité à ($BER = 10^{-2}$) de l'APD en fonction de la température. Le point important ici est de remarquer que la sensibilité reste inférieure à l'objectif du standard (-24 dBm) sur l'ensemble de la plage de température étudiée. On observe également une sensibilité minimale de -26,5 dBm à 1310 nm, pour des températures de -20° C à 0° C. A 1342 nm, la sensibilité est également la meilleure sur cette même plage. La plage de fonctionnement du réseau d'accès s'étendant de -40° C à 65° C, cette APD présente une sensibilité meilleure que celle requise par les standards et ce sur toute la plage et même au-delà. Nous n'avons pu descendre en dessous de -40° C à cause des limitations de notre enceinte thermique. Ces APDs pourront garantir un fonctionnement robuste à la température, même en environnement non contrôlé, comme par exemple une antenne mobile ou le garage d'un

utilisateur.

3.4.1.1.3 Test en transmission Afin de tester l'APD en situation de transmission, des tronçons de 20 km de SSMF ont été insérés par pas de 20 km. Notons que dans le contexte du PON, une distance maximale de 20 km est habituellement considérée sur le terrain, notamment sur le réseau d'Orange.

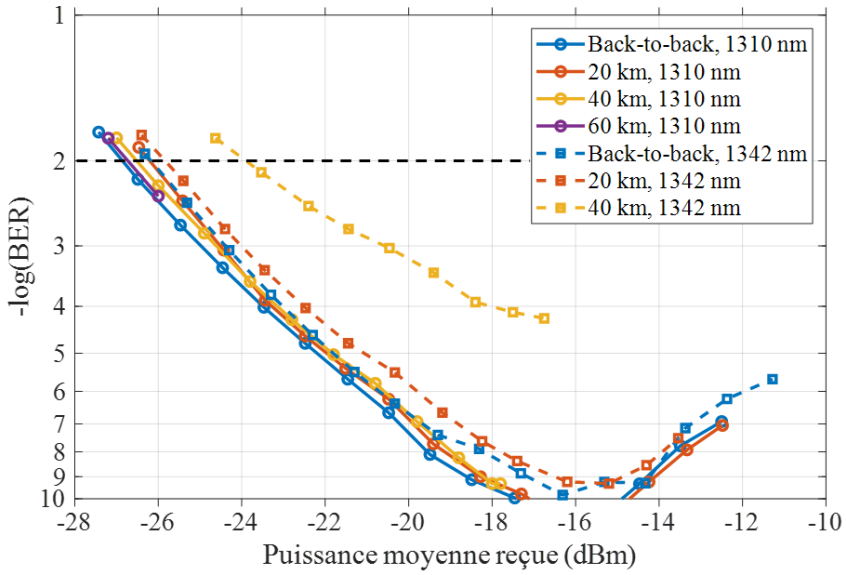


FIGURE 3.34 – BER à 50 Gbit/s en fonction de la puissance moyenne reçue à 1310 nm et à 1342 nm, pour des distances de propagation de 0, 20, 40 et 60 km.

La figure 3.34 regroupe les mesures de BER correspondantes. Les courbes pleines représentent les mesures à 1310 nm et les courbes en pointillées, à 1342 nm. Le zéro de dispersion de nos bobines de fibre SSMF se trouve entre 1310 nm et 1314 nm (selon les bobines de fibres à notre disposition). Lorsque la longueur d'onde d'émission est de 1310 nm, nous n'observons aucune dégradation provenant de la dispersion chromatique. Une distance de transmission de 60 km a été atteinte. La limitation de la distance provient des pertes optiques dues à la propagation. Les courbes à 1342 nm présentent une légère pénalité même à 20 km. Après 40 km, la pénalité atteint 1,5 dB. À 60 km, aucun BER n'a pu être mesuré avec une longueur d'onde d'émission de 1342 nm. À 1342 nm, en prenant en compte une longueur d'onde de zéro dispersion (λ_{ZD}) de 1310 nm, il est possible de calculer la dispersion chromatique perçue par le signal et accumulée sur une certaine distance.

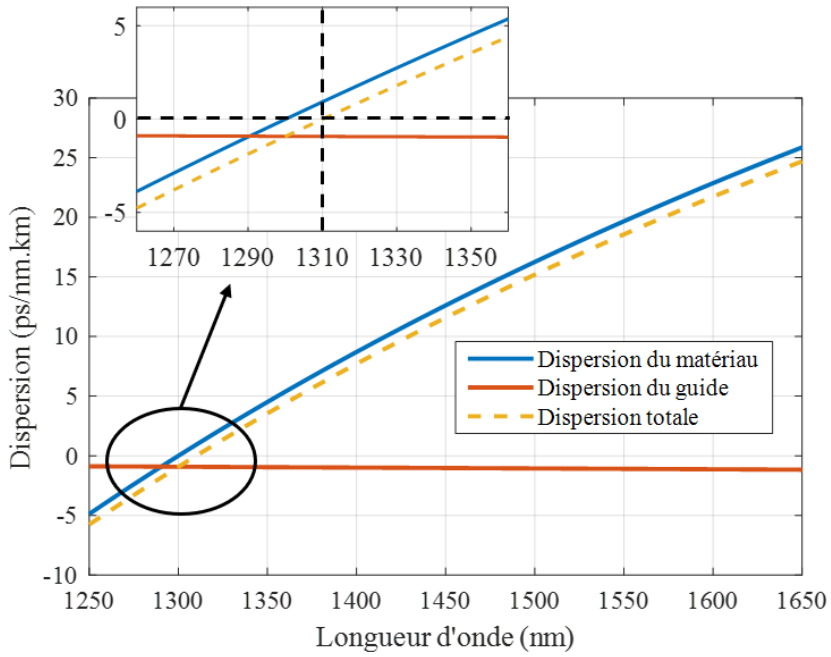


FIGURE 3.35 – Dispersion chromatique en fonction de la longueur d'onde dans une fibre monomode standard.

En se basant sur les données de la fibre optique SSMF G.652D [37], il est possible de calculer à la fois la dispersion du matériau ainsi que la dispersion du guide. La figure 3.35 regroupe la dispersion du matériau, la dispersion du guide ainsi que la dispersion totale de la fibre G.652D en fonction de la longueur d'onde. La dispersion totale est calculée en sommant la dispersion du matériau ainsi que la dispersion du guide. On obtient une valeur en ps/nm.km. La dispersion est très faible dans la bande O. La longueur d'onde de zéro dispersion se trouve habituellement aux alentours de 1310 nm dans les fibres optiques utilisées en télécommunications optiques [37]. En prenant en compte une longueur d'onde du signal égale à 1342 nm, et une $\lambda_{ZD} = 1310$ nm, on obtient une valeur de dispersion de 2,8573 ps/nm.km. Les résultats de dispersion cumulée après les différentes longueurs de fibre sont donnés dans le tableau 3.36. On voit qu'à 1342 nm, après 20 km, la dispersion cumulée est déjà supérieure ou égale à 50 ps/nm. Pour une largeur spectrale de 0,4 nm (50 GHz), cela correspond à un retard de 20 ps (égal au temps bit à 50 Gbit/s), on comprend alors pourquoi des pénalités apparaissent dès 20 km de propagation.

Nous avons cherché dans cette étude, à pousser la portée du système à son maximum, pour atteindre 60 km, contre 20 km maximum dans les réseaux d'accès optiques opérationnels. Dans le cadre d'une infrastructure standard (20 km et taux de partage de 1 vers

$\lambda_{ZD} = 1310\ nm$

Longueur de fibre (km)	Dispersion à $\lambda_s = 1310\ nm$ (ps.nm)	Dispersion à $\lambda_s = 1342\ nm$ (ps.nm)
20	0	57,15
40	0	114,29
60	0	171,44

$D(\lambda_s = 1310\ nm) = 0\ ps.nm/km$

$D(\lambda_s = 1342\ nm) = 2{,}8573\ ps.nm/km$

$\lambda_{ZD} = 1314\ nm$

Longueur de fibre (km)	Dispersion à $\lambda_s = 1310\ nm$ (ps.nm)	Dispersion à $\lambda_s = 1342\ nm$ (ps.nm)
20	-0,14	49,98
40	-0,28	99,96
60	-0,43	149,94

$D(\lambda_s = 1310\ nm) = -0{,}0071\ ps.nm/km$

$D(\lambda_s = 1342\ nm) = 2{,}4991\ ps.nm/km$

FIGURE 3.36 – Récapitulatif des valeurs simulées de dispersions cumulées pour une longueur d'onde signal de 1310 nm et de 1342 nm en fonction de la longueur de fibre.

64), les résultats obtenus en transmission sont très largement suffisants. Les sensibilités correspondant aux classes de budget N1 (correspondant à l'infrastructure d'Orange) et à la classe C+ (17-32 dB) sont atteintes. Les marges supplémentaires en termes de sensibilité, qui se traduisent par un excès de budget optique (pour la classe N1), peuvent éventuellement être mises à profit pour réduire les contraintes sur l'émetteur, augmenter la portée ou le taux de partage (classe de budget C+ 17-32 dB). Cela contribue à donner une certaine marge de manoeuvre et à donner de la flexibilité aux futurs réseaux.

Étant donné les très bons résultats obtenus à 50 Gbit/s, nous avons ensuite poussé notre banc expérimental à la vitesse de modulation maximale admissible par nos équipements. Les résultats suivants ont ainsi été obtenus en NRZ-OOK, à 58,2 Gbit/s. Ce débit n'a aucune signification opérationnelle et présente uniquement un sens dans le cadre de tests en laboratoire. À nouveau, les longueurs d'ondes de 1310 nm et 1342 nm sont testées. Les mesures de BER en fonction de la puissance moyenne reçue en NRZ-OOK, à 58,2 Gbit/s sont reportées sur la figure 3.37. Le plancher d'erreur se trouve à un $BER = 1.10^{-5}$ pour une puissance de -16 dBm sur le récepteur. À 50 Gbit/s, pour cette même puissance, l'*error free* sans FEC ($BER < 1.10^{-10}$) était atteint. La dégradation du plancher d'erreur provient du fait qu'à ce débit, la bande passante de l'APD commence à être très sérieusement limitée. Cela a pour effet de générer des interférences entre symboles (ISI) et donc de remonter le plancher d'erreur et de dégrader la sensibilité. Cette dernière atteint désormais -24 dBm à 1310 nm, en *back-to-back* ainsi qu'après 20 et 40 km de fibre. Pour une longueur d'onde d'émission de 1342 nm, on retrouve une sensi-

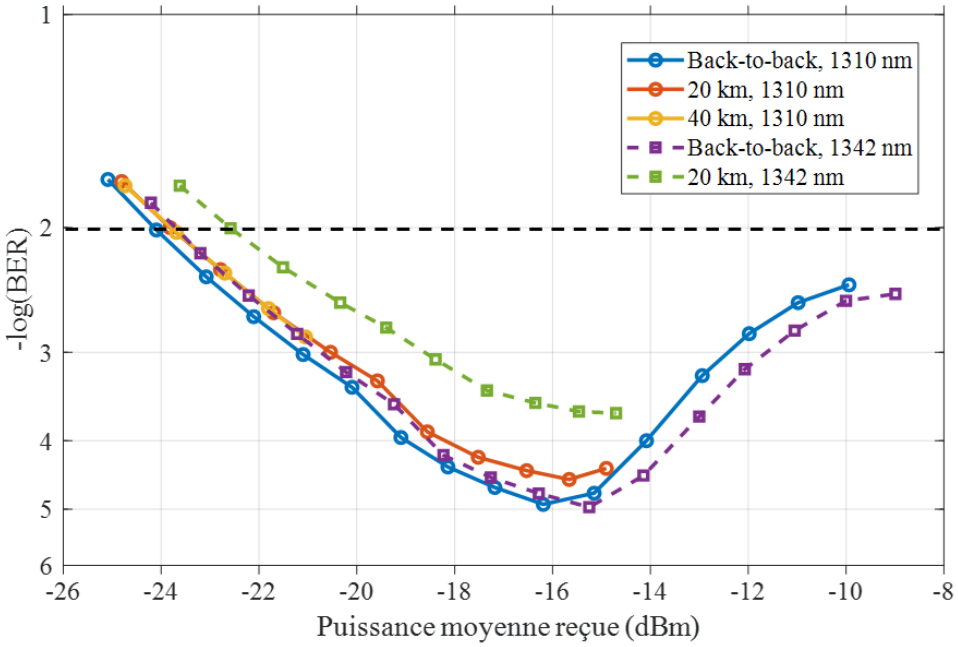


FIGURE 3.37 – BER en fonction de la puissance moyenne reçue à 58,2 Gbit/s pour des longueurs d'onde d'émission de 1310 nm et 1342 nm et des distances de propagation de 0, 20 et 40 km.

bilité de -24 dBm en *back-to-back*. Dès lors que l'on ajoute 20 km de fibre, la sensibilité se dégrade. De plus, nous observons une remontée du plancher d'erreur.

Cela s'explique facilement à partir du fait que la fibre optique peut être vue comme un canal filtrant [13, 88]. La fonction de transfert de la fibre à une longueur d'onde du signal de 1342 nm et une longueur d'onde de zéro dispersion à 1310 nm, est calculée à partir de l'équation 3.12 :

$$H(f) = |cos(\theta) - sin(\theta)(\alpha(1 - if_c/f))| \tag{3.12}$$

Avec :

$$\theta = L.D.(2\pi f\lambda)^2/4\pi c \tag{3.13}$$

Où L est la longueur de la fibre en km, D, la valeur de la dispersion chromatique en $ps/nm.km$ et f est la fréquence en Hz. f_c est la fréquence de coupure en Hz, qui est liée au *chirp* adiabatique de l'émetteur. α est le *chirp* de l'émetteur, λ est la longueur d'onde.

La fonction de transfert de la fibre pour différentes longueurs de fibre, et différents

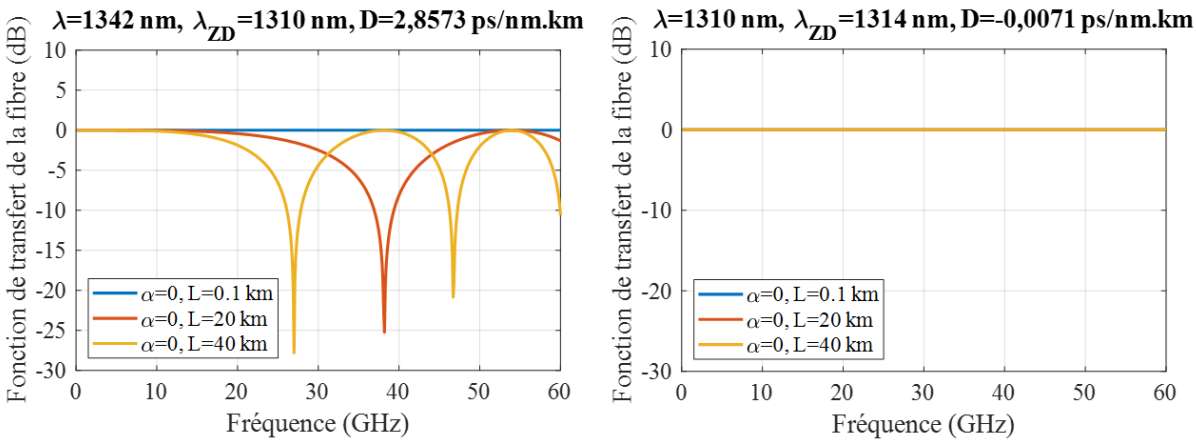


FIGURE 3.38 – Fonctions de transfert simulées de la fibre optique pour une longueur d'onde d'émission de 1342 nm (gauche) et de 1310 nm (droite) pour différentes longueurs de propagation.

couples de longueur d'onde signal et de zéro dispersion est représentée sur la figure 3.38 et pour un émetteur ne présentant pas de *chirp* ($\alpha = 0$ et $f_c = 0$). Le premier cas, en bleu, est calculé avec seulement 100 m de fibre. C'est le *back-to-back*. Lorsqu'on ajoute 20 km, des évanouissements commencent à apparaître. Le premier évanouissement se trouve à 37,8 GHz. Lorsque la distance de propagation augmente, les évanouissements se décalent vers les basses fréquences. À 40 km, le premier évanouissement se trouve à une fréquence de 26,7 GHz. Ainsi, lorsque la longueur de propagation augmente, la dispersion augmente et le canal de fibre se comporte comme un filtre passe bas. Un filtrage passe bas est ainsi appliqué au signal, ce qui provoque des ISIs, et donc une dégradation de la sensibilité du récepteur et du plancher d'erreur. Au contraire, si l'on observe ce qu'il se passe à une longueur d'onde du signal de 1310 nm, le comportement est différent. Dans ce cas, on prend en compte une longueur d'onde de zéro dispersion de 1314 nm. On observe que même après 60 km, le premier évanouissement se trouve à 62,5 GHz. Ainsi, aucun impact n'est observé sur nos mesures à cette longueur, même en prenant en compte la longueur d'onde de zéro dispersion la plus défavorable, c'est à dire en prenant en compte une longueur d'onde de zéro dispersion de 1314 nm (valeur haute des fibres à notre disposition) pour une longueur d'onde du signal de 1310 nm.

Lorsque l'on cherche à augmenter le débit, on augmente habituellement la bande passante des composants. Or si cette dernière augmente, des évanouissements qui sont en dehors de la bande passante du récepteur à plus bas débit peuvent entrer dans la bande passante du récepteur et devenir gênants. Cependant la bande passante du récepteur doit

être augmentée pour ne pas être limité par les ISIs. L'APD utilisée dans cette partie présentait une EO-BW de 25 GHz sans compensation du filtre FIR et 31 GHz avec le filtre FIR. Dans ce cas, seul le premier évanouissement à 1342 nm et après 20 ou 40 km de propagation peut être perçu en partie avec ce récepteur. Cependant, si la bande passante du récepteur augmente, l'impact de ces évanouissements sur les performances de transmission augmentera également. Ainsi, la montée en débit au-delà de 50 Gbit/s en format de modulation NRZ-OOK demandera une compensation plus forte de la part de la partie égalisation pour surpasser les limitations de la bande passante du récepteur mais aussi les pénalités introduites par la dispersion chromatique.

Dans le cas de cette étude, l'objectif est d'atteindre une distance de transmission de 20 km conformément à l'infrastructure déployée. Ces résultats montrent que des photodiodes à avalanche en Ge/Si à l'état de l'art permettent des performances au-delà des standards et des contraintes de l'infrastructure, à des débits même supérieurs aux valeurs visées.

3.4.2 Conclusion

Les APDs fabriquées en Ge/Si présentent de bonnes performances tant en termes de sensibilité que de plage de fonctionnement. La sensibilité est maintenue au-delà de l'objectif du standard 50G-PON sur une plage de longueur d'onde de 100 nm. Cette plage étant d'ailleurs limitée par la plage d'accordabilité de la source utilisée pour ces tests. En comparaison, l'utilisation d'un SOA en tant que pré-amplificateur possède le désavantage d'avoir une fenêtre d'amplification réduite. De plus la consommation électrique supplémentaire apportée par le SOA ne joue pas en sa faveur. Nous avons également montré la possibilité pour un tel récepteur d'opérer sur une plage de température de -40°C à 80°C, compatible avec les standards PON. Nous avons également montré que de telles APDs Ge/Si représentent l'état de l'art en terme de photodiode à avalanche. Leur grande bande passante devant celle des APDs traditionnelles en semiconducteur III-V les rend particulièrement intéressantes et compétitives pour une utilisation dans un PON à haut débit. De plus, la plateforme photonique Ge/Si possède l'énorme avantage d'être compatible avec les technologies de fabrication CMOS ce qui permettrait d'intégrer ce type de récepteur avec des fonctions d'amplification électronique, d'égalisation ou de traitement du signal.

3.5 Amplification optique bidirectionnelle

3.5.1 Avantages et inconvénients

Avant le développement et la réalisation d'APD à haute bande passante (>25 GHz), des récepteurs à base de photodiodes PIN pré-amplifiés optiquement étaient et son d'ailleurs toujours considérés comme de sérieux candidats pour les futurs PON car disponibles à des bandes passantes plus élevées. L'ajout d'amplificateurs optiques pour repousser la sensibilité du récepteur à été discuté dans la section 2.4.4 de ce document, notamment pour le lien montant 3.3.1.1. Cependant, les études précédentes étaient toutes réalisées avec seulement un sens de transmission. L'utilisation d'un amplificateur optique sur un lien pourrait être étendue à une utilisation du même amplificateur en mode bidirectionnel. Cela correspondrait à utiliser le même élément afin d'amplifier à la fois le signal descendant et le signal montant. Cela a pour avantage de limiter le nombre d'amplificateurs à un seul par lien et donc réduire les coûts. Cette solution a été étudiée dans notre équipe. Avec un seul SOA placé à l'OLT et amplifiant les deux sens de transmission, un budget optique de 29,7 dB a été atteint ainsi qu'une portée de 45 km [89]. Une expérimentation en partenariat avec Huawei Technologies [63] a permis d'atteindre 30 dB de budget optique à un débit de 50 Gbit/s symétrique en utilisant un SOA commun aux deux sens de transmission.

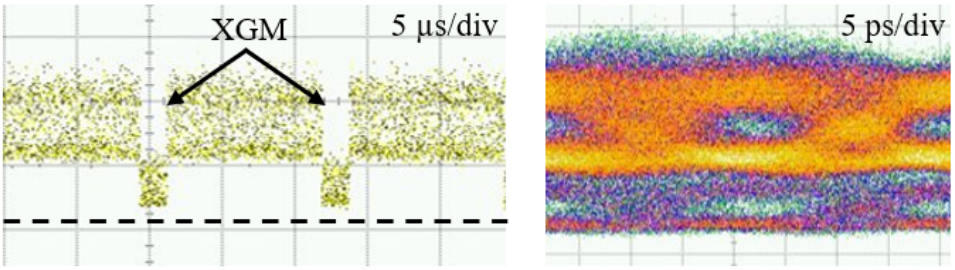


FIGURE 3.39 – Signal descendant soumis à une forte modulation de gain croisé et diagramme de l'oeil [63].

Devant ces bons résultats, la solution du SOA unique en amplification bidirectionnelle parait séduisante. En revanche, une problématique a été mise en lumière pendant ces expérimentations. Du fait de la présence de deux signaux contra-propagatifs dont l'un est en mode *burst* (avec de longues plages d'extinction du signal), le gain du SOA peut être modulé par l'un des signaux et perturber l'autre signal à cause du phénomène de modulation de gain croisé (XGM) introduit au chapitre 2. On voit sur la figure 3.39 [63]

qu'un signal descendant soumis à un fort XGM présente des déplétions de puissance à l'instant où le burst du signal montant traverse le SOA. Cela apparaît également sur le diagramme de l'oeil. Le diagramme de l'oeil semble décalé vers le haut et cela se traduit bien entendu par une pénalité sur la qualité de la transmission.

Cependant, l'utilisation d'un SOA bidirectionnel à l'OLT est une solution intéressante pour partager les bénéfices du SOA. Dans cette partie, une solution pour réduire l'impact du XGM est proposée et faciliter l'utilisation d'un SOA bidirectionnel dans le contexte des PONs. Seul le XGM entre les *bursts* et le signal continu descendant sera étudié dans cette partie. Le XGM entre bit a été observé lors de précédentes études au sein de notre laboratoire [89] mais je ne l'ai pas étudié dans mes travaux.

3.5.2 Modulation de gain croisée et contrôle automatique de gain

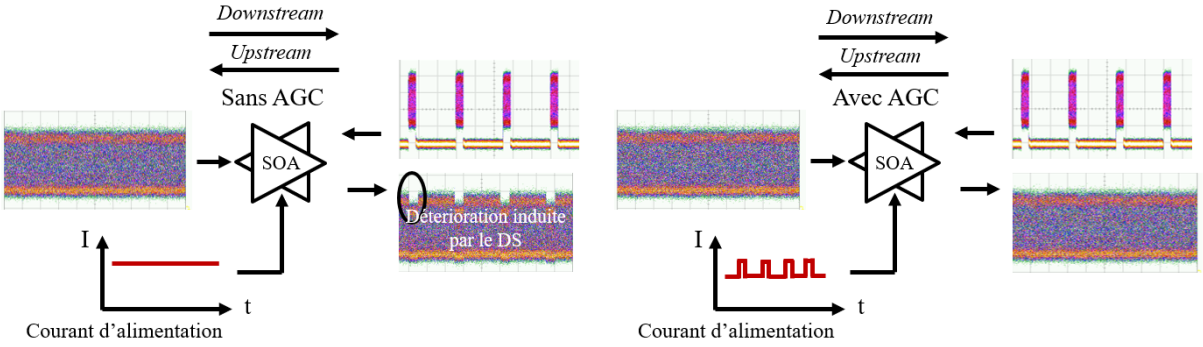


FIGURE 3.40 – Principe du contrôle de gain automatique du SOA pour limiter la dégradation induite par les *bursts* sur le signal descendant à la traversée du SOA.

L'utilisation d'une technique de Contrôle de gain automatique (*Automatic Gain Control*) (AGC) du SOA pourrait contribuer à réduire l'effet du XGM sur la qualité de la transmission. La méthode est explicitée sur la figure 3.40. Sans AGC, c'est-à-dire lorsque le courant d'alimentation du SOA est constant, on peut voir apparaître sous certaines conditions de puissance, des déplétions sur le signal descendant aux instants où les *bursts* traversent le SOA. Étant donné que l'OLT connaît précisément l'instant auxquels les bursts sont censés atteindre l'OLT, il est possible en pratique d'implémenter une solution d'AGC. Le principe est présenté sur la droite de la figure 3.40. Le courant d'alimentation du SOA n'est à présent plus continu mais modulé. Ainsi le gain du SOA est modulé de façon synchrone avec l'arrivée des bursts. Le courant est augmenté pour

que le SOA dispose de plus de gain pendant la traversée d'un burst. La déplétion sur le signal descendant peut être compensée par l'augmentation du gain disponible.

Le montage expérimental décrit sur la figure 3.41 est utilisé pour tester cette technique d'AGC sur un lien à 50 Gbit/s symétrique. L'OLT et l'ONU comprennent chacun un émetteur et un récepteur. Pour le sens descendant, un EML composé d'un DFB et d'un EAM sont intégrés sur la même puce. Cet EML est maintenu à une température de 20°C et émet à une longueur d'onde 1310 nm. Il est modulé à l'aide d'un premier PPG (PPG 1). Le PPG 1 génère un signal NRZ-OOK à 50 Gbit/s basé sur un PRBS de longueur $2^{31}-1$. Ce signal est amplifié afin d'être appliqué à l'EAM avec une tension de 800 mVpp. L'EAM est polarisé à -1,1 V. Dans ces conditions, le taux d'extinction de l'EML est de 8 dB. Le signal optique en sortie de l'émetteur traverse un isolateur optique puis atteint un multiplexeur *Coarse Wavelength Division Multiplexing* (CWDM) chargé de combiner et de séparer les signaux montant et descendant.

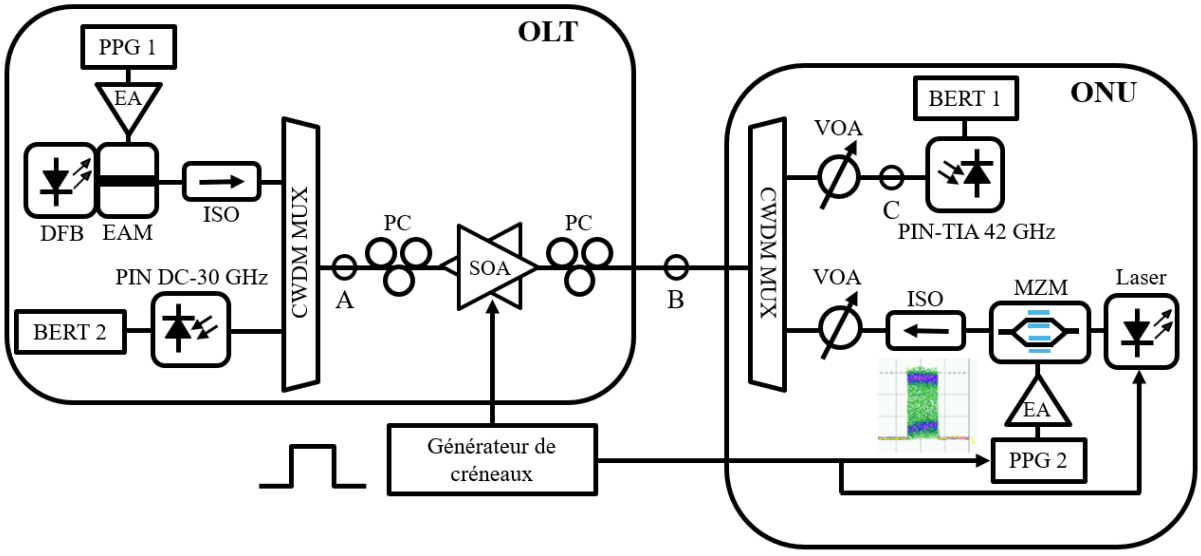


FIGURE 3.41 – Montage expérimental de test de technique d'AGC sur une transmission à 50 Gbit/s NRZ-OOK amplifiée à l'aide d'un SOA commun.

L'amplification se fait à l'aide d'un SOA maintenu à 20°C et présentant un gain en petit signal de 17,7 dB sur le lien descendant (1310 nm) et 19,1 dB sur le lien montant (1270 nm). La puissance de saturation est de -20 dBm et le gain dépendant de la polarisation est de 0,5 dB. Pour s'assurer que le SOA travaille en condition optimale en termes de polarisation, ce dernier est entouré de deux contrôleurs de polarisation. Les signaux descendant et montant sont séparés par un multiplexeur CWDM. Le signal descendant traverse un

atténuateur optique variable (VOA) avant d'être détecté par une photodiode PIN couplée à un TIA. L'ensemble présente une bande passante éléctro-optique de 42 GHz. Le BER est ensuite mesuré en temps réel par le premier détecteur d'erreur (BERT 1). Concernant le lien montant, on utilise un couple Laser à cavité externe (*External cavity laser*) (ECL) et modulateur de Mach-Zehnder (MZM). l'ECL émet à une longueur d'onde de 1270 nm. L'ECL est modulé par un générateur de créneaux créant l'enveloppe du burst. Le MZM possède une EO-BW de 40 GHz. Ce dernier est modulé en NRZ-OOK à 50 Gbit/s selon un PRBS $2^{31} - 1$. La génération des données est assurée par le PPG 2. Le PPG 2 est également déclenché par le générateur de créneaux pour s'assurer que la génération des données est synchronisée avec l'enveloppe du *burst*. Le *burst* en sortie de l'émetteur est représenté sur la figure 3.41. De même que pour le lien descendant, un isolateur optique et un VOA sont insérés. Après passage à travers le SOA, le signal montant est détecté à l'aide d'une photodiode PIN dont la bande passante s'étend du continu jusqu'à 30 GHz. Les erreurs sont comptées à l'aide d'un second détecteur d'erreur (BERT 2).

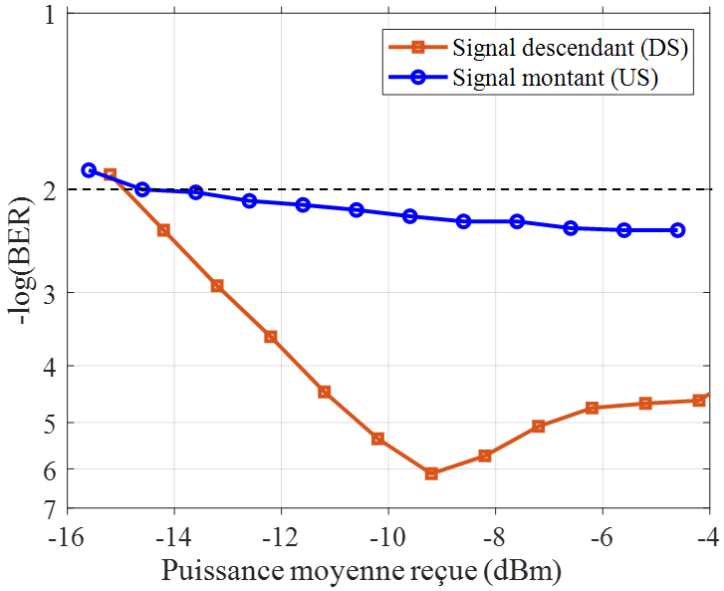


FIGURE 3.42 – BER à 50 Gbit/s en fonction de la puissance reçue pour le signal descendant et le signal montant.

Dans un premier temps, chaque lien est testé individuellement. Le taux d'erreur sur les éléments binaires est mesuré en fonction de la puissance moyenne reçue. Ces mesures sont tracées sur la figure 3.42. La courbe avec les marqueurs ronds représente le signal montant et celle avec les carrés, le signal descendant. La puissance d'émission du signal

descendant (en sortie du SOA) est de 14,4 dBm. La sensibilité étant ici de -15 dBm, le budget optique du lien descendant est de 29,4 dB. La puissance d'émission du lien montant est de -2 dBm, ce qui donne un budget optique de 13 dB. Ces valeurs de budget et de sensibilité sont principalement dues au fait que le montage expérimental est optimisé pour étudier les effets du XGM et non pour atteindre des performances de transmission. On remarque également le plancher d'erreur très important ($BER = 4.10^{-3}$). Cela provient principalement du très faible gain de conversion de la photodiode DC-30 GHz (19 V/W). Des études en cours sur les TIA mode burst pourraient résoudre ce problème de faible gain de conversion [83, 84].

Les deux sens de transmission sont à présent allumés en même temps. Afin de visualiser plus facilement la dégradation induite par le XGM ainsi que l'amélioration produite par le contrôle automatique du gain, la représentation habituelle du taux d'erreur est changée. On se place à une certaine puissance sur le récepteur et cette dernière est maintenue constante à l'aide du VOA et on mesure le BER du signal descendant, en fonction de la puissance du signal montant qui atteint le SOA.

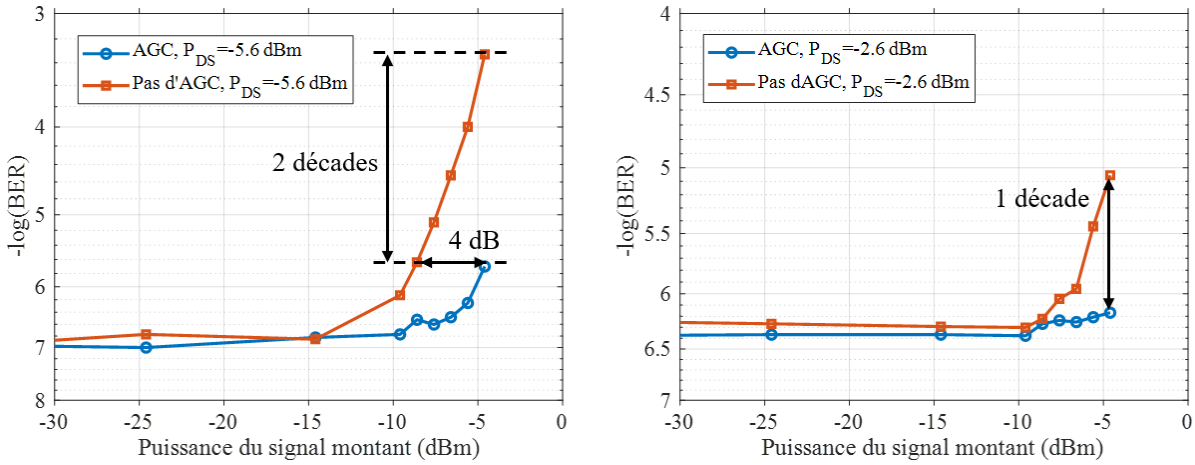


FIGURE 3.43 – BER du signal descendant en fonction de la puissance du signal montant en entrée du SOA pour des puissances du signal descendant de -5,6 dBm et -2,6 dBm, avec et sans AGC.

La figure 3.43 montre deux cas, l'un à $BER = 1.10^{-7}$ qui correspond à une puissance descendante de -5,6 dBm, et l'autre à $BER = 5.10^{-7}$ correspondant à une puissance de -2,6 dBm. Les courbes pleines, rouge, à marqueur carré représentent le cas où le SOA est alimenté par un courant continu. Les courbes bleues à marqueur rond le cas où le contrôle du gain du SOA est appliqué. Dans le cas sans AGC, le BER du signal descendant

commence à se dégrader pour une puissance du signal montant supérieure de -15 et -10 dBm pour une puissance sur le récepteur de -5,6 et -2,6 dBm respectivement. Ceci est dû à la modulation de gain par le signal montant qui perturbe le signal descendant. En présence de l'AGC maintenant, nous observons une nette amélioration du BER. Dans le cas d'une puissance sur le récepteur de -5,6 dBm, cette amélioration se traduit, en termes de puissance, par une capacité à supporter un signal montant d'une puissance 4 dB supérieure au cas sans AGC, pour voir la même dégradation du signal descendant. Aussi, pour une puissance du signal montant de -5 dBm, l'impact du XGM sur le BER diminue de 2 décades. Lorsque $P_{DS} = -2,6\ dBm$, l'amélioration est moindre, principalement car le signal descendant doit déjà commencer à saturer le gain du SOA.

L'effet du XGM est très visible sur le diagramme de l'oeil du signal descendant comme le montre la figure 3.44. Les diagrammes de l'oeil sont mesurés en sortie du SOA. Les DDO sans et en présence de signal montant contra-propagatif dans le SOA, montrent clairement la dégradation en présence du signal montant.

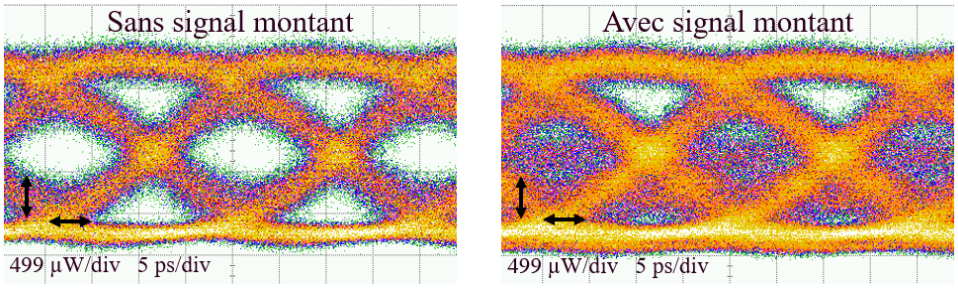


FIGURE 3.44 – Diagramme de l'oeil électrique du signal descendant en sortie du récepteur avec et sans signal montant dans le SOA.

Dans notre expérience, le réglage du contrôle du gain se fait en visualisant le signal descendant en sortie du SOA. L'amplitude et le délai du créneau de courant sont optimisés de façon à faire disparaître la fermeture du DDO. L'action de l'AGC est limitée par le générateur de créneaux alimentant le SOA car l'amplitude de modulation du générateur est limitée. De plus, le SOA possède un courant de saturation. Ceci explique pourquoi, même en présence de l'AGC, l'effet du signal montant est amoindri mais reste présent. Il pourrait être intéressant de réduire le courant du SOA afin de compenser jusqu'à des puissances du signal montant plus importantes. Il s'agirait de trouver un compromis entre un gain moyen suffisant pour répondre aux contraintes de budget tout en autorisant un compensation importante des effets du XGM.

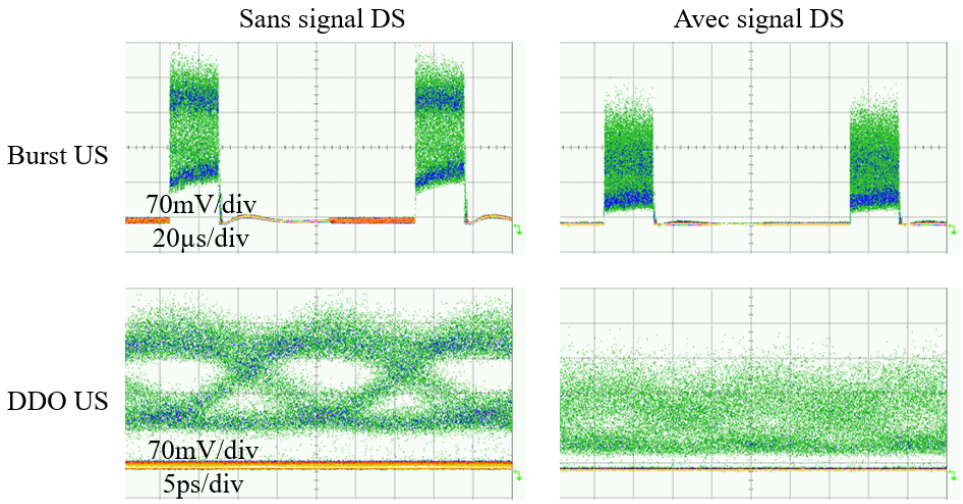


FIGURE 3.45 – *Burst* et diagramme de l'oeil montant, avec et sans signal descendant dans le SOA.

À cause de limitations expérimentales, nous n'avons pas été en mesure de réaliser le même type de mesure sur le signal montant, la sensibilité de la photodiode DC-30 GHz étant trop faible. Cependant, il nous a été possible d'observer les *bursts* et les DDOs en présence et en absence de signal descendant comme présenté sur la figure 3.45. On remarque que le signal montant est lui aussi soumis à une dégradation due à la présence du signal descendant dans le SOA. On peut supposer que l'utilisation d'une technique d'AGC comme celle décrite dans cette partie aurait un effet bénéfique sur le lien montant également.

3.5.3 Conclusion

L'implémentation d'une technique de contrôle automatique du gain du SOA a permis de réduire l'impact de la modulation de gain croisée sur les performances d'un lien utilisant un SOA comme amplificateur bidirectionnel. En modulant le gain du SOA avec l'enveloppe du *burst* à l'approche de ce dernier, le gain peut être adapté à la demande instantanée et limiter les dégradations des performances du lien que ce soit sur la voie montante ou descendante. À l'aide de cette solution d'AGC, les problématiques de l'utilisation d'un SOA partagé peuvent être en partie surmontées.

3.6 Conclusion du chapitre

Dans ce chapitre, nous nous sommes concentrés sur l'étude de solutions pour la réalisation pratique du 50G-PON, la dernière norme PON de l'ITU-T. La pré-amplification optique du récepteur, notamment sur un lien montant et sa particularité, le mode *burst*, a été proposée. Ainsi, des performances, en termes de budget optique ou de sensibilité du récepteur, dépassant les recommandations des standards et les valeurs à l'état de l'art ont été obtenues. On peut par exemple citer une sensibilité de -31 dBm et un budget de 33 dB à 25 Gbit/s en mode *burst*, à l'aide d'un PDFA ou encore 31 dB de budget optique avec un SOA. Au-delà de ces performances, des problématiques éventuelles pouvant affecter le lien montant notamment en cas de pré-amplification optique, comme l'OBI ou le XGM ont été explorées. Dans le cas de l'OBI, il s'est avéré qu'au vu des données en notre possession (Puissance des ONUs inactifs, nombre d'ONUs), aucun impact n'était attendu sur la qualité de la transmission. Au contraire, pour le XGM, dont l'impact avait clairement été observé dans notre laboratoire, une solution réaliste permettant de réduire son impact a été proposée.

Une photodiode à avalanche à l'état de l'art fabriquée en germanium sur silicium a été étudiée en tant que concurrent aux récepteurs pré-amplifiés. Ce récepteur possède de nombreux avantages tels qu'une très bonne sensibilité et une compatibilité CMOS. Finalement, toutes ces expérimentations ont permis de proposer des solutions techniques pour la montée en débit jusqu'à 50 Gbit/s pour la fibre à la maison, tout en s'affranchissant de l'utilisation de traitement numérique du signal.

Les développements technologiques nécessaires à la réalisation d'un système 50G-PON commencent à porter leurs fruits. Nous commençons notamment à voir dans les laboratoires différents prototypes de système 50G-PON. Cependant, la réalisation de la voie montante à 50 Gbit/s demande des efforts plus conséquents qu'à débit plus faible. Le développement récent de TIA mode *burst* à 50 GBaud est un grand pas vers l'apparition de récepteur mode *burst* à 50 Gbit/s.

Les opérateurs asiatiques ont d'ores et déjà exprimé des besoins pour de tels systèmes. Concernant les opérateurs européens, le gros des efforts est concentré sur le déploiement des systèmes PON et à leurs mises à jour vers la seconde génération (le XGS-PON pour Orange en France). Les besoins pour des systèmes présentant de tels débits ne sont pas encore bien définis pour les opérateurs européens, mis à part éventuellement pour des usages particulier mais non résidentiel.

Une perspective de poursuite de ces travaux serait notamment de répondre à la question suivante : vaut-il mieux utiliser un couple SOA-PIN ou le couple APD-égalisation ? Le SOA-PIN possède l'avantage de la simplicité de la photodiode PIN mais souffre de la présence du SOA et de sa consommation électrique. De l'autre côté, l'APD est plus complexe à fabriquer mais permet de meilleures performances en termes de sensibilité. Cependant, malgré la mise au point d'APD à base de germanium sur silicium qui possèdent de plus grandes bandes passantes, les APDs nécessitent l'aide de traitement numérique ou analogique du signal pour combattre les limitations de bande passante. Pour répondre totalement à cette question, des études supplémentaires sont nécessaires, notamment concernant des variables importantes comme le coût et la consommation d'énergie.

Chapitre 4

Liens optiques au-delà de 50 Gbit/s

4.1 Introduction

Avec l'élaboration des normes 25G-EPON [60] et 50G-PON [90], [26], l'avenir des réseaux d'accès optiques est tracé pour plusieurs années. La demande pour des débits plus importants proviendra dans un premier temps d'usages particuliers tels que les réseaux point à point pour les entreprises, les campus ou encore les antennes mobiles. Prenons l'exemple du mobile : avec le déploiement commercial de la 5G, l'effort de recherche et de standardisation a naturellement migré vers la 6G. Selon un *whitepaper* 6G [25], cette nouvelle génération nécessitera, pour la connexion des antennes, des liens optiques bidirectionnels supportant 100 Gbit/s par sens dans les premières phases. Cette capacité évoluera rapidement vers 400 Gbit/s ou 800 Gbit/s par sens de transmission pour les phases suivantes du déploiement opérationnel de la 6G.

Atteindre des débits aussi importants, tout en respectant les contraintes de coût et d'infrastructure des réseaux d'accès, et en travaillant avec des technologies simples relève du défi. En effet, des débits de plusieurs centaines de gigabits par seconde voire même plusieurs térabits par seconde peuvent transiter depuis longtemps à travers les réseaux métropolitains ou de transport [91]. Cependant, ces parties du réseau ont souvent recours à des techniques que nous avons précédemment exposées dans ce manuscrit comme étant complexes et coûteuses, telles que les transmissions cohérentes ou encore le multiplexage en longueur d'onde dense. Le nombre important de terminaisons potentiellement adressables ainsi que l'exploitation en environnement non contrôlé, rendent difficile l'utilisation de telles techniques de transmission dans les réseaux d'accès.

Dans ce chapitre, nous exposons nos travaux sur ce type de liens à très haut débit spécifiquement pour les réseaux d'accès. Nous utilisons un format de modulation d'amplitude multi-niveaux, des amplificateurs optiques ainsi que de l'égalisation analogique du signal afin de réaliser des liens optiques simples et sans traitement numérique du signal. Une première partie du chapitre est dédiée à l'utilisation de ces différents outils (PAM-4, égali-

seur, ...). Dans la partie expérimentale qui suit cette introduction, nous nous concentrons sur des travaux portant sur des architectures point-à-point. Nous démontrons expérimentalement dans ce chapitre que l'utilisation du PAM-4 permet, sans traitement numérique du signal, d'atteindre un débit de 100 Gbit/s sur une longueur d'onde à l'aide de composants compatibles avec les réseaux d'accès. Une portée maximale de 30 km ainsi qu'un débit de 400 Gbit/s sur une architecture point-à-point est également obtenue à l'aide de multiplexage en longueur d'onde.

Dans un second temps, nous explorons la possibilité d'utiliser ce type de solution pour un futur réseau FTTH à 100 Gbit/s sur une topologie point à multipoint. Nous démontrons des valeurs expérimentales de budget optique supérieures ou égales aux normes des standards et à l'état de l'art.

4.2 État de l'art des solutions d'accès optiques au-delà de 50 Gbit/s

A travers le monde, de nombreuses équipes de recherche se sont penchées sur différents moyens de réaliser des transmissions optiques à plus de 50 Gbit/s, notamment en visant un débit par longueur d'onde de 100 Gbit/s. Pour cela, plusieurs voies ont été explorées. L'une d'elles est l'utilisation de la modulation d'amplitude multi-niveaux. Le PAM-4 est un format de modulation d'amplitude à quatre niveaux. Les transmissions pour les réseaux d'accès optiques utilisant ce format de modulation font l'objet de ce chapitre.

Des travaux utilisant le PAM-4 ont plusieurs fois permis d'atteindre des débits supérieurs ou égaux à 100 Gbit/s/λ, tout en atteignant des objectifs élevés en termes de budget optique ou de portée. On peut notamment citer les travaux des Nokia Bell Labs [92]. Dans ces recherches, le PAM-4 est utilisé pour transmettre des données à 100 Gbit/s dans une architecture PON dont le débit s'adapte aux caractéristiques du lien. Les caractéristiques du lien prises en compte sont notamment la distance entre l'OLT et l'utilisateur. Le PAM-4 à 100 Gbit/s est utilisé jusqu'à des budgets de 25 dB. Au-delà de cette valeur, le format de modulation passe au NRZ-OOK et le débit est progressivement réduit avec l'augmentation du budget optique. Ces expérimentations utilisent du traitement numérique du signal (DSP).

Les expérimentations en temps réel ne représentent pas la majeure partie des recherches actuelles, notamment de par la difficulté d'émettre, recevoir et égaliser des signaux aussi rapides en temps réel. Pour cette raison, la majeure partie des recherches sont

réalisées *offline*. L'utilisation de techniques d'égalisation avancées est un sujet majeur pour ce type de transmissions à haut débit. Des techniques d'égalisation à base notamment de réseaux de neurones [93] ou d'égalisation non-linéaire [94] ont été proposées. Ces techniques permettent d'atteindre de bonnes performances en termes de sensibilité, des forts budgets optiques et des plages dynamiques importantes.

La détection cohérente est également une voie séduisante. De nombreux résultats à l'état de l'art ont été obtenus grâce à des récepteurs cohérents standards [94] ou simplifiés [95, 96, 97]. La détection cohérente présente de très bonnes performances en termes de sensibilité si l'on compare à l'état de l'art de la détection directe. Cependant, les transmissions cohérentes présentent un gain de performances au prix d'une architecture d'émetteur et de récepteur bien plus complexe. Le format de modulation d'amplitude à 8 niveaux PAM-8 est une autre alternative pour atteindre des débits élevés avec des bandes passantes de composants limitées. Il existe des travaux à ce sujet dans la littérature scientifique. Cependant, le PAM-8 requiert des schémas d'égalisation numérique très complexes [98, 99].

Dans mes travaux, je me suis consacré à l'étude du format PAM-4 dans des expériences en temps réel. Dans la littérature, on trouve peu de travaux expérimentaux en temps réel à 100 Gbit/s sur une seule longueur d'onde avec un budget optique compatible avec les réseaux d'accès. Pour des faibles portées pour des applications comme les centres de données, on peut trouver des travaux autour de 1,55 µm, mais cela ne fait pas l'objet de mes études. Dans la bande O utilisée dans le réseau d'accès, des travaux ont été réalisés en PAM-4 en temps réel mais à des débits plus faibles. Les travaux de thèse de Sylvain Barthomeuf [34] sur le PAM-4 à 25 GBaud (50 Gbit/s) ont montré qu'il est possible d'atteindre 35 dB de budget optique à l'aide d'amplificateurs optiques. Huawei Technologies a publié, en 2023, des résultats expérimentaux en temps réel à 100 Gbit/s [100]. Le budget optique atteint est de 34 dB à l'aide d'égalisation temps réel et d'amplification optique.

4.3 Génération et analyse en temps réel du PAM-4 au laboratoire

Comme décrit au chapitre 2, le format de modulation PAM-4 est un format de modulation d'amplitude à quatre niveaux qui permet de doubler le débit binaire tout en conservant la même vitesse de modulation et donc le même débit symbole. Dans cette thèse nous utilisons le codage naturel du PAM-4 : 00, 01, 10 et 11, par opposition au

codage de Gray. Il a été démontré que l'utilisation du codage de Gray permet de réduire la probabilité d'erreur [34]. Frank Gray a inventé le codage qui porte son nom en 1947 [101]. Dans le cas du PAM-4, les symboles codés selon le codage de Gray seraient : 00, 01, 11 et 10. De par le changement minimum de valeur des bits, un seul bit change entre deux symboles adjacents, la probabilité d'erreur sur les éléments binaires est minimisée. Malgré tout, pour des raisons de limitations expérimentales dues au matériel à disposition, nous ne pouvons utiliser ce type de codage.

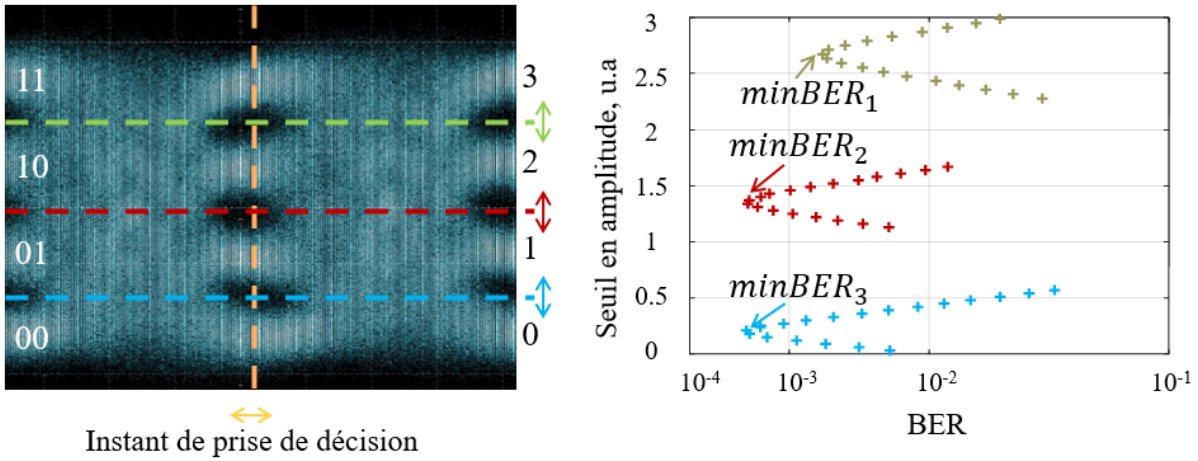


FIGURE 4.1 – Principe de la mesure du taux d'erreur sur les éléments binaires d'un signal PAM-4.

Nous allons maintenant décrire le principe de mesure du taux d'erreur dans le cas d'un signal PAM-4 qui est lui aussi un peu différent de celui d'une mesure sur un signal NRZ-OOK. Il est possible, avec le détecteur adéquat, de mesurer directement le Taux d'erreur par symbole (*Symbol Error Rate*) (SER) ou le BER total du signal. Dans notre cas, nous mesurons le BER selon la méthode décrite sur la figure 4.1. L'instant de prise de décision est fixé à l'aide d'une ligne à retard électrique qui est ajustée une seule fois pour l'ensemble des trois prises de décision. Une fois l'instant de prise de décision temporel fixé, le seuil de décision en amplitude est balayé. Ainsi on mesure trois courbes présentant trois minima correspondant aux trois minima de BER entre les symboles 0 et 1, 1 et 2 et 2 et 3. Pour calculer le taux d'erreur total du signal PAM-4, nous nous basons sur le développement suivant [57].

On commence par exprimer le BER en fonction des probabilités d'erreur conditionnelles entre niveaux adjacents. Par exemple, P_{12} représente la probabilité de détecter le

symbole 2 alors que le symbole 1 a été transmis. L'expression du BER total est la suivante :

$$BER = \frac{1}{8}(P_{01} + P_{10} + 2P_{12} + 2P_{21} + P_{23} + P_{32}) \tag{4.1}$$

On remarque un poids double pour les symboles du milieu, cela provient de l'utilisation du codage naturel du PAM-4. Les 1 et 2 portent en effet respectivement les bits d'information 01 et 10. Alors, lorsqu'une erreur est commise entre ces deux symboles, on reçoit alors deux bits erronés ce qui explique le poids double des probabilités conditionnelles sur ces deux niveaux.

On regroupe alors les termes pour réécrire l'équation en fonction des taux d'erreurs sur les symboles deux à deux. On les note BER_n :

$$BER_1 = \frac{1}{4}(P_{01} + P_{10}),\ BER_2 = \frac{1}{4}(P_{12} + P_{21}) \text{ et } BER_3 = \frac{1}{4}(P_{23} + P_{32}) \tag{4.2}$$

Dans nos expérimentations nous mesurons $BER_{1,2,3}$ en fonction du seuil de décision, dont on recherche les minima : ($minBER_1$, $minBER_2$ et $minBER_3$). Puis en se basant sur les équations 4.1 et 4.2, on obtient la formule ci-dessous :

$$BER = \frac{1}{2}minBER_1 + minBER_2 + \frac{1}{2}minBER_3 \tag{4.3}$$

A présent que la méthode de génération et de détection du PAM-4 en temps réel est introduite, je vais décrire la technique d'égalisation analogique d'un signal PAM-4 qui sera utilisée dans l'ensemble de ce chapitre. Il est en effet presque indispensable d'utiliser des techniques d'amélioration de la qualité du signal lors de l'utilisation du PAM-4 en temps réel.

4.4 Égalisation analogique du signal PAM-4

Afin d'améliorer la qualité de la transmission et de limiter la dégradation de la sensibilité du récepteur, nous avons eu recours à une technique d'égalisation analogique. Un filtre électronique nous permet d'égaliser en temps réel le signal que ce soit à l'émission ou à la réception. Cela permet de compenser certains défauts de la chaîne de transmission.

Dans le cadre de ces travaux, nous avons utilisé un filtre FIR. Il s'agit d'un filtre analogique transverse qui fournit en sortie une somme pondérée de versions retardées du

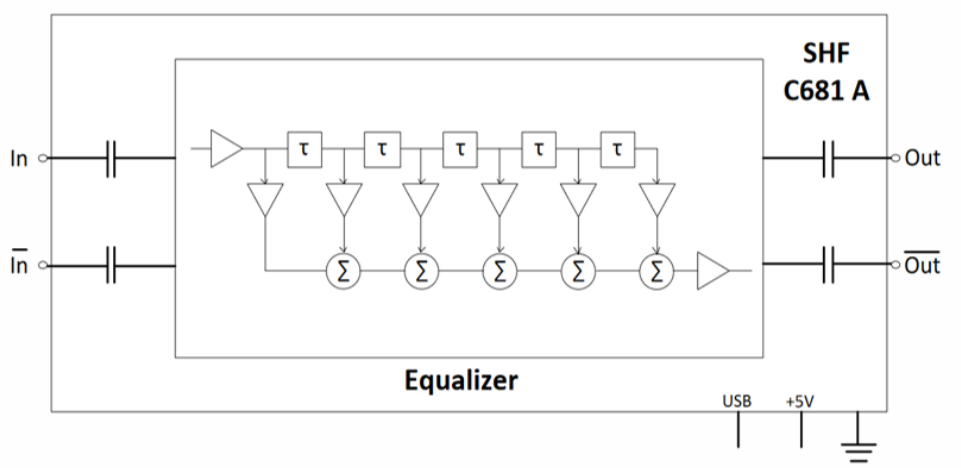


FIGURE 4.2 – Schéma de principe du filtre FIR utilisé. [102]

signal en entrée. La figure 4.2 présente le schéma de principe d'un tel filtre. Le signal électrique en entrée est noté $x(t)$, il est divisé en 2. Une partie rencontre le premier coefficient du filtre b_0 et l'autre partie est retardée d'un retard $T/2$ avant de rencontrer le coefficient suivant.

Un filtre FIR peut également être réalisé dans le domaine numérique. La théorie du signal nous dit que si l'intervalle de temps entre deux coefficients successifs, est suffisamment faible pour satisfaire au théorème de Shannon [103], c'est à dire que l'intégralité de l'information du signal est contenue dans les échantillons, alors le filtrage peut être réalisé dans le domaine discret. C'est à dire, par la chaîne échantillonnage - filtrage discret - reconstitution du signal.

Notre filtre FIR est lui, un composant analogique, aucune numérisation du signal n'est réalisée. Il possède 6 coefficients espacés de 7,5 ps (selon les données du fabricant), ce qui correspond à la moitié du temps symbole maximal admissible par le filtre. Ce filtre FIR n'est pas un FIR numérique mais bien analogique. La bande passante électrique de ce FIR est de 64 GHz. Chacun des coefficients peut être réglé sur une plage allant de -127 à +127. Bien que des algorithmes d'optimisation des valeurs des coefficients existent dans le domaine numérique, nous n'avons pas pris le temps, dans le cadre de cette thèse de les transposer à notre FIR analogique. L'optimisation des coefficients du filtre se fait donc, dans un premier temps, automatiquement à l'aide d'un logiciel dédié fourni par le fabricant du FIR. Cette première étape nous permet d'approcher des paramètres optimaux. L'optimisation fine est réalisée manuellement via l'observation du diagramme de l'oeil dans un premier temps puis en cherchant à minimiser le BER dans un second temps.

Dans la suite de ce chapitre, plusieurs cas expérimentaux seront présentés et pour chacun de ces cas, les paramètres du FIR sont ajustés. Dans un souci de concision, un cas générique est explicité ici. La réponse du canal, à travers le paramètre S_{21}, en fonction de la fréquence est mesurée à l'aide d'un analyseur de réseaux vectoriel d'une bande passante de 70 GHz. Le dispositif à mesurer est placé entre les deux ports de l'analyseur de réseaux vectoriel. Un synthétiseur envoie un signal sinusoïdal dont la fréquence varie à travers le dispositif et le signal est mesuré en sortie. En comparant le signal en entrée et en sortie, l'analyseur de réseaux vectoriel est capable d'en déduire la réponse du dispositif placé entre ses deux ports.

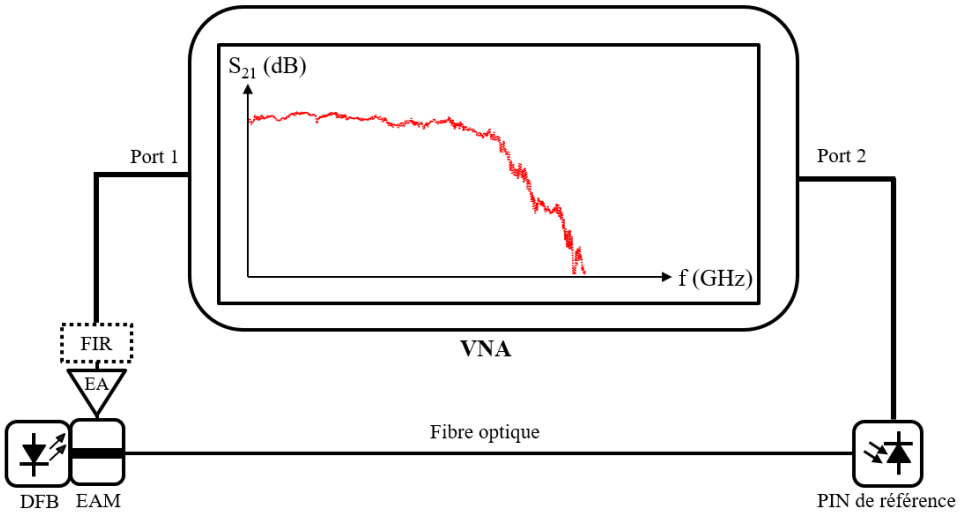


FIGURE 4.3 – Montage expérimental de mesure de réponse d'un émetteur électro-optique à l'aide d'un analyseur de réseaux vectoriels.

Nous réalisons trois mesures. Une première mesure consiste à placer le filtre FIR seul entre les ports du VNA. Une seconde mesure où le port 1 est connecté à l'émetteur et le signal est reçu par une photodiode PIN de référence dont la réponse est connue et soustraite à la mesure. Finalement, une dernière mesure est réalisée avec le même dispositif que la seconde mais cette fois-ci, le filtre FIR est ajouté. La figure 4.3 décrit le montage utilisé pour la seconde et la troisième mesure.

Les mesures de S_{21} du transmetteur électro-optique seul, du FIR seul et de l'ensemble transmetteur et FIR sont représentées sur la figure 4.4. Par transmetteur, on désigne l'amplificateur électrique et le modulateur électro-optique. La réponse du transmetteur est assez plate et présente une bande passante électro-optique à 3 dB de 38 GHz. Les coefficients du FIR sont ici réglés comme suit : 97, -103, -127, 45, 54, 5. Le FIR quant à

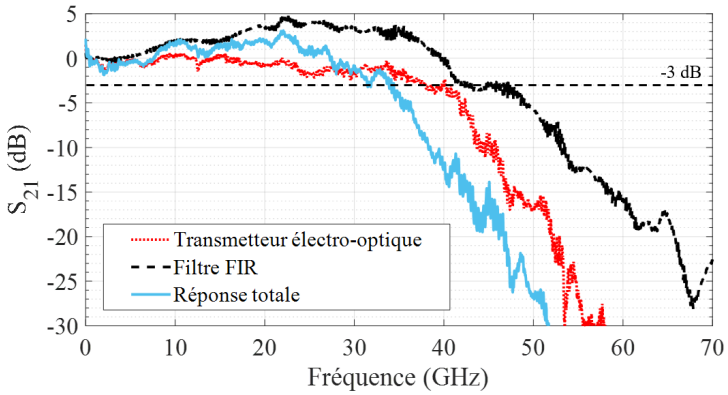


FIGURE 4.4 – Mesure de la réponse S_{21} du transmetteur (ligne pointillée rouge) et du filtre FIR (ligne discontinue noire) seul. La réponse de l'ensemble transmetteur et filtre FIR est représentée en trait plein bleu.

lui possède une réponse présentant du gain dans la région de 0 GHz à 40 GHz. L'ajout du filtre FIR au transmetteur nous permet d'avoir du gain autour du continu jusqu'à 25 GHz. De plus, la forme de la réponse est très plate sans filtre. Le filtre FIR contribue également à la compensation des défauts de la partie RF qui permet de générer et transporter le signal de modulation jusqu'au modulateur. La bande passante électro-optique (à -3 dB) de l'ensemble transmetteur et FIR est égale ici à 33 GHz. Cette bande passante variera dans la suite en fonction de l'émetteur utilisé. Cependant, l'effet d'atténuation des basses fréquences et d'amplification des fréquences autour de 25 GHz reste identique dans tous les cas étudiés dans la suite de ce manuscrit.

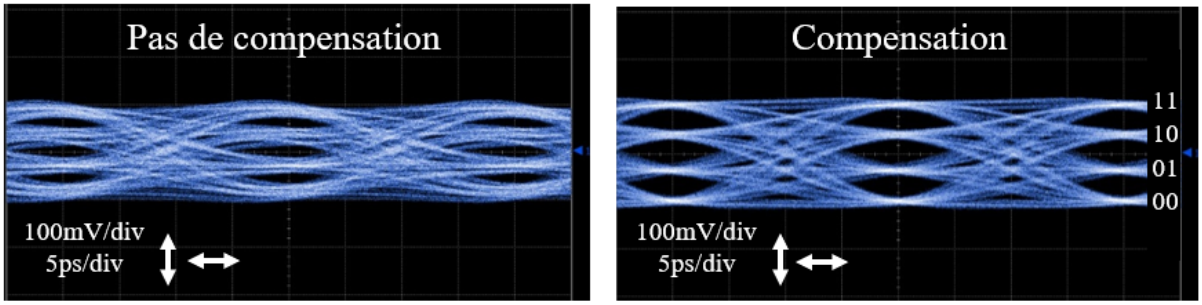


FIGURE 4.5 – Diagramme de l'oeil sans et avec égalisation du transmetteur par le FIR analogique.

L'effet de l'égalisation est particulièrement visible sur le diagramme de l'oeil (DDO). La figure 4.5 présente les DDO électriques avant le modulateur électro-optique sans compensation et avec compensation par l'égaliseur analogique. Il ressort que la compensa-

tion analogique ouvre l'oeil, que cela soit en temporel ou en amplitude. Les trajectoires des transitions sont également mieux séparées et plus symétriques temporellement. Enfin beaucoup de double traces disparaissent. Ces doubles traces proviennent très probablement de réflexions électriques auxquelles ce format est très sensible.

4.5 PAM-4 pour les transmissions point à point

L'utilisation du PAM-4 sur un réseau d'accès opérationnel semble plus évidente dans le cadre du FTTA ou du FTTO que dans le cas du FTTH notamment de par sa sensibilité aux interférences multi-trajet [36]. Les travaux présentés dans [36] ont en effet montré que le NRZ-OOK est plus tolérant de 8 à 10 dB que le PAM-4 aux interférences de multi-trajet provenant des réflexions optiques.

Dans cette section, nous nous intéressons par conséquent à l'étude du PAM-4 comme solution pour la montée en débit à bas coût du FTTA et FTTO. Plusieurs configurations de transmetteurs et de récepteurs sont étudiées afin de permettre des transmissions en temps réel et sans traitement numérique du signal à 100 Gbit/s sur une seule longueur d'onde. Les contraintes des réseaux d'accès optiques point à point sont majoritairement liées à l'infrastructure fibre déjà déployée et aux standards des organismes de standardisation internationale comme l'ITU-T ou l'IEEE. On aura pour objectif dans cette section de réaliser des transmissions atteignant les performances de la classe A (5-20 dB) de budget spécifiées dans la norme G.9806 de l'ITU-T [22]. Les résultats expérimentaux présentés dans cette section peuvent être divisés en deux parties. Dans un premier temps, nous exposerons nos résultats concernant un lien optique mono longueur d'onde à 100 Gbit/s. Nous utilisons différents émetteurs ainsi que différentes configurations de liens avec des amplificateurs optiques à fibre ou à semi-conducteur. Les différents placements possibles de l'amplificateur optique sont étudiés. L'amplificateur sera successivement placé en émission puis en réception. Dans un second temps, nous avons fait évoluer ces travaux vers des liens à multiplexage en longueur d'onde afin d'augmenter la capacité de transmission. Cela nous permet d'apporter des éléments de réponse à la demande de très haut débit des futures générations de réseaux mobiles. Nous utilisons plusieurs canaux de multiplexage en longueur d'onde où chaque canal a une largeur spectrale suffisante pour être tolérant aux variations de longueur d'onde des émetteurs, tout en ayant une excursion spectrale totale restreinte afin de permettre une amplification multi-canaux par un seul amplificateur.

4.5.1 Lien mono longueur d'onde à 100 Gbit/s

4.5.1.1 *Back-to-back* sans amplification

Dans un premier temps, il est nécessaire de caractériser le couple émetteur-récepteur sans propagation (*back-to-back*) et sans amplificateur. Pour cela, on réalise une mesure de BER avec le montage expérimental suivant.

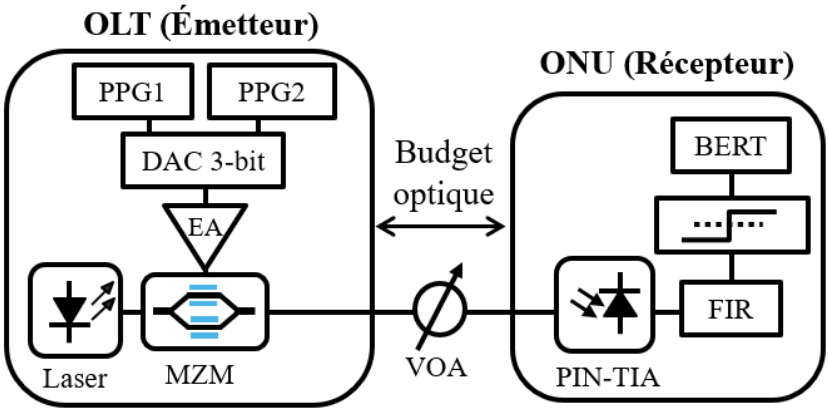


FIGURE 4.6 – Schéma expérimental d'une transmission mono longueur d'onde à 100 Gbit/s en PAM-4 en *back-to-back*.

La figure 4.6 représente le montage expérimental. Le signal électrique de modulation est généré à l'aide de deux générateurs de séquences (PPG 1 et 2), produisant chacun un signal électrique NRZ-OOK à 50 Gbit/s à l'aide d'une séquence PRBS $2^{15}-1$. Les deux signaux sont alors retardés puis mélangés dans un convertisseur numérique-analogique de 3 bits (DAC 3-bit) pour créer le signal de modulation PAM-4 à 100 Gbit/s. Notons que dans le cas de la génération d'un signal PAM-4, un DAC de 2 bits aurait suffit, le composant utilisé ici était celui disponible au laboratoire. Le signal de modulation est ensuite appliqué à un MZM en niobate de lithium ($LiNbO_3$). Ce MZM présente une bande passante électro-optique à -3 dB (EO-BW) de 40 GHz. Il module un signal lumineux provenant d'un laser à cavité externe (ECL) dont on peut ajuster la longueur d'onde d'émission. Ici, l'émission se fait à 1310 nm. Un VOA est inséré entre le transmetteur et le récepteur pour émuler les pertes du lien. Le récepteur est composé d'une photodiode positive-intrinsèque-négative (PIN) intégrée avec un amplificateur à transimpédance (TIA). L'ensemble présente une bande passante électro-optique de 42 GHz. Le signal électrique en sortie est égalisé à l'aide du filtre FIR décrit précédemment. Un détecteur d'erreurs (BERT) est ensuite chargé de compter les erreurs.

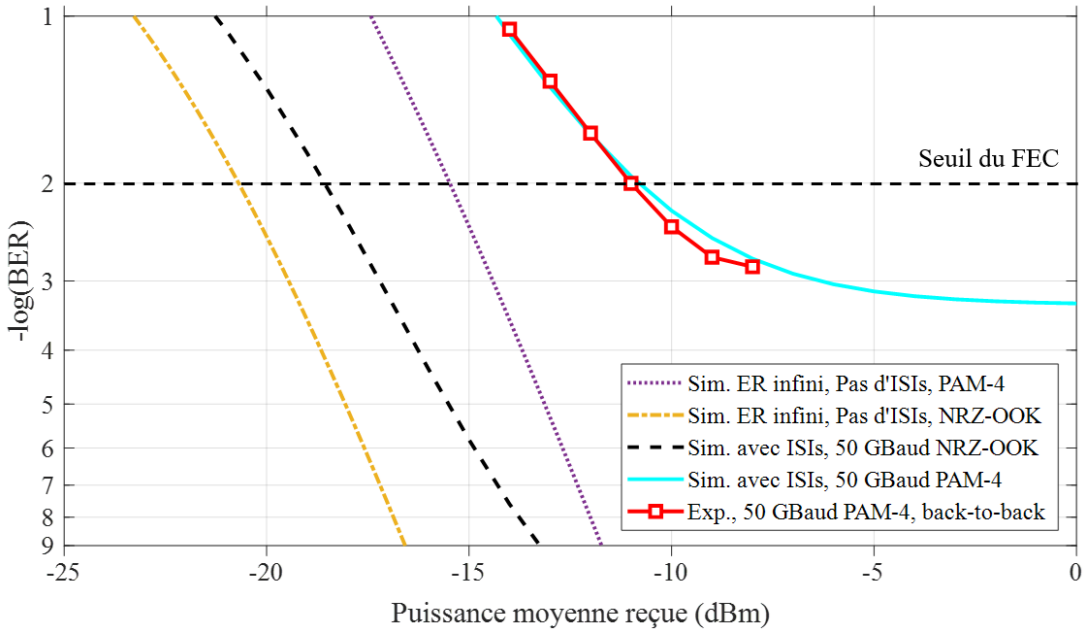


FIGURE 4.7 – Mesure expérimentale et simulation de taux d'erreur sur les éléments binaires en fonction de la puissance moyenne reçue en *back-to-back* sans amplificateur.

Le résultat de la mesure de taux d'erreur sur les éléments binaires en *back-to-back* sans amplificateur est représenté sur la figure 4.7. Nous traçons également sur cette courbe le résultat de l'analyse théorique en NRZ-OOK (courbe pointillée et à tiret) et en PAM-4 (courbe pointillée) pour un taux d'extinction infini et sans ISI (annexe 2). Enfin, nous ajoutons sur cette courbe le résultat de simulation avec ISIs, à 50 Gbit/s, en NRZ-OOK (courbe à tiret) et en PAM-4 (courbe pleine). Notons la dégradation provenant de la prise en compte des ISIs et de l'ER entre les courbes simulées avec et sans prise en compte des ISIs et de l'ER. Il y a notamment une différence de pente qui vient des ISIs ainsi qu'une pénalité en puissance due à l'ER.

Nous observons que la dégradation théorique de la sensibilité de 4,77 dB entre un NRZ-OOK et un PAM-4 à même vitesse de modulation, est plutôt de 7 dB dans notre expérience. Cependant, en prenant en compte le taux d'extinction et les interférences entre symboles comme présenté au chapitre 2, section 2.4.7, on retrouve une bonne correspondance entre théorie et expérience avec notamment la présence d'un plancher d'erreur autour de $BER = 1.10^{-3}$. Ce plancher provient principalement des interférences entre symboles, les distributions en amplitude des différents symboles se recouvrent quelle que soit la puissance sur le récepteur, augmentant ainsi la probabilité d'erreur et créant un plancher d'erreur.

Dans le cas expérimental présenté à la figure 4.7, la puissance d'émission est limitée à 5 dBm en sortie du MZM. On obtient un budget optique assez faible de 16 dB. Cette valeur n'est pas suffisante pour l'application visée, et ce malgré l'utilisation de composants présentant des caractéristiques, notamment en termes de bande passante bien au-delà de ce que l'on rencontre habituellement dans les réseaux d'accès optiques, que cela soit à l'émission ou à la réception. Nous en concluons donc que l'amplification optique sera indispensable si on ne souhaite pas avoir recours au traitement numérique du signal. Nous allons maintenant proposer différentes façons d'augmenter le budget optique du lien pour atteindre les objectifs de budget et portée. Deux méthodes sont proposées, soit en améliorant la sensibilité du récepteur, soit en augmentant la puissance de l'émetteur.

4.5.1.2 L'amplificateur à semi-conducteur pour la pré-amplification du récepteur

Pour augmenter le budget optique du lien, il est possible comme cela a été discuté au chapitre 2 (Section 2.4.4) de placer l'amplificateur optique en entrée du récepteur. On parle alors de pré-amplification optique. Grâce au modèle analytique développé au chapitre 2, nous nous attendons à une amélioration du budget optique grâce au pré-amplificateur comparativement au cas sans pré-amplificateur. La figure 4.8 regroupe les courbes de BER simulées en fonction de la puissance moyenne reçue en entrée du pré-amplificateur (devant le Contrôleur de polarisation (*Polarisation Controler*) (PC) sur le schéma de la figure 4.9). Les paramètres du pré-amplificateur pris dans la simulation sont les paramètres utilisés expérimentalement. Il est bon de rappeler que les paramètres du pré-amplificateur sont optimisés ici pour améliorer à la fois le budget optique du lien et pour obtenir une plage de fonctionnement dynamique (intervalle de puissance où le BER est sous le seuil du FEC) importante et compatible avec les normes. Entre le cas sans amplificateur (courbe continue) et le cas avec pré-amplificateur (courbe à tiret), avec les paramètres choisis, le modèle prédit une amélioration de la sensibilité du récepteur de 6 dB. Cela portera la sensibilité du récepteur à -17 dBm.

Le montage expérimental présenté sur la figure 4.9 est peu différent de celui présenté sur la figure 4.6. Un contrôleur de polarisation est inséré entre le VOA et le SOA afin de s'assurer d'un état de polarisation optimal en entrée de l'amplificateur. Il serait également intéressant de chercher, au contraire, à se placer dans le pire cas en termes de polarisation. En effet dans un cas réel, la polarisation du signal d'entrée ne pourra pas être contrôlée. Cependant, étant donné le faible Gain dépendant à la polarisation (*Pola-*

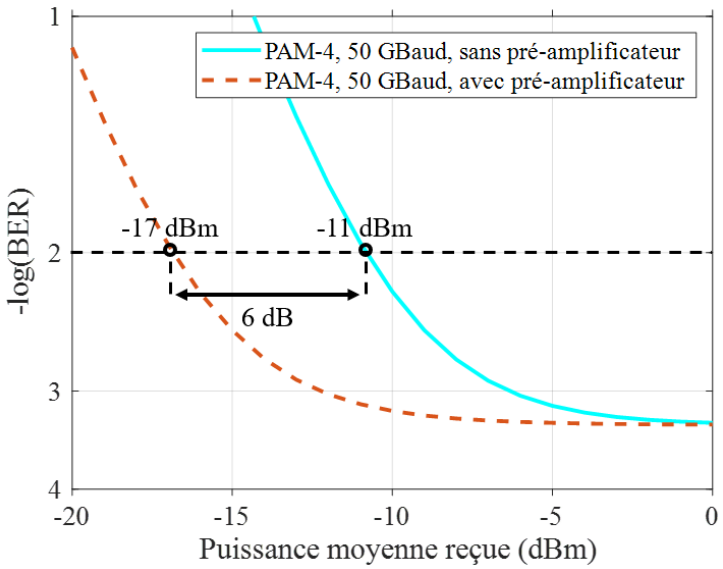


FIGURE 4.8 – Simulation du BER en fonction de la puissance moyenne reçue en modulation PAM-4 avec et sans pré-amplificateur.

risation Dependent Gain) (PDG) ($\simeq 1\ dB$) et la marge disponible due à la présence du VOA entre le SOA et la PIN, dans ces conditions le système devrait fonctionner même dans le cas où le gain est minimum de par la polarisation du signal à amplifier. Le signal traverse ensuite le SOA pré-amplificateur. Un VOA nous permet d'ajuster la puissance sur le récepteur.

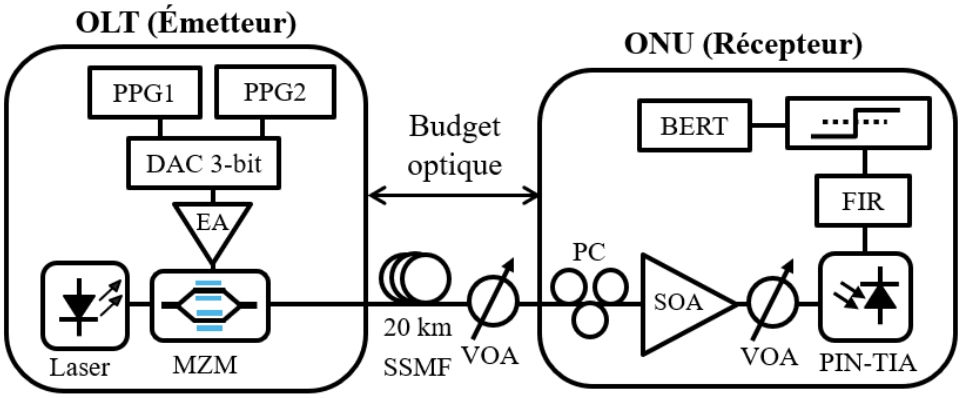


FIGURE 4.9 – Schéma expérimental d'une transmission mono longueur d'onde à 100 Gbit/s en PAM-4 avec un pré-amplificateur.

Dans le cas d'un pré-amplificateur, nous allons chercher à utiliser un SOA avec une faible dépendance à la polarisation, un facteur de bruit faible mais également une puis-

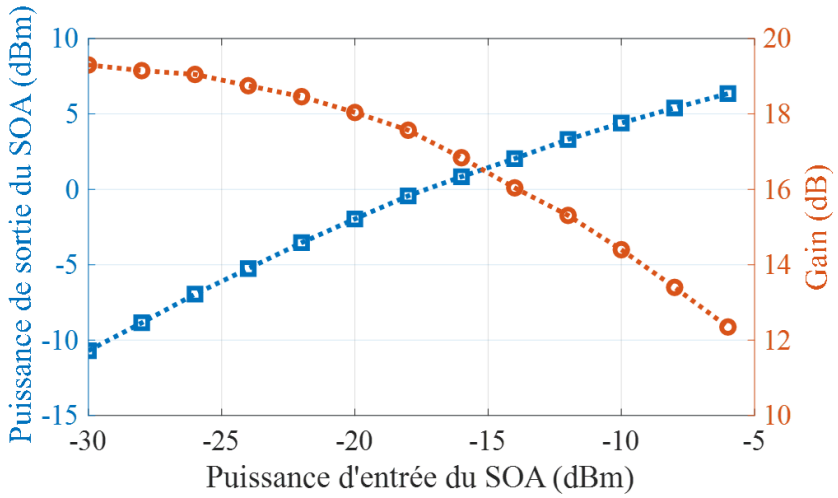


FIGURE 4.10 – Gain et puissance optique de sortie du SOA pré-amplificateur en fonction de la puissance optique d'entrée pour une longueur d'onde signal de 1310 nm.

sance de saturation en entrée la plus élevée possible afin notamment d'éviter le phénomène de compression du gain et donc de réduction du taux d'extinction. Les pré-amplificateurs présentent généralement une puissance de saturation basse et un gain plus faible que les SOAs de type booster qui seront étudiés dans la partie suivante. Dans ce montage expérimental, le SOA est alimenté avec un courant de 92 mA. Sa température est maintenue à la valeur constante de 22,7 °C à l'aide d'un TEC. La figure 4.10 montre la caractérisation en termes de puissance de sortie (axe des ordonnées de gauche) et de gain (axe des ordonnées de droite) du SOA pré-amplificateur avec ces paramètres en fonction de la puissance optique moyenne en entrée du SOA (avant PC). Ce SOA possède un gain en petit signal de 19 dB. Le Facteur de bruit (*Noise Figure*) (NF) du SOA indiqué par le constructeur est de 6 dB en petit signal.

La figure 4.11 montre l'effet sur le BER, de l'ajout d'un SOA pré-amplificateur. La sensibilité du récepteur est améliorée de 6 dB, passant de -11 dBm sans pré-amplificateur à -17 dBm. Cette amélioration est cohérente avec la valeur prévue par le modèle à la figure 4.8. À la différence des courbes théoriques, on observe une remontée du BER au-dessus de -13 dBm avec pré-amplification optique ; il s'agit d'un effet de saturation de la PIN-TIA. La puissance de l'émetteur étant de 5 dBm, on atteint un budget optique de 22 dB, compatible cette fois-ci avec la classe A (5-20 dB). La plage dynamique, c'est à dire l'excursion en puissance sous le seuil du FEC, est égale à 10 dB. La plage de budget optique (classe A) visée par le standard prévoit une plage dynamique de 15 dB (de 5 à

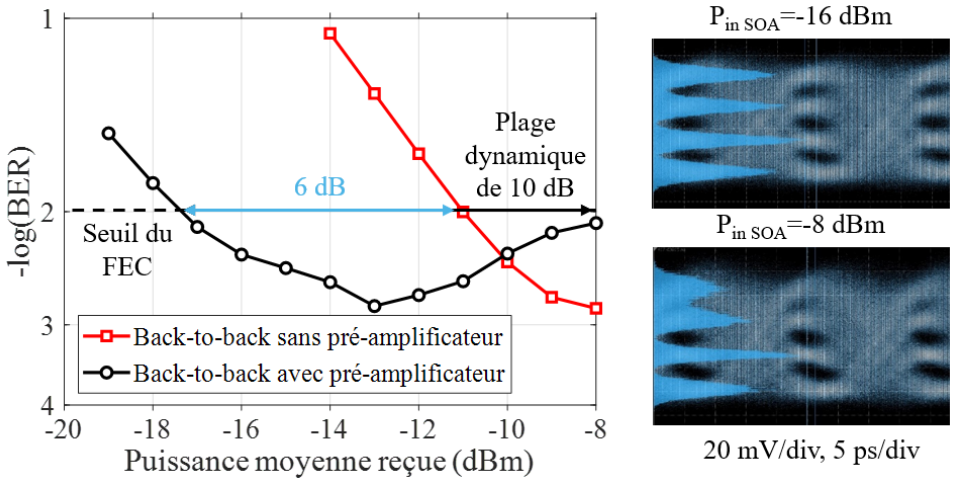


FIGURE 4.11 – BER en fonction de la puissance reçue en *back-to-back* avec et sans pré-amplificateur.

20 dB), cette valeur est donc inférieure à l'objectif. Ces mesures sont réalisées avec une valeur de gain du SOA et du TIA fixée, c'est à dire que le courant du SOA et le gain du TIA sont constants. Afin d'augmenter la plage de fonctionnement dynamique, on peut imaginer une solution capable d'adapter les différents gains à la puissance reçue. Cela permettra de repousser la saturation du récepteur, provenant du TIA, qui limite la plage de fonctionnement dynamique.

Le MZM est un très bon émetteur de référence, de par notamment sa grande bande passante, son taux d'extinction important et l'absence de *chirp*. Cependant ses grandes dimensions et son coût élevé ne permettent pas d'utiliser un tel modulateur sur un réseau d'accès optique opérationnel. De plus, la tension de modulation nécessaire sur un MZM est relativement importante (plusieurs Volts). Cela rend ce type de modulateur incompatible avec les techniques actuelles de fabrication et d'intégration CMOS (mais il nous a permis les premières validations des expérimentations présentées ici).

Dans la suite de cette étude sur les transmissions en PAM-4, à l'aide d'un récepteur pré-amplifié, on remplace le couple ECL et MZM par un laser à modulation externe (EML) intégré qui nous a été prêté par Huawei Technologies. Les informations à propos de la structure et des matériaux de cet émetteur restent confidentielles et ne seront pas développées ici. Ce type d'émetteur est plus proche de la réalité en termes de possibilité d'intégration dans un réseau opérationnel mais a nécessité le montage d'un banc de test et de couplage sous pointe. Une photographie de ce banc est montrée sur la figure 4.12.

Une vue globale du banc de test est présentée sur la figure de gauche. On voit au

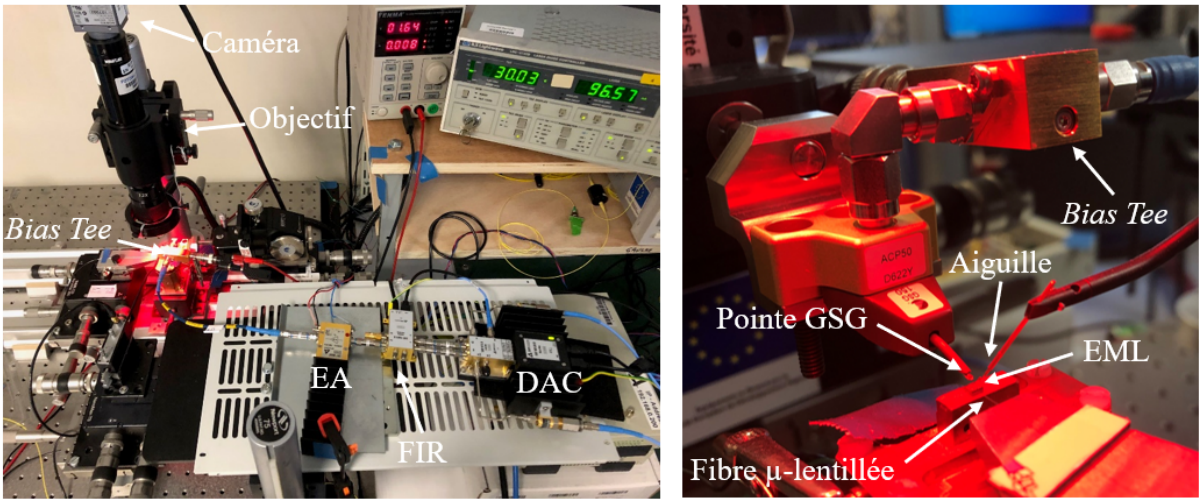


FIGURE 4.12 – Banc de test et de couplage sous pointe d'un émetteur intégré composé d'un DFB et d'un EAM.

premier plan, sur le plateau ajouré, la chaîne électrique de génération du signal de modulation avec le DAC, le filtre FIR et l'amplificateur électrique. Un câble RF d'une bande passante de 65 GHz est ensuite utilisé pour transporter le signal jusqu'à un *bias tee* chargé de mélanger le signal de modulation avec la tension de polarisation appliquée au modulateur. Une caméra avec un objectif de microscope nous permet de visualiser la puce en test. On voit également trois platines à vis micro-métriques trois axes qui nous permettent de positionner précisément les différents éléments nécessaires à l'alimentation de la puce et à la collection du signal lumineux en sortie. Sur la vue rapprochée présentée sur l'image de droite, on voit, en haut à gauche la pointe Masse-Signal-Masse (*Ground-Signal-Ground*) (GSG) qui est connectée au *bias tee* et qui permet d'appliquer le signal de modulation et la tension de polarisation de la section de modulation. L'aiguille à droite nous permet de polariser le laser de la puce. Finalement, en bas à droite, une fibre micro-lentillée est utilisée pour collecter le signal lumineux en sortie de l'EML. Cet EML est composé d'un laser DFB et d'un EAM intégré sur la même puce. Il présente une EO-BW de 38 GHz. Les sections laser et à électro-absorption de l'EML sont respectivement polarisées à 92 mA et -2 V. L'EML est maintenu à la température de 20°C. Dans ces conditions, l'EML émet à 1309 nm. Le taux d'extinction est égal à 5,6 dB. Le FIR est quant à lui déplacé à l'émission, entre le DAC et le driver de l'émetteur afin de profiter d'un meilleur rapport signal à bruit lors de l'étape d'égalisation. Le reste du montage expérimental reste inchangé comme l'indique la figure 4.13.

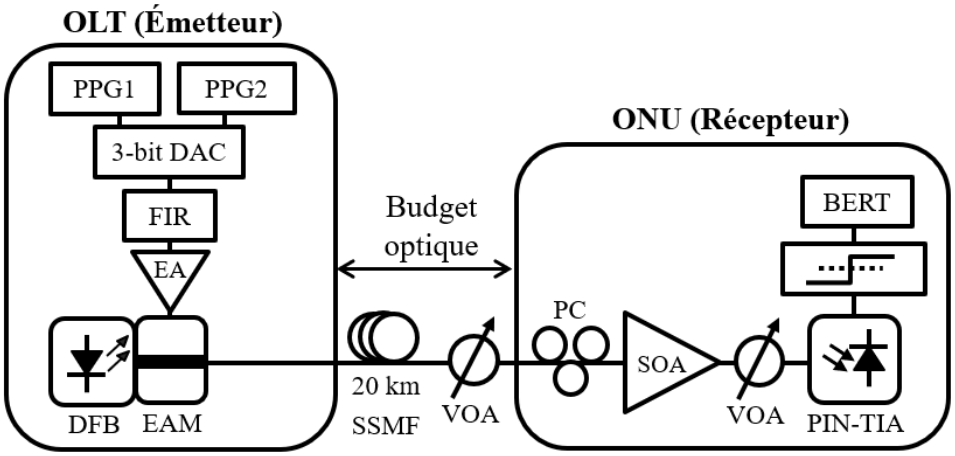


FIGURE 4.13 – Schéma expérimental d'une transmission mono longueur d'onde à 100 Gbit/s en PAM-4 avec un EML et un pré-amplificateur.

De la même façon, on mesure le BER en fonction de la puissance optique moyenne reçue. La figure 4.14 récapitule les mesures de BER en fonction de la puissance reçue et du budget optique avec les deux émetteurs, en *back-to-back* et après 20 km de propagation dans la fibre. Une sensibilité de -18 dBm est mesurée dans le cas de l'EML. Cette valeur est meilleure de 1 dB que celle obtenue avec le MZM (-17 dBm) alors que le taux d'extinction du MZM est pourtant meilleur que celui de l'EML. Cette différence peut provenir d'une différence dans l'optimisation des paramètres de mesure du BER ou du fait que le FIR a été déplacé à l'émission dans le cas de l'EML. En effet, nous pensons que le placement du filtre FIR à l'émission ou à la réception influe légèrement sur les performances du lien. Cela peut également jouer sur des réflexions dans le domaine électrique introduisant des interférences. Il est à noter également que les paramètres du FIR sont ajustés manuellement pour optimiser le BER à chaque série de mesure, il se peut que d'une configuration à l'autre, nous ne convergeons pas toujours vers les mêmes paramètres optimaux. De plus, la prise de décision prend un seuil en amplitudes en entrée et un instant d'échantillonage optimal. Cet instant d'échantillonage optimal est réglé en appliquant un retard sur le signal d'horloge déclenchant la prise de décision. Ce seuil temporel est ajusté une fois en début de mesure puis laissé fixe. Or, en PAM-4, on observe parfois la présence d'un décalage temporel des points de croisement des différents niveaux appelé *time skew*. Le fait de fixer le seuil temporel en présence de *time skew* peut alors générer des erreurs supplémentaires [104]. On remarque également que le plancher d'erreur est légèrement plus haut avec l'EML. Cela pourrait provenir de plusieurs points. Le premier est une bande

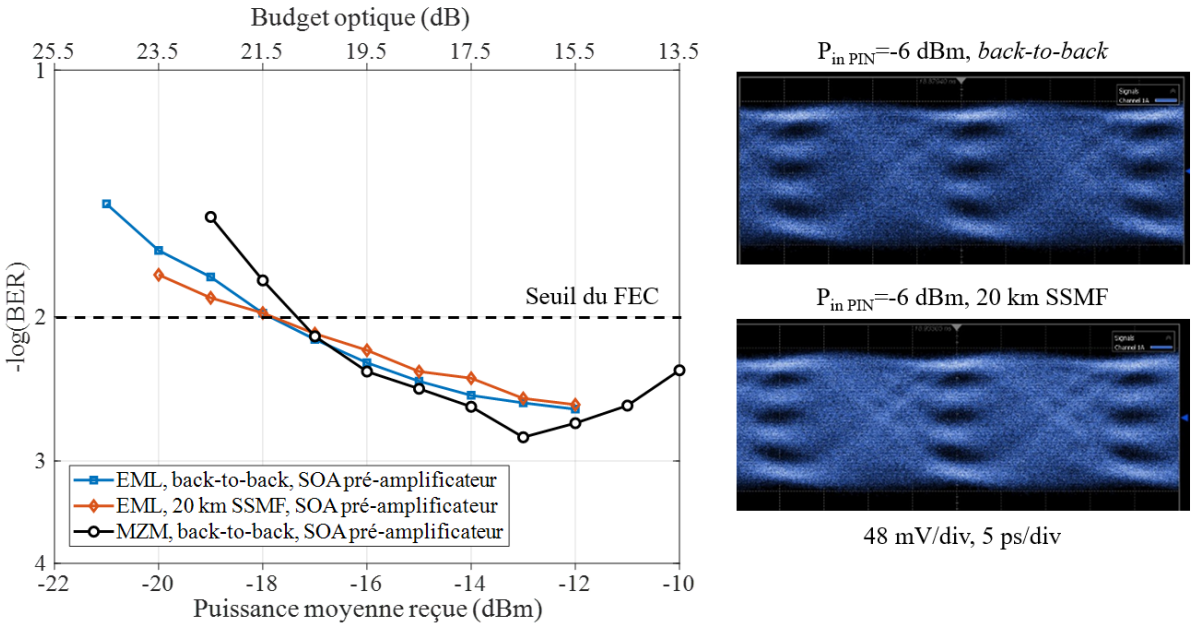


FIGURE 4.14 – BER en fonction de la puissance optique moyenne reçue et du budget optique en *back-to-back* et après 20 km de SSMF pour un EML intégré et un MZM.

passante moindre qui causerait des ISI supplémentaires, or les bandes passantes de l'EML et du MZM sont similaires (38 GHz et 40 GHz). Le second point est une différence d'optimisation du FIR ainsi que son emplacement qui a été modifié. On observe également une remontée du BER à une puissance plus basse dans le cas du MZM que dans celui de l'EML. Cette remontée provient de la saturation du récepteur. Dans le cas de l'EML, nous adaptions le gain du TIA de la photodiode pour repousser cette saturation, ce n'était pas le cas avec le MZM, ce qui explique cette différence de remontée du BER.

Le budget optique atteint ici 21,5 dB en *back-to-back* ainsi qu'après propagation dans 20 km de SSMF. En effet, l'effet de la dispersion chromatique est négligeable car la longueur d'onde de zéro dispersion est de 1310 nm dans la fibre utilisée dans cette expérimentation, cette valeur est très proche de la longueur d'onde d'émission de l'EML. La dispersion cumulée après 20 km de SSMF est de -1,976 ps/nm (-0,0988 ps.nm/km). Cette valeur de budget optique est au-delà des recommandations des standards PtP pour la classe A. L'utilisation d'un pré-amplificateur non filtré optiquement permet d'atteindre nos objectifs de portée et de budget avec un EML intégré. Comme indiqué précédemment, nous nous sommes placés ici dans le cas d'une transmission descendante. C'est à dire que le transmetteur est dans l'OLT (côté opérateur) et le récepteur du côté utilisateur. Pour certains cas, il peut être intéressant de localiser l'amplificateur non plus côté utilisateur,

mais plutôt côté opérateur. De plus, des recherches récentes, notamment dans le contexte du PON, visent à intégrer directement un SOA avec l'émetteur. La suite de cette étude est consacrée à l'utilisation d'un amplificateur localisé à l'émission.

4.5.1.3 L'amplificateur à semi-conducteur pour l'augmentation de la puissance de l'émetteur

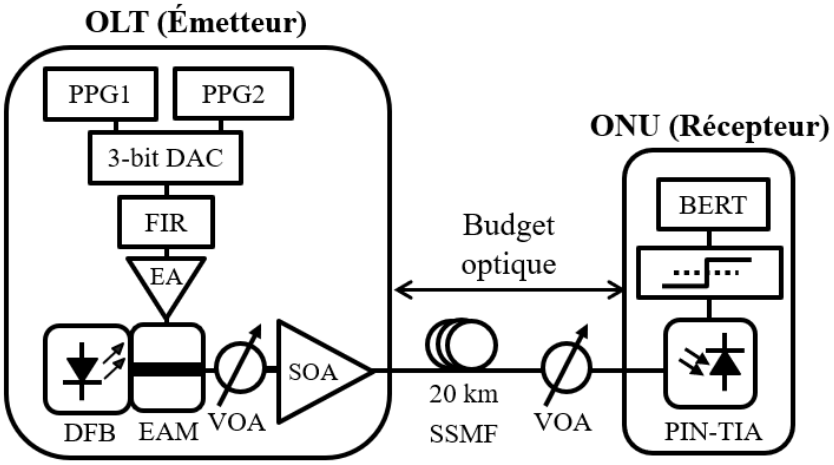


FIGURE 4.15 – Schéma expérimental d'une transmission mono longueur d'onde à 100 Gbit/s en PAM-4 avec un EML et un amplificateur booster.

Une autre technique possible pour atteindre les forts budgets optiques requis est d'utiliser un amplificateur optique placé directement à la sortie de l'émetteur. On appelle ce type d'amplificateur un *booster*. Il permet d'augmenter la puissance d'émission, et le budget optique devient mathématiquement plus important. L'utilisation d'un amplificateur booster, qui plus est, à semi-conducteur, dégrade le taux d'extinction à cause de la compression du gain et ajoute du bruit d'émission spontanée qui dégrade le rapport signal à bruit. L'augmentation du budget optique par l'augmentation de la puissance d'émission implique par conséquent, une diminution de la sensibilité du récepteur. Ainsi, le choix du SOA en fonction de ses caractéristiques est important pour que l'utilisation d'un booster augmente effectivement le budget optique. Un SOA *booster* possède idéalement un gain important et une puissance de saturation en sortie élevée pour permettre une émission à forte puissance. Une puissance de saturation en entrée élevée est également préférable car l'émetteur est placé juste avant l'amplificateur. Un gain important est généralement obtenu au prix d'une forte dépendance à la polarisation. Dans le cas de l'intégration d'un SOA directement avec l'émetteur, ce paramètre n'est pas très problématique.

Le montage expérimental (figure 4.15) reste identique à celui décrit dans la partie précédente, la différence réside dans la position et le type d'amplificateur utilisé. Les paramètres de polarisation et de température de l'EML restent également identiques. Le signal optique à la sortie de l'EML traverse un amplificateur booster. Un VOA est inséré entre l'EML et le SOA pour permettre l'ajustement de la puissance en entrée de ce dernier. La caractérisation du SOA *booster* réalisée à l'analyseur de spectre optique, est présentée sur la figure 4.16. Ce SOA possède un gain en petit signal de 28 dB et une puissance de saturation en entrée de -16 dBm à une compression de gain de 1 dB. Le PDG de ce SOA est de 5,2 dB. Dans ce montage, il est alimenté par un courant de 444 mA et sa température est maintenue à 20°C, la puissance d'entrée est de -16 dBm et la puissance de sortie de +12 dBm. À la longueur d'onde d'émission de l'EML (1309 nm), le SOA, et à ces paramètres de température et d'alimentation, présente un NF de 7 dB.

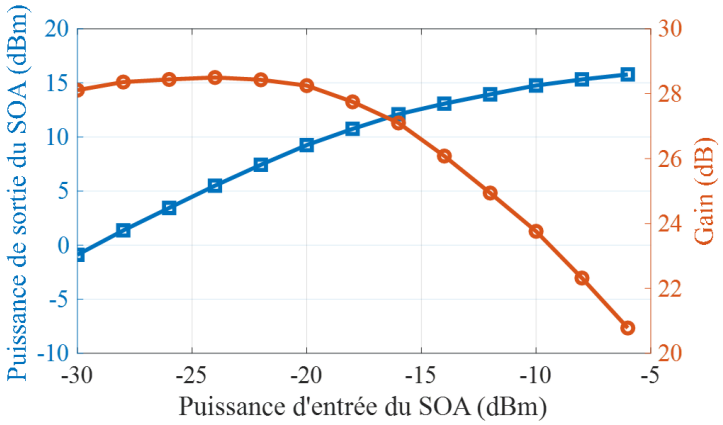


FIGURE 4.16 – Caractérisation du SOA booster en termes de puissance de sortie et de gain en fonction de la puissance d'entrée.

Le signal amplifié se propage ensuite dans 0 ou 20 km de fibre optique monomode standard (SSMF). Un atténuateur optique variable (VOA) est inséré pour simuler les pertes optiques du canal.

Les mesures de BER dans cette configuration sont représentées en fonction de la puissance moyenne reçue ainsi que du budget optique 4.17. La courbe à marqueurs carrés représente la mesure sans propagation en *back-to-back*. La courbe à marqueurs losanges quant à elle est la mesure avec 20 km de propagation dans la SSMF. La mesure de référence en *back-to-back* sans amplificateur est représentée par la courbe pleine à marqueurs ronds. Cette courbe de référence ne se réfère qu'à l'axe de puissance moyenne reçue car la puissance d'émission est différente du cas avec un amplificateur *booster*, l'axe du budget

optique n'est donc pas valable pour cette mesure. On remarque tout de même une dégradation de la sensibilité du récepteur lorsque l'on ajoute le booster. Cette pénalité est d'environ 1 dB et est due à la dégradation de la qualité du signal causée par l'ajout du SOA à l'émission (bruit et légère saturation du gain).

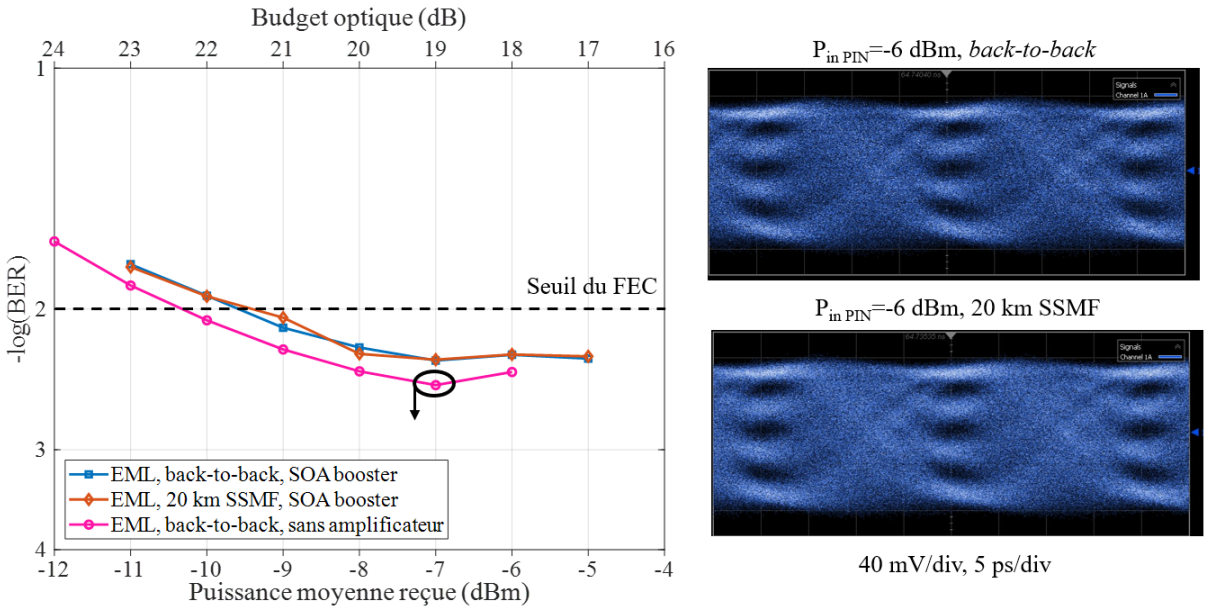


FIGURE 4.17 – BER en fonction de la puissance moyenne reçue et du budget optique avec un EML en *back-to-back* sans amplificateur et avec un SOA *booster* en *back-to-back* et après 20 km de SSMF.

La longueur d'onde d'émission étant très proche de la longueur d'onde de dispersion nulle de la SSMF, on mesure en *back-to-back* et après 20 km, une sensibilité identique de -9,5 dBm. Cependant, en comparaison de la courbe de référence où la sensibilité est de -10,2 dBm, on observe une pénalité de 0,7 dB. Cette pénalité vient du fait que le SOA en mode *booster* ajoute du bruit à l'émission et comprime le taux d'extinction. La puissance en sortie du SOA est ici de 12 dBm, ce qui donne finalement un Budget optique (*Optical Budget*) (OB) de 21,5 dB. Il est à noter que dans des travaux récents, un EML à forte puissance d'émission a été obtenu sans SOA [31]. Ces travaux visaient une application pour le futur 50G-PON, où des émetteurs pouvant émettre jusqu'à 14 dBm seront requis. Ces travaux ouvrent également la possibilité d'utiliser des émetteurs de relativement forte puissance pour d'autres applications. On retrouve la même valeur d'OB qu'avec un SOA pré-amplificateur. Cependant, il est important de noter la différence de courant d'alimentation entre les deux cas : 92 mA en pré-amplificateur et 444 mA en *booster*, ce qui

aura un impact non-négligeable sur la consommation énergétique lors d'un déploiement. Cependant, cette configuration avec l'amplificateur côté transmetteur possède l'avantage d'exploiter l'amplificateur du côté du central opérateur, en environnement contrôlé. Un point important, notamment pour des problématiques d'intégration, tous ces résultats ont été obtenus sans filtre optique pour limiter les effets du bruit d'émission spontanée. Cet aspect facilite grandement l'intégration des SOA avec les lasers ou les photodiodes, sans limiter l'excursion spectrale possible sur ces liens.

Dans la suite de ce chapitre, nos études ont visé à réutiliser ces résultats à 100 Gbit/s/λ (par longueur d'onde), tout en cherchant à augmenter le débit du lien. En effet, transporter 100 Gbit/s/λ avec plus de 20 dB de budget optique, en temps réel et sans traitement numérique du signal est une étape importante qui constitue une amélioration par rapport à l'état de l'art. Mais un des fils d'Ariane de ce chapitre est la montée en débit sur les interfaces PtP notamment pour les futurs réseaux mobiles. Ce cas d'usage nécessitera des débits de plusieurs centaines de gigabits par seconde pour les futurs besoins de la 6G.

4.5.2 Multiplexage en longueur d'onde pour l'augmentation de la capacité de transmission

Une façon bien connue pour augmenter la capacité d'un lien de transmission optique, notamment dans les réseaux optiques de transport, est d'utiliser la technique du WDM. Le NG-PON2 est également un exemple d'utilisation du WDM dans les réseaux d'accès optiques. Dans cette partie, nous utilisons la grille de multiplexage en longueur d'onde largement déployée pour les réseaux d'accès locaux (*Local Access Network-Wavelength Division Multiplexing* (LAN-WDM)) afin de multiplexer plusieurs canaux transportant chacun 100 Gbit/s/λ. Notre objectif est d'atteindre un débit allant jusqu'à 400 Gbit/s. Tout d'abord, nous présentons la grille de longueur d'onde LAN-WDM ainsi que les raisons de ce choix pour nos expérimentations. Les résultats expérimentaux sont présentés en deux phases : nous explorons d'abord la possibilité d'utiliser un amplificateur à fibre dopée au praséodyme en tant que booster pour amplifier tous les canaux. Dans la seconde phase, nous utilisons un SOA pré-amplificateur, et nous étudions l'impact de son positionnement avant ou après démultiplexage du signal. Les performances seront comparées et des conclusions seront tirées.

4.5.2.1 Le LAN-WDM

Le choix d'une grille de longueur d'onde pour une transmission WDM répond à plusieurs contraintes. Dans notre cas, la première réside dans le fait que, afin d'atteindre les budgets optiques recherchés, nous avons besoin de recourir à l'amplification optique. Comme nous avons pu le voir dans les paragraphes précédents de ce chapitre, cela nous impose donc d'utiliser des longueurs d'onde suffisamment proches afin qu'elles soient toutes dans la bande d'un unique amplificateur, afin de mutualiser les coûts. La seconde contrainte se trouve dans le contrôle des longueurs d'ondes. Des canaux étroits imposeraient un contrôle de température des lasers très stricte. Il est donc nécessaire d'opter pour des multiplexeurs et démultiplexeurs (MUX et Démultiplexeur (DEMUX)) dont les canaux sont suffisamment larges et espacés pour ne pas détériorer les signaux lors du multi/demultiplexage. La grille du LAN-WDM possède ces avantages. Nous avons choisi d'utiliser le plan de longueurs d'onde suivant avec 4 canaux : 1304,58 nm, 1306,85 nm, 1309,14 nm et 1311,43 nm. L'espacement entre canaux est de 400 GHz, correspondant à 2,3 nm autour de 1310 nm. Dans la prochaine partie, nous utilisons un PDFA en mode *booster*. Dans ce mode de fonctionnement, l'utilisation d'un amplificateur à fibre est avantageuse. En effet, comme discuté au chapitre 2, le PDFA possède des temps de vie longs sur le niveau excité ($\simeq$ 110 μs) [46]. En comparaison, dans le cas du SOA, cette valeur est de l'ordre $\simeq$ 1 à 10 ps [73]. Le temps bit à 50 GBaud est lui de 20 ps. La variation de l'amplitude du signal est donc bien plus rapide que le temps de vie du niveau excité du PDFA. En régime de saturation, le signal n'est pas sujet à la compression de gain ou à tout autre effet non-linéaire. Ce qui n'est pas le cas dans un SOA par exemple. La seconde partie traitera de l'utilisation d'un SOA en tant que pré-amplificateur.

4.5.2.2 L'amplificateur à fibre dopée praséodyme pour l'amplification multi-longueur d'onde

La dynamique de l'amplificateur à fibre est trop lente pour "voir" la modulation du signal optique [44]. Étant donné que ces effets (XGM, compression du gain) dépendent fortement de la puissance du signal dans les SOA, il est difficile d'utiliser un SOA comme amplificateur booster en WDM. A l'instar des EDFA largement utilisés pour l'amplification multi-canaux en bande C, les amplificateurs à fibre sont donc particulièrement intéressants pour de l'amplification multi-longueur d'onde à haut débit en mode booster.

La figure 4.18 représente le banc expérimental utilisé pour nos premiers tests de mul-

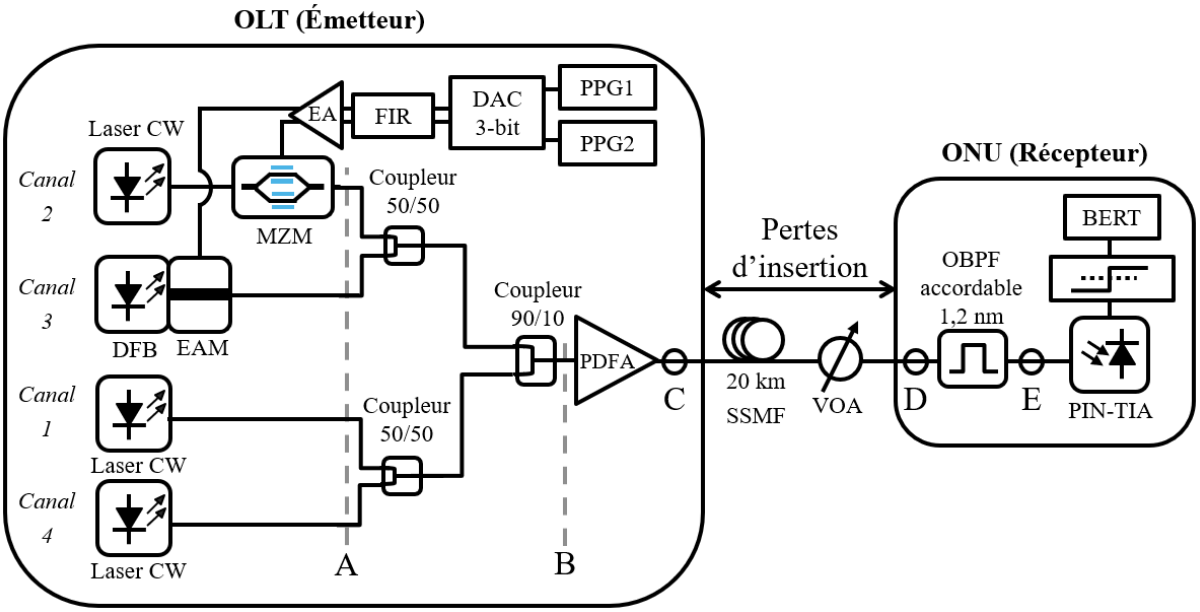


FIGURE 4.18 – Schéma expérimental du banc de test pour une longueur WDM à 4 longueurs d'onde à 100 Gbit/s avec un PDFA booster.

tiplexage de longueur d'onde se basant sur nos résultats précédents à propos de liens optiques à 100 Gbit/s par longueur d'onde en PAM-4. Le transmetteur est composé de quatre sources optiques. Nous disposons uniquement de deux voies électriques en sortie de la chaîne générant la modulation. Pour cette raison, seulement deux des quatre sources peuvent être modulées simultanément. La chaîne de génération du PAM-4 est identique à celle utilisée dans les paragraphes précédents. Les convertisseurs électro-optique sont ici le MZM (taux d'extinction de 8 dB) pour le canal 2 et le DFB-EAM (taux d'extinction de 6 dB) pour le canal 3. Les signaux provenant de ces deux émetteurs sont combinés à l'aide d'un coupleur 50/50. Les deux signaux non modulés proviennent de lasers continus et sont également combinés avec un coupleur 50/50. Pour réunir les 4 signaux dans la même fibre à l'entrée du PDFA, on utilise un coupleur dissymétrique 90/10. Des limitations expérimentales sur la puissance des lasers continus dont nous disposons nous obligent à utiliser ce type de coupleur afin de permettre une égalisation de la puissance des canaux à l'entrée de l'amplificateur. La diode de pompe du PDFA est alimentée par un courant de 700 mA, donnant une puissance de pompe de 360 mW. Avec ces paramètres, le PDFA possède un gain en petit signal de 26 dB et un NF de 5 dB. La puissance maximale de sortie du PDFA est égale à 15 dBm. Après la traversée de l'amplificateur, les signaux se propagent à travers 0 ou 30 km de SSMF. Un VOA est également inséré pour simuler les pertes

du lien. Nous utilisons un filtre optique passe-bande (OBPF) d'une largeur de 1,2 nm et de perte d'insertion (α_{OBPF}=1,8 dB) pour démultiplexer les signaux et sélectionner le canal d'intérêt. La conversion optique-électrique est réalisée par la photodiode PIN-TIA de 42 GHz précédemment décrite. La chaîne chargée de comptabiliser les erreurs reste également inchangée. Le BER est calculé selon la méthode décrite sur la figure 4.1.

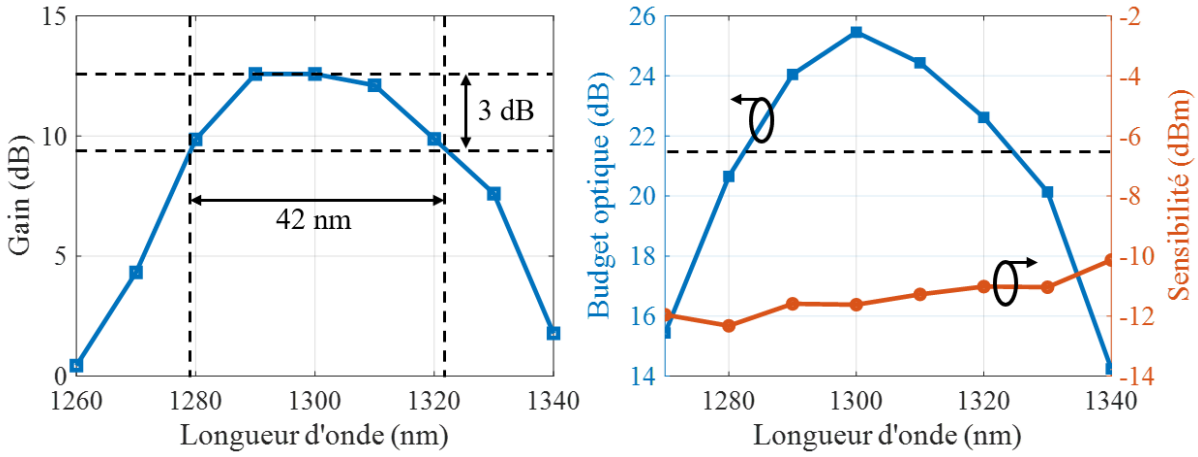


FIGURE 4.19 – Gain en fonction de la longueur d'onde du signal (gauche), Budget optique et sensibilité à $BER = 1.10^{-2}$ en fonction de la longueur d'onde du signal (droite).

Une première étape consiste à caractériser le fonctionnement du PDFA en mode booster avec une seule longueur d'onde. Pour cela, seul le canal 2 sur la figure 4.18 est allumé. On fait varier la longueur d'onde du laser continu de 1260 nm à 1360 nm. En mesurant le rapport de puissance entre l'entrée de l'amplificateur et la sortie, on obtient la courbe de gain en fonction de la longueur d'onde du signal à amplifier qui est tracée sur la figure 4.19. On observe sur la figure 4.19 que la bande passante d'amplification du PDFA, définie par la largeur en longueur d'onde à -3 dB est égale à 42 nm centrée autour de 1300 nm. On module le MZM avec notre signal PAM-4 et on relève la sensibilité à BER=1 $\times$ 10^{-2}. Ces mesures de sensibilité sont reportées à droite sur la figure 4.19, il s'agit de la courbe pleine à marqueur rond et de l'axe de droite des ordonnées. La puissance de sortie de l'amplificateur étant connue, on en déduit le budget optique. Le budget optique est représenté par la courbe pleine à marqueur carré et se rapporte à l'axe des ordonnées de gauche. La ligne pointillée matérialise le budget optique minimal de 21,5 dB imposé par la norme [24]. On définit la plage de fonctionnement en longueur d'onde par la plage de longueur d'onde sur laquelle l'OB est supérieur ou égal à 21,5 dB. Avec un seul canal en fonctionnement, cette plage s'étend de 1282 nm à 1325 nm (43 nm).

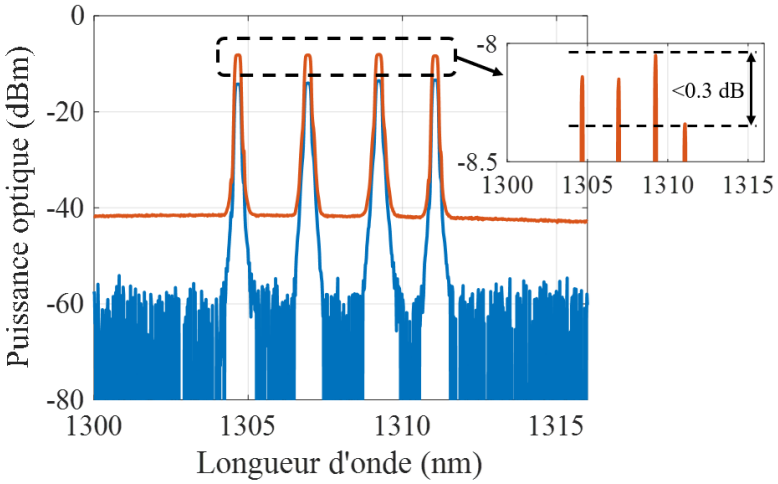


FIGURE 4.20 – Spectre optique en entrée et en sortie du PDFA.

L'ensemble du peigne LAN-WDM est ensuite allumé afin d'étudier le comportement du PDFA en régime d'amplification WDM. La figure 4.20 représente le spectre en entrée (bleu) du PDFA ainsi qu'en sortie (rouge). La puissance de chacun des lasers en entrée du PDFA est ajustée pour présenter une platitude inférieure à 0,3 dB. On observe également que la traversée du PDFA ne cause pas de distorsion du peigne. La platitude du peigne est conservée. De cette façon, tous les canaux se propagent dans le lien avec la même puissance d'émission et aucun canal ne sera favorisé. Le comportement du transmetteur étant connu, le BER est ensuite mesuré. Pour chacun des canaux, on mesure le BER en *back-to-back*, puis après propagation dans 30 km de SSMF.

Le BER est mesuré lorsque tous les signaux sont allumés. Le canal 3 (1309,1 nm) est toujours modulé car il est émis par le DFB-EAM dont la longueur d'onde ne peut être ajustée. Les canaux 1 (1304,6 nm), 2 (1306,9 nm) et 4 (1311 nm) sont toujours présents mais modulés successivement à l'aide du MZM. Le BER en fonction de la puissance optique moyenne reçue pour chacun des canaux est tracé sur la figure 4.21. La sensibilité à BER=1.10^{-2} du récepteur varie entre -10,5 dBm et -11,5 dBm. La propagation dans 30 km de SSMF n'affecte pas la sensibilité du récepteur. En effet, les canaux sont proches du zéro de dispersion et ne souffrent donc pas ou peu de la Dispersion chromatique (*Chromatic Dispersion*) (CD). Cependant, comme au cours de nos précédentes expérimentations, on retrouve un plancher d'erreur entre BER=1.10^{-3} et BER=5.10^{-4} provenant des ISIs.

La puissance émise par le transmetteur est ici égale à 6,6 dBm pour les sources continues et 6,4 dBm pour le DFB-EAM. Ces valeurs nous permettent de calculer le budget optique ainsi que les pertes d'insertion du canal pour chacun des canaux, en *back-to-back*

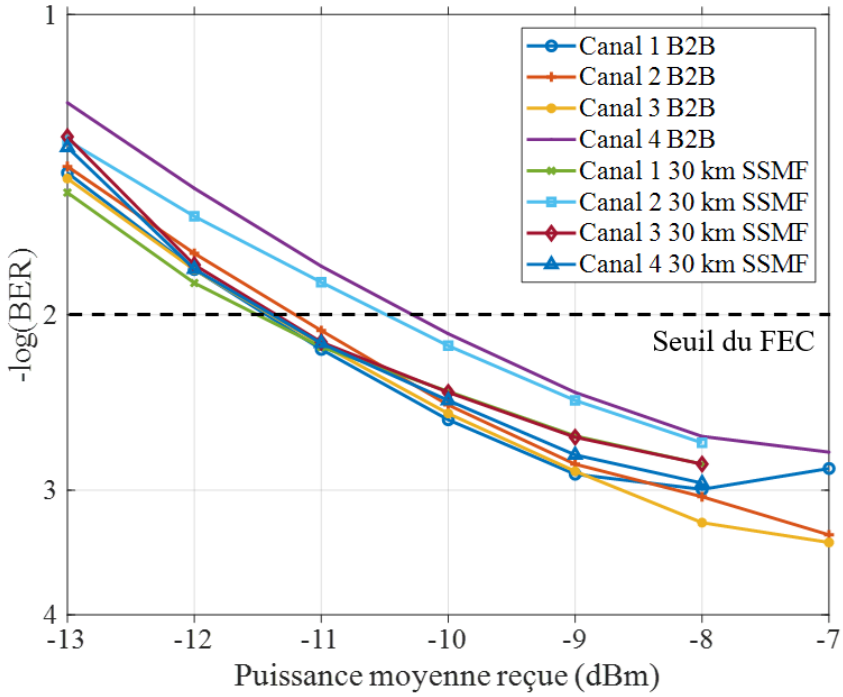


FIGURE 4.21 – BER en fonction de la puissance optique moyenne reçue pour les 4 canaux en *back-to-back* (B2B) et après 30 km de propagation dans la SSMF.

et après 30 km de propagation. On définit les pertes d'insertion PI_n du canal n comme la différence entre la puissance du transmetteur P_{Tx} et la puissance à l'entrée du récepteur P_{Rx} à BER=1×10^{-2}, on soustrait également les pertes du filtre optique (α_{OBPF}) qui permet le démultiplexage (équation 4.4).

$$PI_n = P_{Tx} - P_{Rx} - \alpha_{OBPF} \tag{4.4}$$

Le budget optique du canal n quant à lui est calculé en faisant la différence entre la puissance émise par le transmetteur P_{Tx} et la puissance reçue par le récepteur pour un certain taux d'erreur sur les éléments binaires P_{Rx} (équation 4.5).

$$OB_n = P_{Tx} - P_{Rx} \tag{4.5}$$

Pour rappel, sur ce type de lien optique, nous cherchons à supporter des pertes d'insertion de 15 dB et un budget optique de 21,5 dB pour une portée de 30 km.

La figure 4.22 récapitule les résultats en termes de budget optique et de pertes d'insertion à un seuil du FEC à $BER = 1.10^{-2}$. On note que l'objectif de 15 dB de pertes d'in-

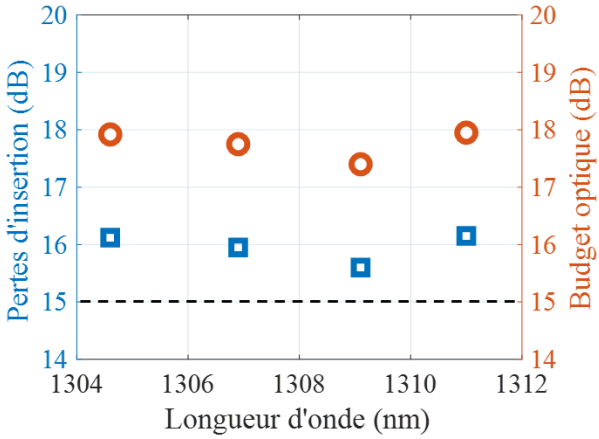


FIGURE 4.22 – Pertes d'insertion et budget optique en fonction de la longueur d'onde des canaux.

sertion est atteint pour tous les canaux. En effet, les canaux 1 et 4 présentent la meilleure performance avec 16,15 dB. Le canal le plus faible supporte des pertes de 15,6 dB. Cependant, le budget optique varie entre 17,5 dB pour le canal 3 et 17,9 dB pour les canaux 1 et 4, ce qui est en dessous du budget minimal de 21,5 dB imposé par la norme [105]. Le budget optique et les pertes d'insertion supportées par le canal 3 sont plus faibles que pour les autres canaux à cause du fait que la puissance émise par le DFB-EAM est plus faible que la puissance émise par la source continue utilisée conjointement avec le MZM.

Afin d'augmenter le budget optique, il est nécessaire d'augmenter la puissance d'émission des différents canaux. Cela peut être réalisé en augmentant la puissance des signaux à l'entrée du PDFA. Dans ce montage expérimental, cela pourrait être fait en utilisant un multiplexeur adapté à notre grille de longueur d'onde au niveau du transmetteur, qui présente moins de pertes que la combinaison de coupleurs présentée sur la figure 4.18. Les pertes de notre combinaison de coupleurs (6 dB) sont supérieures de 4,5 dB à celle que présente typiquement un multiplexeur LAN-WDM (1,5 dB). Un autre aspect est qu'au vu des puissances d'entrée, le PDFA ne travaille pas en régime de saturation, en augmentant la puissance d'entrée, la puissance émise serait alors plus importante. La figure 4.23 donne la puissance optique de sortie de l'amplificateur en fonction de la puissance optique du signal d'entrée. Elle permet de visualiser le raisonnement explicité plus haut. En effet, si l'on augmente la puissance optique d'entrée de 4,5 dB, ce qui correspond aux pertes en excès de notre combinaison de coupleurs par rapport à un multiplexeur LAN-WDM, cela a pour effet d'augmenter la puissance de sortie de l'amplificateur de 3 dB. En ajoutant ces 3 dB, on atteindrait jusqu'à 19,15 dB de pertes d'insertion et 21 dB de budget op-

tique. Nous pourrions encore nous rapprocher et dépasser l'objectif de budget optique en augmentant la puissance émise par les sources optiques. Ces puissances d'émission sont également un facteur limitant. La nécessité d'utiliser un peigne WDM égalisé en puissance, impose d'égaliser tous les canaux sur le canal le plus faible.

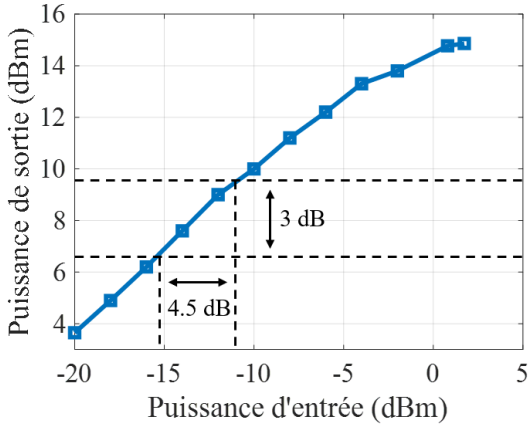


FIGURE 4.23 – Puissance optique à la sortie du PDFA en fonction de la puissance optique du signal d'entrée.

Ces travaux ont permis de faire évoluer nos résultats précédents vers des liens IM/DD multiplexés en longueur d'onde, en temps réel et sans traitement numérique du signal à 400 Gbit/s. Des liens de communication optique à bas coût à ces débits seront nécessaires pour l'évolution des réseaux mobiles notamment vers la future 6G. L'utilisation d'un PDFA pose problème de par la complexité et les difficultés d'intégration d'un tel amplificateur. Le déploiement commercial d'amplificateurs à fibre dopée au praséodyme semble assez difficile. Le PDFA pourrait être remplacé dans le futur par un BDFA ([48, 49, 106]) qui présente l'avantage d'être fabriqué dans une fibre de silice facilitant son intégration. Pour la suite de ces travaux, nous avons choisi de ne pas poursuivre sur la voie des amplificateurs à fibre pour explorer l'utilisation d'amplificateurs à semi-conducteurs.

4.5.2.3 L'amplificateur à semi-conducteur pour la pré-amplification du récepteur

Alternativement à l'amplification du signal au niveau de l'émetteur, il est possible d'amplifier le signal au niveau du récepteur pour en améliorer la sensibilité, avant la conversion O/E.

Dans cette section, l'emploi d'un SOA comme pré-amplificateur pour un lien WDM à 4 longueurs d'onde est étudié. Nous étudions l'impact du positionnement du SOA avant

ou après démultiplexage, c'est à dire la différence de performance entre le cas où l'amplification est réalisée après la séparation des différents signaux ou avant. L'option d'amplifier avant démultiplexage est très intéressante d'un point de vue économique et énergétique. En effet, dans ce cas, un seul SOA est nécessaire contrairement à l'amplification après démultiplexage, qui elle nécessite un SOA par canal. Contrairement à l'amplification au niveau de l'émetteur décrite à la section précédente, dans le cas de la pré-amplification du récepteur, il est possible d'utiliser un SOA. En effet, la puissance en entrée de l'amplificateur est beaucoup plus faible dans le cas de la pré-amplification, typiquement entre -20 dBm et -15 dBm. Cela permet au SOA de travailler en régime linéaire et ainsi de limiter l'impact des effets non linéaires comme le XGM ou le FWM sur la qualité de la transmission. De plus, on préférera, dans un système opérationnel, l'emploi d'un SOA à celui d'un amplificateur à fibre, le SOA pouvant être intégré de manière monolithique avec le récepteur et nécessitant moins d'énergie.

Nous cherchons ici à réaliser, comme dans la section précédente, une transmission en multiplexage en longueur d'onde en utilisant le format de modulation PAM-4 et transportant 100 Gbit/s par longueur d'onde. En utilisant également le peigne à 4 longueurs d'onde, LAN-WDM (1304,6 nm, 1306,9 nm, 1309,1 nm et 1311 nm), on cherche à obtenir un débit total de 400 Gbit/s.

La figure 4.24 présente le schéma d'émission utilisé ici. L'émetteur est composé de quatre sources laser continues aux longueurs d'onde du peigne LAN-WDM décrit précédemment. Chacun des signaux passe par un PC afin que les signaux lumineux traversent le modulateur avec l'état de polarisation optimal, c'est-à-dire avec un état de polarisation aligné sur l'axe privilégié du MZM. Les quatre signaux sont multiplexés à l'aide d'un Multiplexeur (MUX) LAN-WDM. Le signal multiplexé traverse ensuite un MZM $LiNbO_3$ présentant une bande passante électro-optique de 40 GHz. Ce MZM permet de moduler les signaux optiques avec un signal électrique PAM-4 à 50 GBaud. Ce signal électrique de modulation est créé de la même façon que celle utilisée jusqu'alors. Étant donné qu'un seul MZM est utilisé pour moduler tous les canaux, nous avons recours ici à un ensemble de lignes à retard optiques afin de décorréler les signaux. Cette partie du montage expérimental (entre la sortie du MZM et le point A) utilise un MUX, des fibres optiques de longueurs différentes ainsi qu'un DEMUX. Nous sommes ainsi en mesure d'appliquer un retard différent sur chacun des canaux pour les décorréler avant la propagation dans la fibre. Cette partie du montage expérimental n'est pas conservée dans la suite de cette étude, aucune variation de performance n'étant observée avec et sans décorrélation. Afin

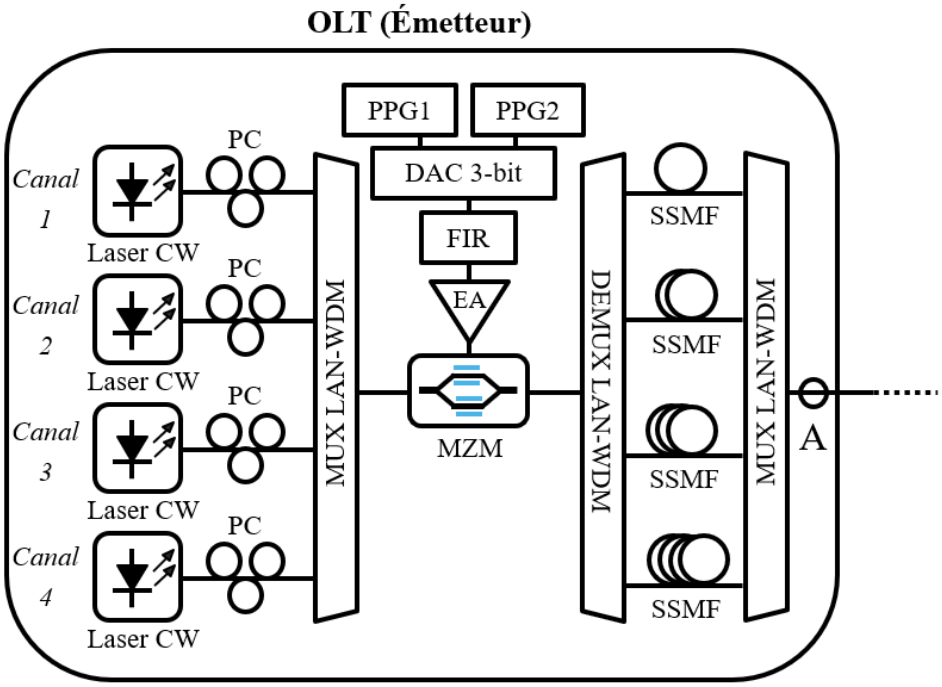


FIGURE 4.24 – Schéma expérimental du transmetteur LAN-WDM avec décorrélation des canaux.

de gagner en puissance d'émission et donc en budget optique, nous avons choisi de retirer cette partie du montage. De plus, dans un cas réel, cette partie du dispositif n'aurait pas lieu d'être car un modulateur électro-optique indépendant serait utilisé pour chaque longueur d'onde.

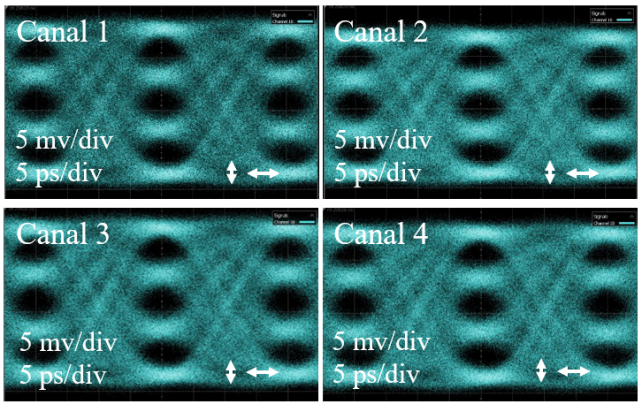


FIGURE 4.25 – Diagramme de l'oeil de chacun des canaux à la sortie de l'émetteur.

Les diagrammes de l'oeil de chacun des canaux, à la sortie de l'émetteur sont présentés

sur la figure 4.25. Les signaux présentent une bonne ouverture temporelle et en termes d'amplitude. Les diagrammes de l'oeil optiques montrent également une bonne symétrie. Le taux d'extinction extérieur, défini comme l'écart des puissances associées aux niveaux extrêmes 00 et 11, est ici égal à 9 dB.

Les signaux optiques se propagent ensuite à travers 0 ou 30 km de SSMF. Un VOA est utilisé pour émuler les pertes optiques du canal. Un PC est inséré devant le SOA pour ajuster l'état de polarisation du signal avant amplification. Le SOA utilisé est un SOA type en-ligne, fabriqué par Inphenix (IPSAD 1308). Dans un premier temps, on cherche à déterminer la configuration de récepteur la plus intéressante d'un point de vue technique. Deux montages de récepteur sont explorés ici, matérialisés par les flèches sur la figure 4.26, un premier où le SOA est placé avant le démultiplexeur et un second où le SOA est placé après le démultiplexeur.

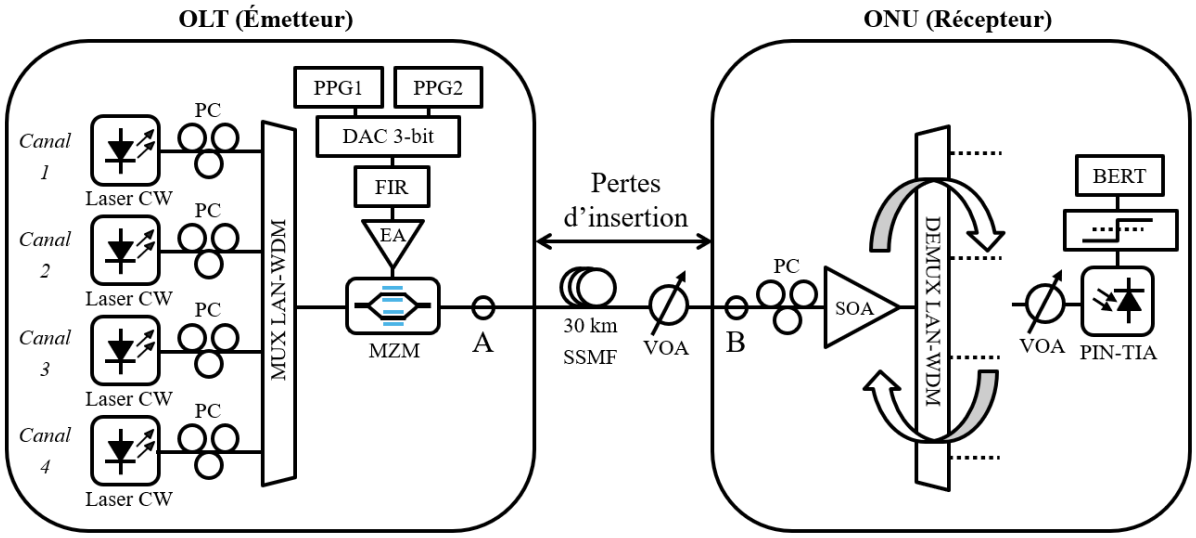


FIGURE 4.26 – Schéma expérimental d'un lien optique à multiplexage de longueur d'onde utilisant un SOA comme pré-amplificateur optique.

Le premier montage présente l'avantage de n'utiliser qu'un seul SOA pour amplifier tous les canaux avant l'étape de démultiplexage. Cela est intéressant d'un point de vue de la complexité et du coût du système. Cependant, on pourra observer des dégradations des performances du lien, notamment à travers la sensibilité du récepteur principalement à cause des effets non-linéaires et à l'amplification multi-canaux.

La seconde technique requiert l'emploi d'autant d'amplificateurs que de canaux WDM, l'amplification étant réalisée entre le démultiplexeur et le photo-détecteur. Cela rend cette méthode moins intéressante d'un point de vue économique, car elle est plus complexe et

plus gourmande en amplificateurs. Cependant, dans ce cas le SOA n'est pas partagé entre les différents canaux, ce qui élimine les problèmes dus au multiplexage de longueur d'onde et au partage du gain.

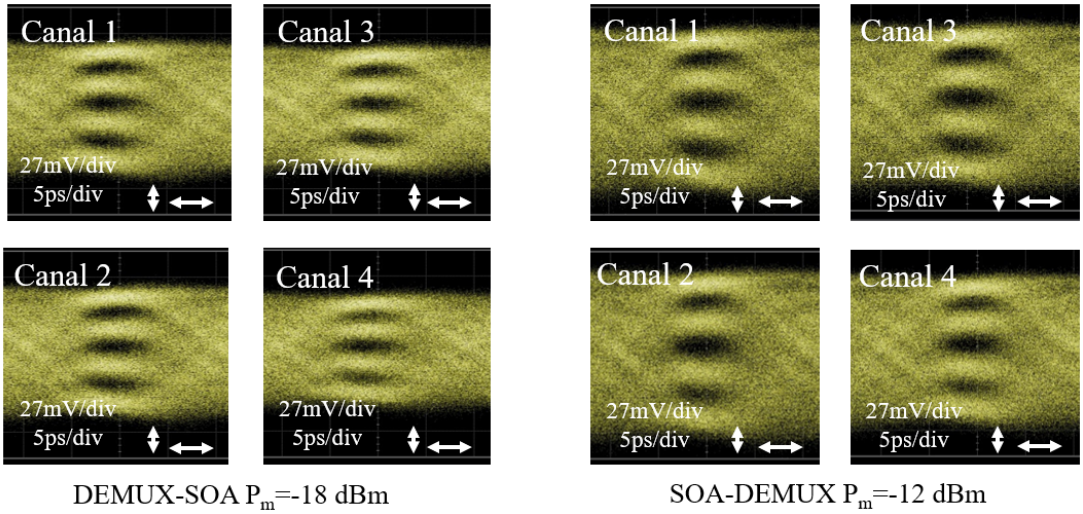


FIGURE 4.27 – Diagramme de l'oeil des quatre canaux après DEMUX dans la configuration DEMUX-SOA, à une puissance moyenne reçue de -18 dBm et dans la configuration SOA-DEMUX à -12 dBm.

La figure 4.27 regroupe les diagrammes de l'oeil après la photodiode (DDO électriques), de chacun des canaux dans les deux montages de récepteur décrits plus haut. Les DDO dans le montage DEMUX-SOA (resp. SOA-DEMUX) sont mesurés à une puissance moyenne sur le récepteur de -18 dBm (resp. -12 dBm). Ces puissances sur le récepteur, dans leurs configurations respectives, donnent une mesure de BER de 2.10^{-3}. On remarque que pour un même BER, une puissance plus importante est requise lorsque le SOA est placé devant le DEMUX. On observe d'ailleurs sur les diagrammes de l'oeil, des signaux plus bruités dans ce cas.

Les mesures de BER dans les deux configurations de récepteur sont présentées sur la figure 4.28. Une différence significative quant à la sensibilité du récepteur est obtenue. La dégradation est de 3 dB lorsque le SOA est placé avant le DEMUX. La sensibilité du récepteur pour chacun des canaux est groupée autour de -20 dBm dans le cas DEMUX-SOA et autour de -17 dBm dans le cas SOA-DEMUX. Cette différence provient du fait que dans le cas SOA-DEMUX, le SOA travaille en léger régime de saturation. De plus l'amplification de plusieurs longueurs d'onde dégrade le rapport signal à bruit optique. Cela peut être facilement observé sur les DDO électriques à la sortie du récepteur (figure

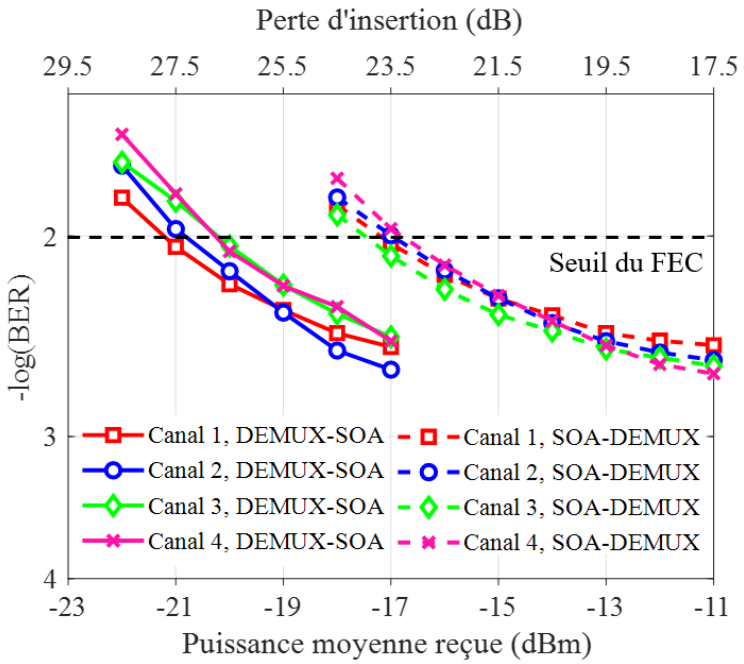


FIGURE 4.28 – BER en fonction de la puissance moyenne reçue et de la perte d'insertion pour les 4 canaux dans les configurations de récepteur : DEMUX-SOA et SOA-DEMUX.

4.27).

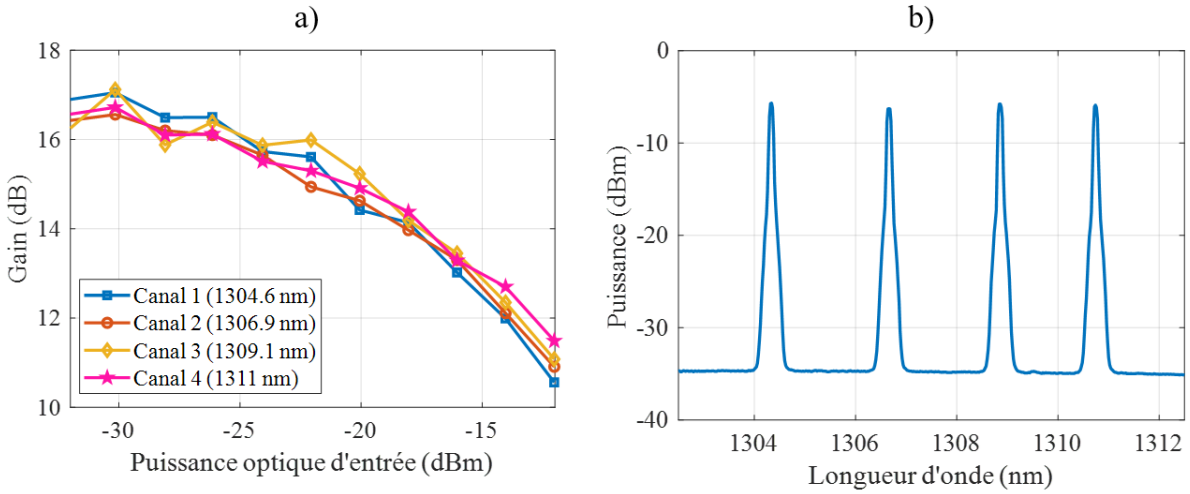


FIGURE 4.29 – Gain du SOA en fonction de la puissance optique du signal d'entrée pour chacun des canaux (a)). Spectre optique en sortie du SOA (b)).

Les courbes de gain du SOA pour chacun des canaux sont reportées sur la figure 4.29 (a)) ainsi que le spectre optique en sortie de l'amplificateur en figure 4.29 (b)).

L'encombrement spectral total du peigne est de 10 nm. L'amplificateur est alimenté par un courant de 92 mA. Sa température est maintenue à 22,7° C. Le SOA possède un gain en petit signal de 16,5 dB sur les quatre canaux. On remarque également que les courbes de gain de chacun des canaux sont très proches. Ce SOA possède également une faible dépendance du gain à la polarisation (PDG), de 1 dB. On note effectivement que, dans le cas SOA-DEMUX, les puissances d'entrée se trouvent dans le régime de saturation du SOA.

Dans la suite de ce travail, le montage de récepteur SOA-DEMUX est utilisé malgré le budget optique plus faible atteint dans cette configuration. En effet, ce montage est plus intéressant du point de vue de la complexité du système car un seul SOA permet l'amplification de tous les canaux. Malgré la dégradation de 3 dB de la sensibilité dans cette configuration, la figure 4.28 montre que les canaux peuvent supporter des pertes d'insertion de l'ordre de 23,5 dB.

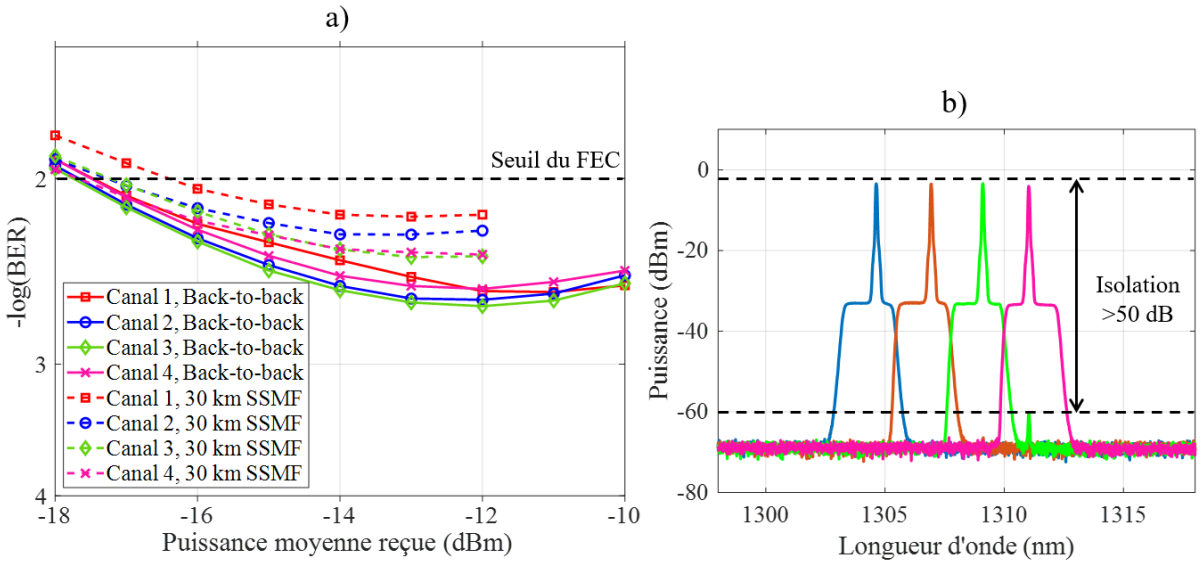


FIGURE 4.30 – BER en fonction de la puissance optique moyenne reçue en configuration WDM, en *back-to-back* et après propagation dans 30 km de SSMF (a)). Spectre optique en sortie du DEMUX (b)).

Le BER est mesuré en *back-to-back* et après propagation dans 30 km de SSMF. Ces mesures sont présentées sur la figure 4.30 (a)). La figure 4.30 (b)) présente le spectre optique en sortie du DEMUX. Chaque couleur représente le spectre optique à la sortie d'une voie du DEMUX. L'isolation entre canaux adjacents est au minimum de 50 dB. Cette valeur atteint plus de 60 dB entre les canaux 1 et 2. A cause d'un résidu de signal

du canal 4 sur le canal 3, l'isolation minimale entre les canaux est égale à 50 dB. La sensibilité du récepteur est peu affectée par la transmission dans la fibre. On remarque tout de même une dégradation de 1 dB sur le canal 1. Une dégradation du plancher d'erreur est également observée, notamment sur les canaux 1 et 2. Bien que les canaux soient très proches du zéro de dispersion de la SSMF, la dispersion chromatique tend à dégrader la sensibilité et le plancher d'erreur. Cela est d'autant plus visible sur les canaux dont la longueur d'onde est la plus basse. Cela tant à confirmer que les canaux 1 et 2 sont plus éloignés de la longueur d'onde de zéro dispersion que les canaux 3 et 4.

Ce type de lien en temps réel, multiplexé en longueur d'onde permet d'atteindre les objectifs des normes PtP avec des pertes d'insertion de 23,5 dB. Il est noté que des essais ont également été réalisés avec 40 km de SSMF. Malheureusement, avec cette distance, les canaux souffrent trop de la dispersion chromatique et la qualité des signaux ainsi que la gigue temporelle ne permettent pas une mesure de taux d'erreur.

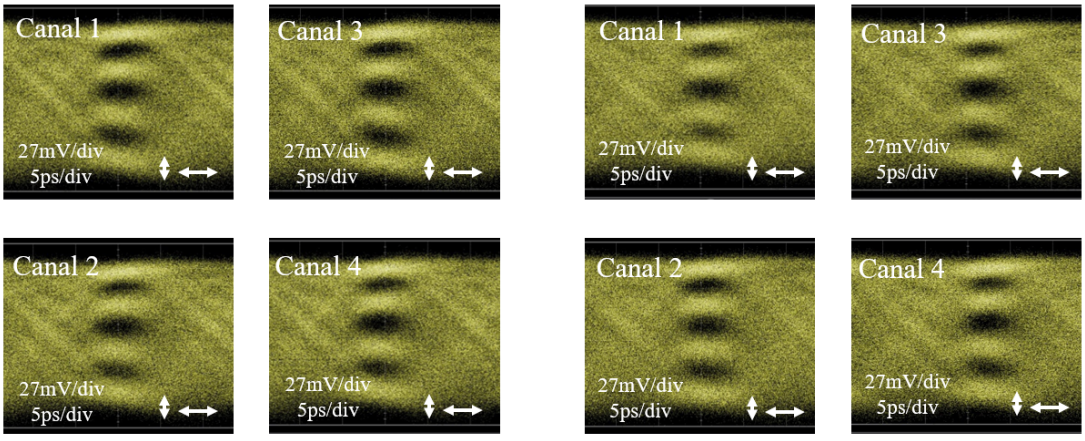


FIGURE 4.31 – Diagramme de l'oeil des quatre canaux après demultiplexage en *back-to-back* et après propagation dans 30 km de SSMF.

L'effet de la dispersion chromatique sur les diagrammes de l'oeil est observable (figure 4.31. En comparant les DDO en *back-to-back* et après 30 km, on remarque l'apparition de points à l'intérieur des yeux. Nous nous sommes demandé si ces points provenaient uniquement de la dispersion chromatique ou si le phénomène de mélange à quatre ondes dans le SOA dont le principe a été introduit au chapitre 2 pouvait intervenir dans cette dégradation.

Nous avons réalisé une expérience afin de vérifier si le mélange à quatre ondes pouvait être problématique dans notre cas. Pour cela nous avons éteint l'un des quatre canaux

(canal 3) pour observer d'éventuels produits d'inter-modulation, et nous avons mesuré le spectre en sortie du SOA pour différentes puissances moyennes en entrée du SOA. La figure 4.32 présente les spectres à -30 dBm, -15 dBm et 0 dBm.

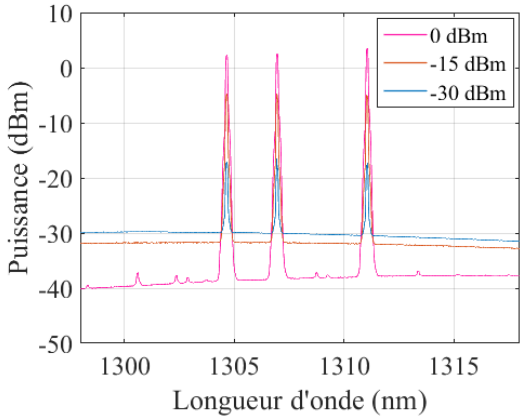


FIGURE 4.32 – Spectre à la sortie du SOA.

Nous avons choisi d'éteindre le canal 3. En effet, si du mélange à quatre ondes est présent, nous observerons l'apparition d'une onde à la différence de fréquences entre les canaux, soit à l'emplacement du canal 3. Aux puissances reçues de -30 dBm et -15 dBm, aucun signal n'est observable à la longueur d'onde du canal 3. En revanche, à 0 dBm, des produits d'inter-modulation commencent à apparaître mais à une puissance de 40 dB plus faible que les canaux. Ainsi nous en concluons que le mélange à quatre onde n'est pas un effet limitant dans notre cas puisqu'il apparaît dans des gammes de puissance bien plus élevées que la gamme d'étude (de -20 dBm à -10 dBm). Nous en avons conclu que les dégradations proviennent uniquement de la dispersion chromatique malgré le fait que nous travaillons dans la bande O à des longueurs d'onde très proches du zéro de dispersion chromatique des fibres utilisées.

4.5.2.4 Conclusion

L'augmentation de la capacité d'un lien optique basée sur l'utilisation de technique de multiplexage en longueur d'onde est possible sans traitement numérique du signal. Cependant, l'utilisation d'un SOA pré-amplificateur semble nécessaire sur notre montage expérimental pour repousser la sensibilité du récepteur.

A un tel débit par longueur d'onde, l'impact de la dispersion chromatique se fait sentir très rapidement dès que la longueur d'onde du signal s'éloigne de la longueur d'onde

de zéro dispersion. L'absence de traitement du signal ou de fibre à compensation de dispersion induit des limites en terme d'étalement en longueur d'onde du peigne WDM. En effet, nous avons observé que les longueurs d'ondes extrêmes de notre peigne LAN-WDM souffraient plus de la dispersion chromatique que celles plus proches de la longueur d'onde de zéro dispersion. Cela s'est traduit notamment par une dégradation de la sensibilité à $BER = 1.10^{-2}$ ainsi que du plancher d'erreur. Augmenter le débit du lien en ajoutant des longueurs d'onde à notre peigne semble alors compliqué. Une autre voie pourrait être la densification du peigne WDM. Cette solution ajouterait de très fortes contraintes sur la régulation de la température de l'émetteur.

Dans la configuration actuelle, un maximum de 400 Gbit/s a été transporté à travers 30 km de SSMF sans traitement numérique du signal. Une augmentation de la capacité du lien passerait par une augmentation de la complexité des interfaces optiques que cela soit en termes d'introduction d'égalisation numérique ou de contrôle de température des composants opto-électroniques par exemple.

4.6 PAM-4 pour la montée en débit pour les interfaces PON

Nous avons démontré les performances de liens optiques à 100 Gbit/s mono et multi-longueur d'onde pour les futurs réseaux d'accès optiques avec une architecture point à point pour des usages tels que le réseau mobile ou les réseaux d'entreprises. Ces usages sont plus propices, en tout cas à court terme, à une utilisation d'interfaces optiques supportant de tels débits.

Cependant, le processus de standardisation pour les PON continue son chemin et se dirige, après la finalisation des normes à 50 Gbit/s, vers un futur 100G-PON. A l'heure actuelle, la page reste blanche quant à la réalisation d'un tel PON à 100 Gbit/s. Plusieurs approches semblent être explorées par les différentes équipes de recherche à travers le monde.

Nous souhaitons dans cette partie, estimer la capacité du PAM-4 à 50 GBaud à répondre au besoin post-50G-PON. Nous chercherons notamment à atteindre la classe N1 de budget optique (14-29 dB) des PONs. Nous utilisons tout d'abord le MZM en tant qu'émetteur de référence avant de passer sur un EML plus compatible avec les réseaux d'accès, de la même façon que dans la section 4.5.1.

4.6.1 Amplification optique en émission et en réception

4.6.1.1 Modulateur de Mach-Zehnder

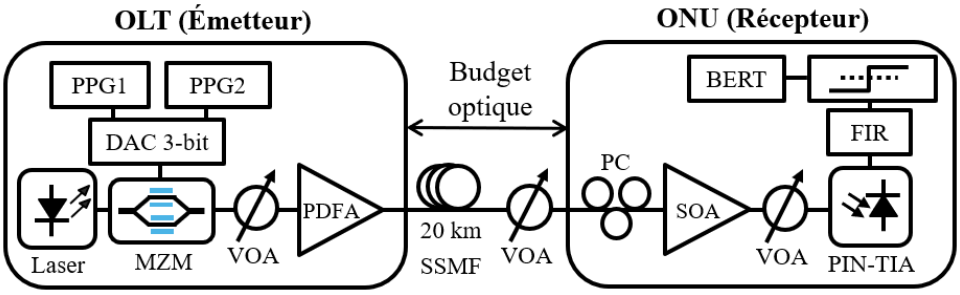


FIGURE 4.33 – Schéma expérimental d'une transmission mono-longueur d'onde à 100 Gbit/s en PAM-4 avec un MZM, un amplificateur booster et un pré-amplificateur.

La figure 4.36 montre le montage expérimental utilisé dans cette partie. On utilise ici le modulateur MZM avec une seule longueur d'onde. Le montage expérimental est similaire à celui de la première expérience de ce chapitre (section 4.5.1.2) en configuration de pré-amplification optique, mais nous ajoutons un amplificateur *booster* (PDFA) pour tenter d'atteindre la classe N1 (14-29 dB) de budget des PONs.

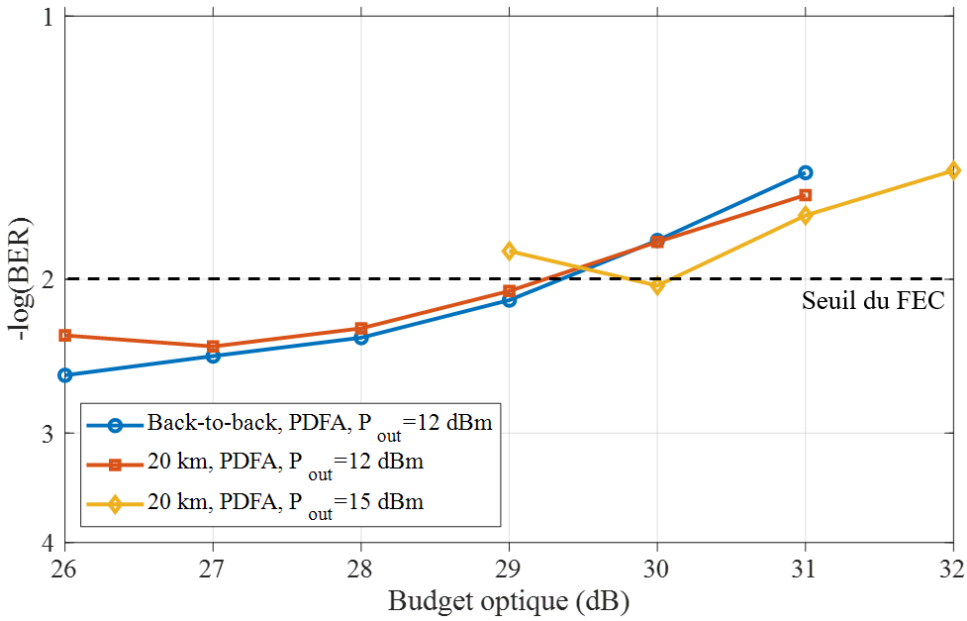


FIGURE 4.34 – BER en fonction du budget optique en *back-to-back* et avec 20 km de SSMF.

Les mesures de BER dans cette configuration sont regroupées sur la figure 4.34. Elles sont présentées en fonction du budget optique. La puissance d'émission est réglée à 12 dBm, cela correspond à la puissance de sortie du PDFA. On obtient ainsi un budget optique égal à 29,2 dB. Afin d'augmenter le budget optique, nous sommes tentés d'augmenter la puissance de l'émetteur, d'autant plus que nous savons que le PDFA peut nous fournir une puissance d'émission jusqu'à 15 dBm. Or, comme le montre la figure 4.34, l'augmentation de la puissance d'émission a pour effet de rendre difficile le passage du seuil de $BER = 1.10^{-2}$. On atteint ainsi péniblement 30 dB de budget. Cela est principalement une conséquence des effets non-linéaires à l'oeuvre dans la fibre. L'effet en question est l'Auto-modulation de phase (*Self-Phase Modulation*) (SPM).

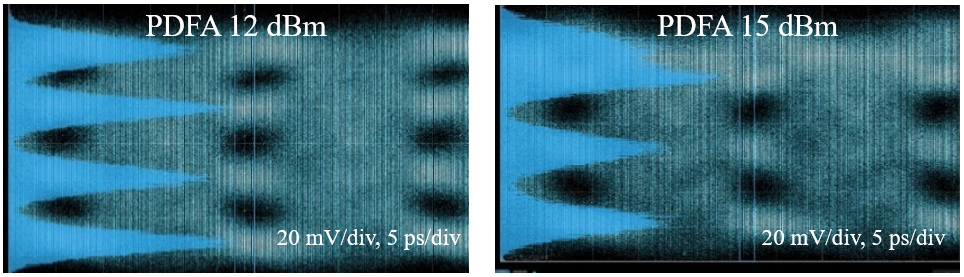


FIGURE 4.35 – Diagramme de l'oeil électrique à la sortie du récepteur pour une puissance d'émission à la sortie du PDFA de 12 dBm et 15 dBm.

La figure 4.35 nous permet de comparer le diagramme de l'oeil lorsque le PDFA émet à 12 dBm à celui où le PDFA émet à 15 dBm. Ces deux diagrammes de l'oeil sont capturés après photo-détection et pour la même puissance sur le récepteur. On peut clairement observer la dégradation du diagramme de l'oeil en augmentant la puissance d'émission, que nous attribuons à l'effet d'auto-modulation de phase et à la dispersion chromatique. On constate en effet que ce sont les niveaux hauts, plus sujets aux effets non linéaires, qui se dégradent lorsque la puissance augmente.

4.6.1.2 Utilisation d'un laser à modulation externe intégré

Afin de nous diriger vers un montage plus proche de la réalité, nous avons remplacé le MZM, dans le montage précédent, par un EML composé d'un laser DFB et d'un EAM intégrés sur la même puce. Nous avons également testé dans cette partie deux configurations d'amplificateur, principalement un PDFA *booster* avec un SOA pré-amplifcateur. Nous avons également exploré l'utilisation de deux SOA, en booster et en pré-amplificateur mais cette partie n'a pas donné de résultats exploitables.

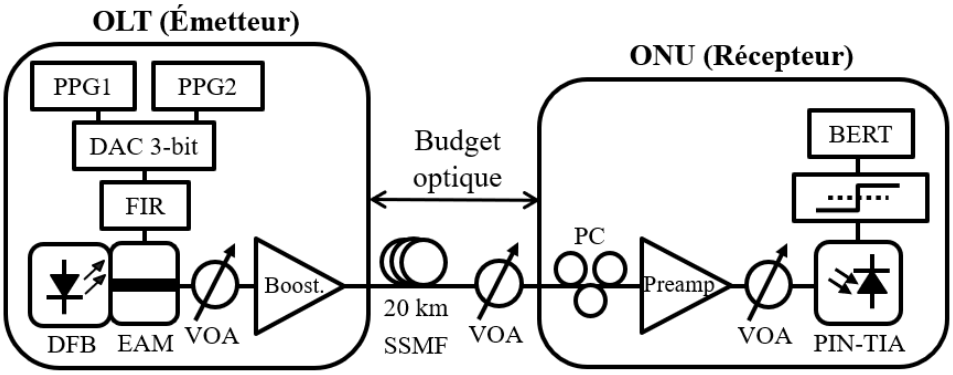


FIGURE 4.36 – Schéma expérimental d'une transmission mono longueur d'onde à 100 Gbit/s en PAM-4 avec un EML, un amplificateur booster et un pré-amplificateur.

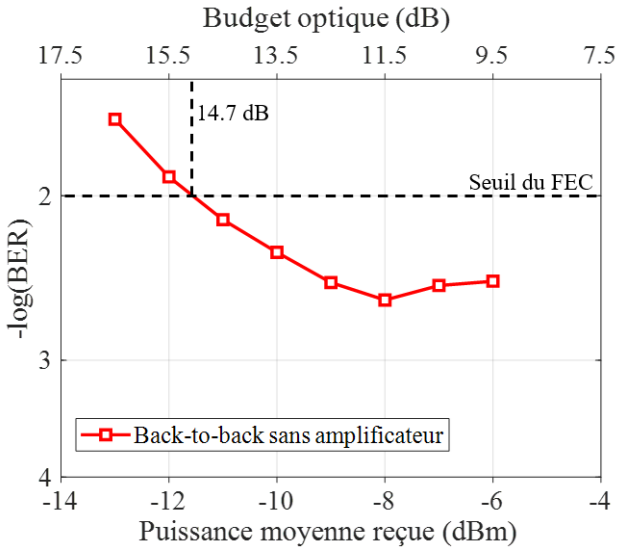


FIGURE 4.37 – BER en fonction de la puissance moyenne reçue et du budget optique en *back-to-back* sans amplificateur.

Le montage expérimental présenté sur la figure 4.36, est identique au précédent mais en remplaçant le laser continu et le MZM par le DFB-EAM présentant un ER de 5,6 dB en PAM-4. Une autre différence importante avec le montage précédent (figure 4.33), est que le filtre FIR a été déplacé de la réception à l'émission. On profite ainsi d'un meilleur rapport signal à bruit sur le signal à égaliser. Dans ce cas, les paramètres du FIR sont les mêmes que ceux utilisés dans la section 4.5.1 sur le montage de la figure 4.15 et de la figure 4.13.

Une première étape consiste à caractériser le fonctionnement du couple émetteur-récepteur en *back-to-back* sans amplificateur. On mesure dans cette configuration sur la

figure 4.37 une sensibilité égale à -11,2 dBm, ce qui nous permet de calculer un OB de 14,7 dB. Afin d'atteindre l'OB de 29 dB nécessaire pour être compatible avec le classe N1 des interfaces PON, on ajoute des amplificateurs optiques. On utilise en tant que *booster*, le PDFA décrit précédemment avec une puissance de 12 dBm en sortie de l'amplificateur. Comme mentionné plus tôt dans ce chapitre, le PDFA est capable d'émettre jusqu'à 15 dBm. Cependant, pour éviter une dégradation de la qualité de la transmission à cause des effets non-linéaires dans la fibre, il est nécessaire de limiter cette puissance à 12 dBm.

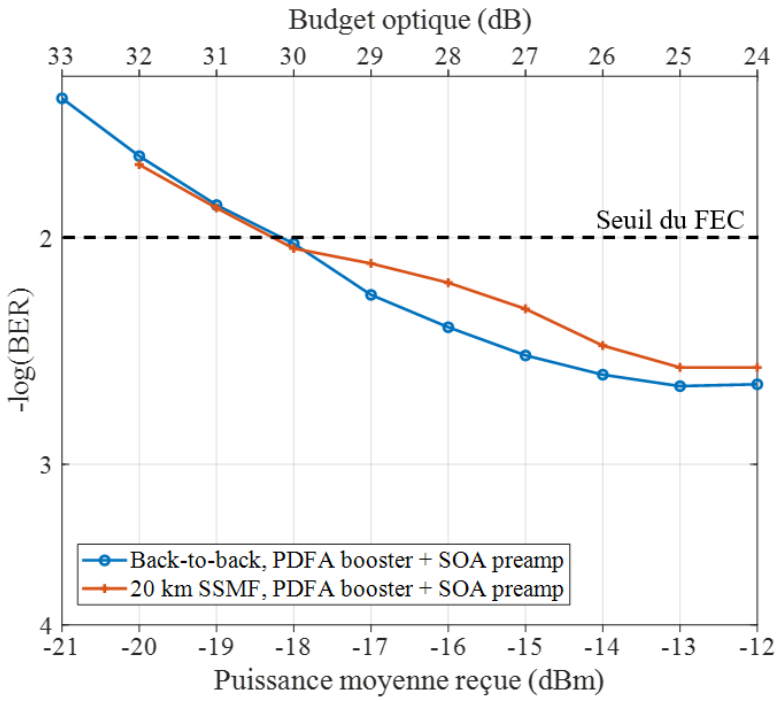


FIGURE 4.38 – BER en fonction de la puissance optique moyenne reçue (bas) et du budget optique (haut) en *back-to-back* et après propagation dans 20 km de SSMF.

La figure 4.38 regroupe les mesures de BER en *back-to-back* et avec 20 km de SSMF. On mesure une sensibilité à -18 dBm dans les deux cas. Avec une puissance d'émission de 15 dBm, le budget optique est ici de 30 dB. Cette valeur est supérieure à l'objectif de 29 dB mais a été obtenue à l'aide d'un système utilisant deux amplificateurs optiques dont un à fibre dopée ainsi qu'un égaliseur analogique.

Les DDOs à une puissance sur le récepteur de -18 dBm, en *back-to-back* et après 20 km sont présentés sur la figure 4.39. La puissance d'émission étant de 12 dBm, on obtient ici un OB de 30 dB. Cette valeur est supérieure de 1 dB à l'objectif de 29 dB imposé par les normes et les infrastructures PON. L'utilisation conjointe d'un PDFA et d'un SOA

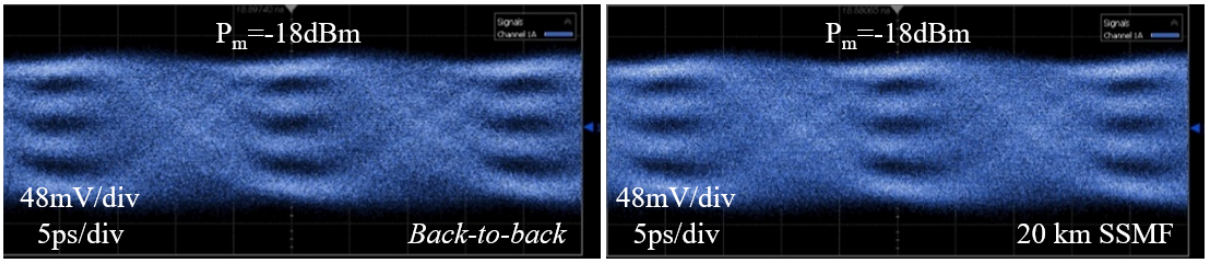


FIGURE 4.39 – DDO électrique en sortie du récepteur, en *back-to-back* et après 20 km de SSMF à une puissance moyenne de -18 dBm.

permet d'atteindre nos objectifs de budget optique et de portée.

Malgré ces résultats compatibles avec les normes, l'utilisation d'un PDFA sur un réseau opérationnel est très délicate pour plusieurs raisons. Le PDFA est habituellement réalisé dans un verre fluoré appelé ZBLAN (composition : 53% ZrF_4, 20% BaF_2, 4% LaF_3, 3% AlF_3 et 20% NaF). Ce type de fibre pose des problèmes d'intégration à cause notamment d'une faible tolérance à la courbure. Il est alors impossible d'intégrer un PDFA dans un module de taille aussi réduite que dans dans le cas d'un EDFA. L'autre problème principal est la consommation d'énergie d'un tel amplificateur. Il est nécessaire d'apporter un courant important à la diode laser de pompe afin de permettre l'amplification du signal [46]. On rappelle qu'aucun amplificateur n'est actuellement intégré dans un réseau d'accès optique opérationnel. L'utilisation de SOA semble plus évidente dans les réseaux d'accès, notamment en réponse aux problèmes d'intégration et de consommation d'énergie.

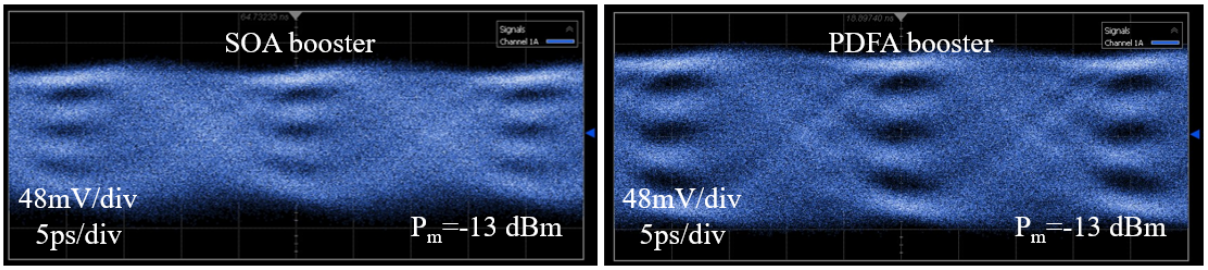


FIGURE 4.40 – DDO électrique après détection à -13 dBm dans la configuration SOA booster + SOA pré-amplificateur (gauche) et PDFA booster + SOA pré-amplificateur (droite).

Nous avons essayé de remplacer le PDFA par le SOA *booster* déjà utilisé précédemment (section 4.5.1.3). Dans cette configuration d'amplification, nous n'avons pu détecter aucun BER inférieur au seuil de 1.10^{-2}. La figure 4.40, montre le diagramme de l'oeil à la même puissance moyenne reçue dans le cas du SOA booster à celui dans le cas d'un PDFA

booster. Si l'on compare les deux, on observe une plus faible amplitude avec le SOA booster. Cela provient du fait que nous sommes obligé d'atténuer le signal en entrée du SOA booster pour éviter la dégradation du signal émis due aux effets non-linéaires. Cela induit une réduction du rapport signal à bruit en émission. On observe également un oeil plus bruité. Il semble par conséquent difficile d'atteindre pour le moment la classe de budget N1 du PON avec les composants dont nous disposons, à 100 Gbit/s/λ, en PAM-4, sans compensation numérique, si l'on souhaite s'affranchir de l'utilisation d'un amplificateur à fibre.

4.7 Conclusion du chapitre

Nous avons montré dans ce chapitre que le format de modulation d'amplitude à 4 niveaux PAM-4 permet de répondre aux contraintes de transmission dans de nombreux cas. Nous avons ainsi atteint en temps réel et sans traitement numérique du signal des débits de 100 Gbit/s/λ. Nous avons pu atteindre des budgets optiques supérieurs aux recommandations des standards de la classe A (OB jusqu'à 20 dB), sur des interfaces point-à-point, notamment grâce à l'utilisation d'amplificateurs soit à l'émission soit en réception.

A l'aide du multiplexage en longueur d'onde, nous avons cherché à apporter une solution au besoin de très hauts débits pour le futur des réseaux mobiles. Nous avons ainsi obtenu des débits de 200 Gbit/s et 400 Gbit/s à l'aide du peigne de quatre longueurs d'onde LAN-WDM, en tolérant des pertes d'insertions allant respectivement jusqu'à 19,15 dB et 27,5 dB. Ces valeurs sont compatibles avec les portées de 30 km de la norme IEEE 100G-ER4-30 [105] et du MSA 400G-ER4 [107].

En utilisant conjointement un amplificateur booster et un pré-amplificateur nous avons pu obtenir des performances compatibles avec les contraintes des infrastructures fibre et les standards des réseaux d'accès fixes pour usage résidentiel. Jusqu'à 30 dB de budget optique ont été obtenus, ce qui dépasse la borne haute de la classe de budget N1.

L'utilisation du format de modulation PAM-4 permet globalement d'obtenir de bonnes performances, tout du moins, d'atteindre les objectifs imposés par les infrastructures et les standards. Cependant, il requiert l'emploi d'amplificateurs optiques consommateurs d'énergie et parfois d'intégration complexe, malgré les tentatives de réduire la complexité d'un tel système présentées dans ce manuscrit. Nous pouvons par exemple citer l'emploi d'un nombre réduit de SOA ou l'absence de filtre optique en plus de DEMUX. L'utilisation du PAM-4 contribue à complexifier le système de transmission. Cela reste cependant plus

simple qu'une approche de transmission cohérente qui apporterait une grande complexité, notamment au niveau du récepteur.

Le PAM-4 semble profiter d'un intérêt important dans la recherche actuelle sur les réseaux d'accès optiques. On peut notamment citer les travaux de Huawei Technologies [100] et des Nokia Bell Labs [71] sur le sujet. Le NRZ-OOK et les transmissions cohérentes trouvent là, un sérieux concurrent sur les réseaux d'accès optiques au-delà de 50 Gbit/s.

Conclusions et perspectives

Les travaux présentés dans cette thèse visent à contribuer à apporter des éléments de solution à différents problèmes pavant le chemin de la montée en débit dans les réseaux d'accès optiques. Les études ont notamment porté sur les futurs réseaux d'accès optiques résidentiels à 50 Gbit/s/λ d'une part, et les liens point à point à très hauts débits (>50 Gbit/s/λ) pour les réseaux mobiles notamment d'autre part.

Dans le premier chapitre, nous avons dépeint le paysage des télécommunications optiques et leur histoire. Nous nous sommes intéressés tout particulièrement aux réseaux d'accès optiques. Les réseaux d'accès optiques déployés à travers le monde par les opérateurs de télécommunications sont divers et variés. En France, Orange déploie et opère son réseau d'accès optiques basé sur la norme G-PON. Orange fournit ainsi à ses abonnés, un débit descendant pouvant atteindre 2,5 Gbit/s et un débit montant de 1,25 Gbit/s. La future génération qui sera déployée en 2024 sur le réseau d'Orange est le XGS-PON qui fournira un débit maximum de 10 Gbit/s symétrique. La génération post-XGS-PON, pour Orange, sera le 50G-PON.

Dans le second chapitre, nous avons donné une description des différents blocs composant un lien de transmission à modulation d'intensité et à détection directe. Ensuite, nous avons développé un modèle de simulation analytique capable de simuler les performances d'un lien de transmission IM/DD en modulation NRZ-OOK et en modulation PAM-4. Grâce à la prise en compte des variances des niveaux provenant de l'émetteur et des variances des bruits, notre modèle est capable de prendre en compte les interférences inter-symboles. Ces travaux nous ont permis d'éclairer nos travaux expérimentaux présentés dans les chapitres 3 et 4 de ce manuscrit et de bien comprendre les facteurs limitant ainsi que les phénomènes en jeu dans nos expérimentations.

Le chapitre 3 a été consacré à l'étude du 50G-PON et notamment du lien montant en mode *burst* de ce dernier. Pour atteindre les contraintes de transmission liées aux standards et à l'infrastructure, nous avons mis en place des techniques de pré-amplification du côté récepteur du lien montant. Nous avons montré que l'augmentation de la bande passante des composants liée à l'augmentation du débit pouvait provoquer des problèmes de part la présence de plusieurs ONUs sur un même lien. L'étude de cette problématique

d'interférences de battement optique (OBI) dans le contexte du lien montant du futur 50G-PON a permis de conclure qu'en l'état, sans autre augmentation de la bande passante du récepteur, de la puissance émise par les ONUs inactifs ou du taux de partage, aucune dégradation sur la qualité du lien n'est attendue venant de l'OBI pour le 50G-PON. Parallèlement, l'utilisation d'un SOA partagé sur un futur PON à 50 Gbit/s à été proposée par la communauté. Cependant, cette solution pouvait poser des problèmes de par le partage du SOA du fait du partage du gain et de la modulation de gain croisé qui, lorsque deux signaux de puissance différentes traversent le même SOA, peut reporter la modulation du signal fort sur le signal faible. Nous avons proposé une solution basée sur le contrôle automatique du gain synchronisé à la traversée des *bursts*. Grâce à cette technique, nous avons obtenu une réduction importante, jusqu'à 2 décades, voire une disparition totale des effets du partage du gain et de modulation de gain croisé. Concernant le lien descendant du 50G-PON, une photodiode à avalanche en germanium sur silicium à l'état de l'art a été étudiée. Ce récepteur couplé à un filtre FIR analogique, nous a permis d'obtenir des performances de transmission à l'état de l'art et compatibles avec les standards et l'infrastructure sans traitement numérique du signal ni amplification optique. À 50 Gbit/s, en NRZ-OOK, une sensibilité de -26,5 dBm à $BER = 1.10^{-2}$ à été obtenue. Nous avons montré expérimentalement la maturité de la technologie d'APD en germanium sur silicium. Il s'agit là d'une brique importante vers un récepteur à haute sensibilité et haute bande passante pour le futur 50G-PON.

Finalement, dans le chapitre 4, nous avons étudié l'utilisation du format de modulation d'amplitude avancé PAM-4 notamment pour les liaisons point-à-point des futurs réseaux mobiles. En utilisant des composants optiques intégrés ainsi qu'à l'aide d'amplification optique et d'égalisation analogique, nous avons montré des performances similaires à l'état de l'art mais sans traitement numérique du signal. En utilisant le multiplexage de longueur d'onde, nous avons atteint un débit de 400 Gbit/s (4 canaux à 50 GBaud) sans traitement numérique du signal, avec des pertes supportées supérieures de 7,5 dB par rapport aux contraintes de l'infrastructure. En utilisant un amplificateur optique à l'émission et un second à la réception, notre lien a été capable de supporter des pertes de 30 dB. Cette valeur est supérieure aux 29 dB de l'infrastructure PON. Ainsi l'utilisation du PAM-4 pourrait être une voie à l'augmentation des débits pour le FTTH tout en conservant des composants optiques dont la bande passante permettrait un débit moindre en modulation NRZ-OOK.

Les travaux présentés dans ce manuscrit pourraient être complétés et étoffés par la

suite notamment pour lever certaines interrogations qui subsistent :

— Est-il plus intéressant, dans le cadre des réseaux d'accès optiques, d'utiliser une photodiode PIN de grande bande passante couplée avec un SOA, ou une APD de plus faible bande passante avec du traitement du signal ?
En effet, nous avons étudié les deux configurations : la pré-amplification optique d'une photodiode PIN de grande bande passante ($\simeq$ 40 GHz) et une photodiode à avalanche de plus faible bande passante ($\simeq$ 25 GHz) avec un filtre FIR. Les performances que nous avons obtenues dans ces deux cas sont compatibles avec le standard 50G-PON de l'ITU-T. Cependant, elles sont obtenues au prix d'une grande bande passante et de la présence d'un amplificateur optique dans un cas et à l'aide d'un filtre égaliseur FIR dans l'autre. Quel est alors le schéma le plus intéressant, non pas d'un point de vue technique mais d'un point de vue économique et environnemental ?

— Dans le chapitre 3, nous avons étudié un lien montant dans le contexte du futur 50G-PON. Nous avons pu observer les limites du récepteur. Ces limites pourraient elle être dépassées en utilisant un amplificateur à transimpédance compatible avec le mode *burst* ?
Le développement d'amplificateur à transimpédance en mode *burst* permettrait notamment de s'affranchir de l'utilisation d'un pré-amplificateur optique pour atteindre les contraintes de sensibilité. Dernièrement, de nombreux travaux ont étés publiés concernant la réalisation de ce type d'amplificateur à des débits compatibles avec le 50G-PON et fonctionnant en NRZ-OOK et en PAM-4. Les travaux futurs sur le développement, les tests et l'intégration de ce type d'amplificateur devrait donner des réponses à une problématique forte des liens montants à multiplexage temporel.

— Concernant la sensibilité du format de modulation PAM-4 aux Interférence multi-trajet (*Multi-Path Interference*) (MPI), quelles limites cela implique en termes de taux de partage ou encore de sensibilité aux interfaces dans le contexte du PON ?
Le PAM-4 est connu pour être sensible aux réflexions optiques. Dans ce manuscrit, nous avons démontré la possibilité d'utiliser le PAM-4 dans un lien optique à 100 Gbit/s atteignant 29 dB de budget optique à l'aide d'amplificateur optique. Cependant, la sensibilité du PAM-4 aux réflexions électriques et optiques est un problème connu. Le contexte du PON implique de nombreuses interfaces (coupleurs, connecteurs) cela rend potentiellement important le nombre de réflexions

optiques parasites. Cela demande une évaluation minutieuse avant de valider l'utilisation du PAM-4 dans le contexte du PON.

— Au-delà du PAM-4, est-il possible d'utiliser des formats de modulation plus avancés (PAM-8, cohérent) pour monter en débit dans les interfaces point-à-point ?
La montée en débit en modulation d'intensité et détection directe implique une augmentation de la bande passante des composants électro-optiques. Une voie alternative est l'utilisation de format de modulation avancé. Dans ce manuscrit, nous avons utilisé le PAM-4, mais il existe également le PAM-8, le PAM-16 ou encore les transmissions cohérentes. Toutes ces options permettent la transmission d'un débit binaire plus important que la vitesse de modulation. Des études sont nécessaires dans les différentes voies possibles pour la montée en débit dans les interfaces point-à-point.

Nous avons collaboré à travers ces résultats et ces travaux, à l'évolution des interfaces optiques présentes dans les réseaux d'accès dans le but d'accompagner leur transformation vers le très haut débit. Une part très importante des résultats présentés dans ce manuscrit a été présentée dans des conférences internationales ou publiée dans des journaux à comité de lecture, listée dans la partie bibliographie personnelle de ce document.

À la suite de ma thèse, en continuité avec les travaux présentés dans ce manuscrit, de nouvelles études ainsi que de nouveaux sujets de thèses sur le futur des réseaux d'accès seront ou ont d'ores et déjà commencé. Ces travaux porteront notamment sur l'évolution des réseaux d'accès optiques vers des réseaux plus efficaces et plus flexibles, notamment pour répondre à des contraintes, environnementales, de sécurité ou de résilience. Un autre enjeu sera la montée en débit dans les réseaux d'accès, au-delà de 50 Gbit/s/λ. En effet, des vitesses supérieures à 100 Gbit/s/λ en modulation d'intensité et détection directe devraient devenir nécessaires dans l'avenir. Ce besoin nécessitera t'il l'utilisation des transmissions cohérentes ou les progrès des composants et des techniques de compensation autoriseront la montée en débit à l'aide de l'IM/DD ?

Annexe A

Pénalité théorique entre une modulation NRZ-OOK et PAM-4

Les pénalités théoriques entre un signal NRZ-OOK et un signal PAM-4 dans le cas d'un récepteur uniquement limité par le bruit thermique, peuvent être calculées à partir d'équations analytiques.

On considère un signal NRZ-OOK et PAM-4 de même amplitude. Dans ce cas, la puissance du niveau 1 en NRZ-OOK est égale à la puissance du niveau 3 en PAM-4. Nous représentons schématiquement les niveaux d'amplitude des symboles dans chacun des cas sur la figure A.1. Les niveaux d'amplitude des symboles étant plus rapprochés dans le cas du PAM-4, cela va induire des pénalités. Nous proposons dans cette annexe d'évaluer la pénalité théorique entre un NRZ-OOK et un PAM-4 de même amplitude, de taux d'extinction infini et dans le cas d'un récepteur uniquement limité par le bruit thermique

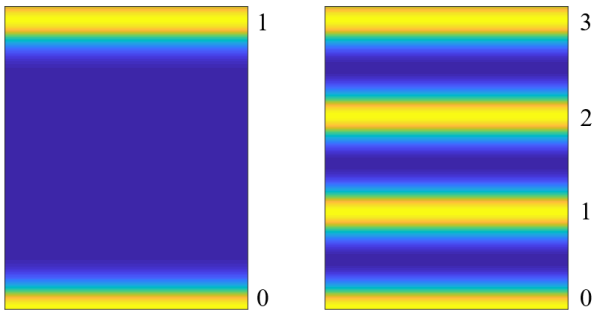


Figure A.1 – Représentation schématique des niveaux des symboles en NRZ-OOK et PAM-4.

La variance du bruit thermique est exprimée par l'équation suivante :

$$\sigma_T^2 = \frac{4k_B T}{R_L} F_N \Delta_f \tag{A.1}$$

Où k_B est la constante de Boltzmann en $J.K^{-1}$, T est la température en Kelvin, R_L est la résistance de charge en Ω, F_N est le facteur de bruit du récepteur et finalement, Δf est la bande passante du récepteur.

A.1 Calcul du BER dans le cas d'un signal NRZ-OOK

Le facteur de qualité de la transmission dans le cas d'un signal NRZ-OOK est défini selon l'équation suivante :

$$Q = \frac{I_1 - I_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \tag{A.2}$$

Où $I_{0,1}$ sont les courants des niveaux 0 et 1 et $\sigma^2_{0,1}$ sont les variances des niveaux 0 et 1.

Dans le cas d'un émetteur avec un taux d'extinction infini, le courant des symboles zéros est nul ($I_0 = 0$), le facteur de qualité peut s'écrire sous la forme suivante :

$$Q = \frac{I_1}{\sigma_1 + \sigma_0} \tag{A.3}$$

Ici, le récepteur étant uniquement limité par le bruit thermique, on peut remplacer $\sigma_{0,1}$ par σ_T, l'écart-type du bruit thermique. Le courant I_1 est égal à $2\alpha P_{rec}$, où α est la réponse de la photodiode en A/W et P_{rec}, la puissance moyenne reçue. Dans le cas d'un signal modulé en NRZ-OOK reçu par un récepteur limité par le bruit thermique, l'expression du facteur de qualité en fonction de la puissance reçue devient alors :

$$Q = \frac{\alpha P_{rec}}{\sigma_T} \tag{A.4}$$

Le BER est lié au facteur de qualité par la relation suivante :

$$BER_{NRZ} = \frac{1}{2} erfc\left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right) \tag{A.5}$$

A.2 Calcul du BER dans le cas d'un signal PAM-4

Dans le cas d'un signal PAM-4, on considère un signal de même amplitude. C'est à dire que la puissance du niveau 1 en NRZ-OOK est égale à la puissance du niveau 3 en

PAM-4. La puissance du niveau 11 est respectivement multipliée par 1/3 et 2/3 pour obtenir la puissance des niveaux 2 et 3.

On définit alors un facteur de qualité entre chaque niveau adjacent. On note les facteurs de qualité $Q_{1,2,3}$ respectivement entre les niveaux 0 et 1 ; 1 et 2 ; 2 et 3 :

En reprenant le développement écrit pour le cas NRZ-OOK, on peut écrire $Q_{1,2,3}$:

$$Q_1 = \frac{I_1 - I_0}{2\sigma_T} \tag{A.6}$$

$$Q_2 = \frac{I_2 - I_1}{2\sigma_T} \tag{A.7}$$

$$Q_3 = \frac{I_3 - I_2}{2\sigma_T} \tag{A.8}$$

En utilisant la formule A.5, on définit $BER_{1,2,3}$, les taux d'erreurs sur les éléments binaires correspondant respectivement à $Q_{1,2,3}$. Pour obtenir le BER total du signal, on emploie la formule A.9 :

$$BER_{tot} = \frac{1}{2}BER_1 + BER_2 + \frac{1}{2}BER_3 \tag{A.9}$$

Or, étant donné que les symboles équi-répartis : $I_1 - I_0 = I_2 - I_1 = I_3 - I_2 = \frac{2\alpha P_m}{3}$ alors $Q_1 = Q_2 = Q_3 = Q_{PAM-4}$.

$$Q_{PAM-4} = \frac{\alpha P_{rec}}{3\sigma_T} \tag{A.10}$$

En injectant l'équation A.10 dans l'équation A.5, on obtient l'équation analytique du taux d'erreur sur les éléments binaires d'un signal PAM-4, dans le cas d'un émetteur avec un taux d'extinction infini et d'un récepteur limité par le bruit thermique :

$$BER_{PAM-4} = erfc\left(\frac{\alpha P_m}{3\sigma_T\sqrt{2}}\right) \tag{A.11}$$

A.3 Calcul de la pénalité

La puissance nécessaire à l'obtention d'un même taux d'erreur sur les éléments binaires est plus importante dans le cas d'un signal PAM-4. On définit alors ΔP la différence de puissance reçue à un même taux d'erreur binaire entre le NRZ-OOK et le PAM-4. Il

s'agit là, de la pénalité entre le PAM-4 et le NRZ-OOK. Pour estimer les pénalités liées à l'augmentation du nombre d'états, on évalue l'augmentation de la puissance requise pour un BER identique dans les 2 cas : $BER_{NRZ} = BER_{PAM-4}$, alors :

$$\frac{1}{2}erfc\left(\frac{\alpha P_m^{NRZ}}{\sigma_T\sqrt{2}}\right) = erfc\left(\frac{\alpha P_m^{PAM-4}}{3\sigma_T\sqrt{2}}\right) \tag{A.12}$$

Comme le montre la figure A.2, la fonction $\frac{1}{2}erfc$ n'est pas très différente de la fonction $erfc$. Par exemple, à $BER = 1.10^{-9}$, la différence sur le facteur de qualité entre les deux fonctions, n'est que de 0,1.

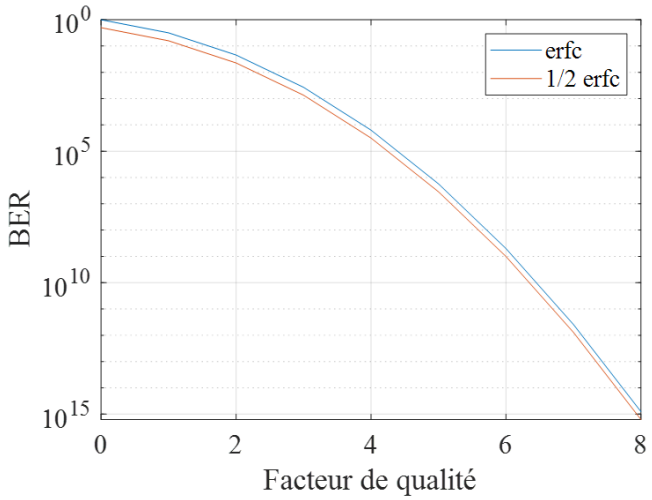


FIGURE A.2 – BER en fonction du facteur de qualité pour la fonction $erfc$ et $\frac{1}{2}erfc$.

Par conséquent, on peut écrire :

$$\frac{\alpha P_m^{NRZ}}{\sigma_T\sqrt{2}} \simeq \frac{\alpha P_m^{PAM-4}}{3\sigma_T\sqrt{2}} \tag{A.13}$$

On obtient alors :

$$P_m^{PAM-4} \simeq 3P_m^{NRZ} \tag{A.14}$$

Soit , si on exprime les puissances en dBm :

$$P_m^{PAM-4} \simeq P_m^{NRZ} + 4,771 \tag{A.15}$$

La pénalité théorique ΔP est alors de 3 en linéaire, ce qui donne 4,771 dB de pénalités entre une modulation PAM-4 et NRZ-OOK.

A.4 Application numérique

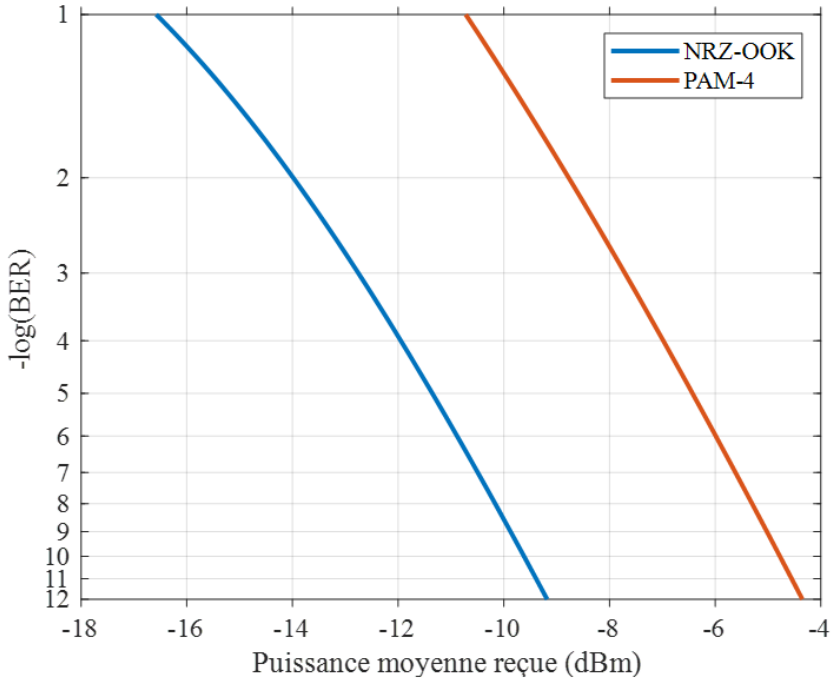


FIGURE A.3 – BER théorique en fonction de la puissance moyenne reçue pour une modulation NRZ-OOK et PAM-4 dans le cas d'un émetteur à taux d'extinction infini et d'un récepteur limité par le bruit thermique.

La figure A.3 présente le taux d'erreur binaire théorique d'un signal à modulation NRZ-OOK et d'un signal à modulation PAM-4 en fonction de la puissance moyenne reçue par le récepteur. On remarque une différence de pente entre les deux courbes, cette différence provient du facteur $\frac{1}{2}$ devant la fonction erfc de l'équation A.5 et absent dans le cas du PAM-4.

Pour calculer numériquement la pénalité, on définit tout d'abord la puissance nécessaire à l'obtention d'un certain BER en NRZ-OOK et en PAM-4 respectivement, à l'aide des équations A.5 et A.11 :

$$P_m^{NRZ} = \frac{\sigma_T\sqrt{2}}{\alpha} erfc^{-1}(BER) \tag{A.16}$$

$$P_m^{PAM-4} = 3\frac{\sigma_T\sqrt{2}}{\alpha} erfc^{-1}(2 \times BER) \tag{A.17}$$

On obtient alors la pénalité en fonction du BER grâce à l'équation A.20 :

$$\Delta P = \frac{P_m^{PAM-4}}{P_m^{NRZ}} \tag{A.18}$$

$$\Delta P = \frac{3\frac{\sigma_T\sqrt{2}}{\alpha}erfc^{-1}(2\times BER)}{\frac{\sigma_T\sqrt{2}}{\alpha}erfc^{-1}(BER)} \tag{A.19}$$

$$\Delta P = 3\frac{erfc^{-1}(BER)}{erfc^{-1}(2\times BER)} \tag{A.20}$$

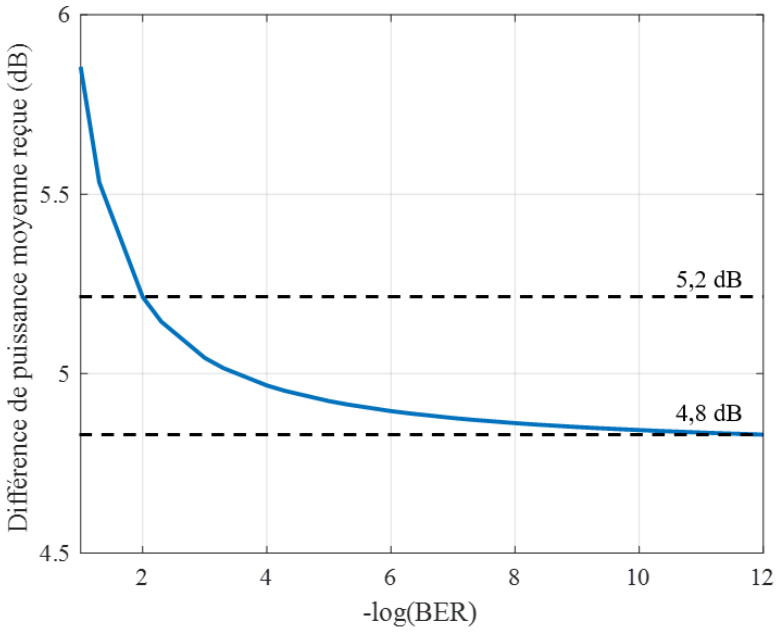


FIGURE A.4 – Pénalités théoriques entre une modulation NRZ-OOK et PAM-4 en fonction de $-log(BER)$.

L'équation A.20 est tracée en fonction de $-log(BER)$ sur la figure A.4. On remarque que pour des taux d'erreurs sur les éléments binaires élevés, la pénalité est plus importante. Par exemple, à $-log(BER) = 2$, la pénalité est de 5,2 dB. Alors qu'à des taux d'erreurs plus faibles, la pénalité diminue, elle est de 4,8 dB à $-log(BER) = 12$.

BIBLIOGRAPHIE

[1] Albert EINSTEIN, « Zur Quantentheorie der Strahlung », in : *Phys. Z.* 18 (1917), p. 121-128.

[2] *The Nobel Prize in Physics 1964*, NobelPrize.org, URL : https://www.nobelprize.org/prizes/physics/1964/summary/.

[3] Alfred KASTLER, « Optical Methods for Studying Hertzian Resonances », in : *Science* 158.*3798* (13 oct. 1967), p. 214-221, ISSN : 0036-8075, 1095-9203, DOI : 10.1126/science.158.3798.214, URL : https://www.science.org/doi/10.1126/science.158.3798.214.

[4] T. H. MAIMAN, « Stimulated Optical Radiation in Ruby », in : *Nature* 187.*4736* (août 1960), Number : 4736 Publisher : Nature Publishing Group, p. 493-494, ISSN : 1476-4687, DOI : 10.1038/187493a0, URL : https://www.nature.com/articles/187493a0.

[5] R. N. HALL, G. E. FENNER, J. D. KINGSLEY, T. J. SOLTYS et R. O. CARLSON, « Coherent Light Emission From GaAs Junctions », in : *Physical Review Letters* 9.*9* (1er nov. 1962), Publisher : American Physical Society, p. 366-368, DOI : 10.1103/PhysRevLett.9.366, URL : https://link.aps.org/doi/10.1103/PhysRevLett.9.366.

[6] Van HEEL et A. C. S, « A New Method of transporting Optical Images without Aberrations », in : *Nature* 173.*4392* (jan. 1954), Number : 4392 Publisher : Nature Publishing Group, p. 39-39, ISSN : 1476-4687, DOI : 10.1038/173039a0, URL : https://www.nature.com/articles/173039a0.

[7] T. MIYA, Y. TERUNUMA, T. HOSAKA et T. MIYASHITA, « Ultimate low-loss single-mode fibre at 1.55 μm », in : *Electronics Letters* 15.*4* (1979), p. 106, ISSN : 00135194, DOI : 10.1049/el:19790077, URL : https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/el_19790077.

[8] *Fiber-Optic Technologies > A Brief History of Fiber-Optic Communications | Cisco Press*, URL : https://www.ciscopress.com/articles/article.asp?p=170740.

[9] *Exposing the Truth : Internet Traffic Statistics in 2023 • ZipDo*, Section : Internet Statistics, 20 juin 2023, URL : https://zipdo.co/statistics/internet-traffic/.

[11] *Fibre is the most energy efficient broadband technology | Shaping Europe's digital future*, 24 nov. 2020, URL : https://digital-strategy.ec.europa.eu/en/library/fibre-most-energy-efficient-broadband-technology.

[12] *G.989.2 : 40-Gigabit-capable passive optical networks 2 (NG-PON2) : Physical media dependent (PMD) layer specification*, URL : https://www.itu.int/rec/T-REC-G.989.2.

[13] Gaël SIMON, « Introduction des technologies de multiplexage en longueur d'onde dense dans les futures générations de réseaux d'accès optique », thèse de doct., Télécom ParisTech, 1er déc. 2016, URL : https://pastel.archives-ouvertes.fr/tel-01723785.

[14] Dave WELCH et al., « Point-to-Multipoint Optical Networks Using Coherent Digital Subcarriers », in : *Journal of Lightwave Technology* 39.*16* (15 août 2021), p. 5232-5247, ISSN : 0733-8724, 1558-2213, DOI : 10.1109/JLT.2021.3097163, URL : https://ieeexplore.ieee.org/document/9488196/.

[15] Wenjia WANG, Walt SOTO, Anh LY, Didi IVANCOVSKY, Tony ANDERSON et Ron RUNDQUIST, « DBA (Dynamic Bandwidth Allocation) Overview », in : ().

[16] *World FTTx markets - Database & Report*, IDATE DigiWorld, URL : https://en.idate.org/product/world-fttx-markets-database-report-4/.

[17] *Latest consolidated results - Orange Group - Juin 2023*, Corporate, Last Modified : 2023-07-27T16 :08 :25+02 :00, URL : https://www.orange.com/en/latest-consolidated-results.

[18] *Observatoire, haut débit fixe, très haut débit fixe, fibre, FttH, connectivité fixe, couverture fixe*, Arcep, 8 juin 2023, URL : https://www.arcep.fr/cartes-et-donnees/nos-publications-chiffrees/observatoire-des-abonnements-et-deploiements-du-haut-et-tres-haut-debit/observatoire-haut-et-tres-haut-debit-abonnements-et-deploiements-t1-2023.html.

[20] *G.984.2 : Gigabit-capable Passive Optical Networks (G-PON) : Physical Media Dependent (PMD) layer specification*, URL : https://www.itu.int/rec/T-REC-G.984.2.

[21] *G.986 : 1 Gbit/s point-to-point Ethernet-based optical access system*, URL : https://www.itu.int/rec/T-REC-G.986/en.

[22] *G.9806 : Higher speed bidirectional, single fibre, point-to-point optical access system - Corrigendum 1*, URL : https://www.itu.int/rec/T-REC-G.9806-202202-I!Cor1/en.

[23] « IEEE Standard for Ethernet – Amendment 2 : Media Access Control Parameters, Physical Layers, and Management Parameters for 25 Gb/s Operation Amendment 2 : Media Access Control Parameters, Physical Layers, and Management Parameters for 25 Gb/s Operation », in : *IEEE Std 802.3by-2016 (Amendment to IEEE Std 802.3-2015 as amended by IEEE Std 802.3bw-2015)* (juil. 2016), Conference Name : IEEE Std 802.3by-2016 (Amendment to IEEE Std 802.3-2015 as amended by IEEE Std 802.3bw-2015), p. 1-244, DOI : 10.1109/IEEESTD.2016.7526271.

[24] « IEEE Standard for Ethernet - Amendment 3 : Media Access Control Parameters for 50 Gb/s and Physical Layers and Management Parameters for 50 Gb/s, 100 Gb/s, and 200 Gb/s Operation », in : *IEEE Std 802.3cd-2018 (Amendment to IEEE Std 802.3-2018 as amended by IEEE Std 802.3cb-2018 and IEEE Std 802.3bt-2018)* (fév. 2019), Conference Name : IEEE Std 802.3cd-2018 (Amendment to IEEE Std 802.3-2018 as amended by IEEE Std 802.3cb-2018 and IEEE Std 802.3bt-2018), p. 1-401, DOI : 10.1109/IEEESTD.2019.8649797.

[25] Nandana Rajatheva, *White paper on broadband connectivity in 6G*, Publisher : Oulu : University of Oulu, 2020.

[26] *G.9804.3 : 50-Gigabit-capable passive optical networks (50G-PON) : Physical media dependent (PMD) layer specification*, URL : https://www.itu.int/rec/T-REC-G.9804.3-202109-I.

[27] F Chavaren, *Orange France's Network Energy Modeling*, mar. 2022.

[28] *Etude ADEME – Arcep sur l'empreinte environnementale du numérique en 2020, 2030 et 2050*, Arcep, 13 mar. 2023.

[29] F. Saliou, P. Chanclou, N. Genay et F. Laurent, « Energy efficiency scenarios for long reach PON Central Offices », in : *2011 Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference*, 2011 Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference, mar. 2011, p. 1-3.

[30] *G.9807.1 : Réseaux optiques passifs symétriques d'une capacité de l'ordre de 10 gigabits (XGS-PON)*, URL : https://www.itu.int/rec/T-REC-G.9807.1-201606-I/fr.

[31] Natalia DUBROVINA, Elena DURÁN-VALDEIGLESIAS, Hélène DEBRÉGEAS, Ricardo ROSALES, François LELARGE et Romain BRENOT, « Record High Power 13dBm Electro-Absorption Modulated Laser for 50G-PON », in : *2022 European Conference on Optical Communication (ECOC)*, 2022 European Conference on Optical Communication (ECOC), sept. 2022, p. 1-4.

[32] *100G LR1-20 ER1-30 ER1-40 Technical Specs rev 1p1*, URL : https://100glambda.com/specifications/download/2-specifications/11-100g-lr1-20-er1-30-er1-40-technical-specs-rev-1p1.

[33] Fabienne SALIOU, Philippe CHANCLOU, Gaël SIMON, Jérémy POTET, Georges GAILLARD et Stéphane LE HUÉROU, « An Operator's Approach on the Coexistence in Future Optical Access Networks (Invited) », in : *2023 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, 2023 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), mar. 2023, p. 1-3, DOI : 10.1364/OFC.2023.Tu3F.1.

[34] Sylvain BARTHOMEUF, « Augmentation de la capacité des interfaces PONs TDMA au-delà de 10Gbit/s dans les réseaux d'accès en fibres optiques », thèse de doct., 17 déc. 2019.

[35] Michel JOINDOT et Irène JOINDOT, *Les télécommunications par fibres optiques*, Dunod, 1 t., 1er fév. 1996, 737 p.

[36] Chuanming HUANG, Haiping SONG, Longquan DAI, Mengfan CHENG, Qi YANG, Ming TANG, Deming LIU et Lei DENG, « Optical Multipath Interference Mitigation for High-Speed PAM4 IMDD Transmission System », in : *Journal of Lightwave Technology* 40.*16* (août 2022), Conference Name : Journal of Lightwave Technology, p. 5490-5501, ISSN : 1558-2213, DOI : 10.1109/JLT.2022.3181695.

[38] JFIORENTINO, *A Focus on the Critical Optical Parameter Attenuation*, OFS, 22 juin 2020, URL : https://www.ofsoptics.com/a-focus-on-the-critical-optical-parameter-attenuation/ (visité le 11/08/2023).

[40] C. Hoessbacher, A. Josten, B. Baeuerle, Y. Fedoryshyn, H. Hettrich, Y. Salamin, W. Heni, C. Haffner, C. Kaiser, R. Schmid, D. L. Elder, D. Hillerkuss, M. Möller, L. R. Dalton et J. Leuthold, « Plasmonic modulator with >170 GHz bandwidth demonstrated at 100 GBd NRZ », in : *Optics Express* 25.*3* (6 fév. 2017), p. 1762, ISSN : 1094-4087, DOI : 10.1364/OE.25.001762, URL : https://opg.optica.org/abstract.cfm?URI=oe-25-3-1762.

[42] Di Zhu, Linbo Shao, Mengjie Yu, Rebecca Cheng, Boris Desiatov, C. J. Xin, Yaowen Hu, Jeffrey Holzgrafe, Soumya Ghosh, Amirhassan Shams-Ansari, Eric Puma, Neil Sinclair, Christian Reimer, Mian Zhang et Marko Lončar, « Integrated photonics on thin-film lithium niobate », in : *Advances in Optics and Photonics* 13.*2* (30 juin 2021), Publisher : Optica Publishing Group, p. 242-352, ISSN : 1943-8206, DOI : 10.1364/AOP.411024, URL : https://opg.optica.org/aop/abstract.cfm?uri=aop-13-2-242.

[43] Xing Dai, Hélène Debrégeas, Guillaume Da Rold, David Carrara, Kevin Louarn, Elena Durán Valdeiglesias et François Lelarge, « Versatile Externally Modulated Lasers Technology for Multiple Telecommunication Applications », in : *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics* 27.*3* (mai 2021), Conference Name : IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, p. 1-12, ISSN : 1558-4542, DOI : 10.1109/JSTQE.2020.3029394.

[44] Govind P.Agrawal, *Fiber-optic communication systems*.

[45] Mengyuan Huang, Su Li, Pengfei Cai, Guanghui Hou, Tzung-I Su, Wang Chen, Ching-yin Hong et Dong Pan, « Germanium on Silicon Avalanche Photodiode », in : *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics* 24.*2* (mar. 2018), Conference Name : IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, p. 1-11, ISSN : 1558-4542, DOI : 10.1109/JSTQE.2017.2749958.

[46] S. Wannenmacher, « Praseodymium doped fibre amplifier for optical amplification at 1300 nm », in : *Proceedings of GLOBECOM'96. 1996 IEEE Global Telecommunications Conference*, Proceedings of GLOBECOM'96. 1996 IEEE Global Telecommunications Conference, t. 3, nov. 1996, 1618-1623 vol.3, DOI : 10.1109/GLOCOM.1996.591914.

[47] Y. Ohishi, T. Kanamori, T. Nishi et S. Takahashi, « A high gain, high output saturation power Pr/sup 3+/-doped fluoride fiber amplifier operating at 1.3 mu m », in : *IEEE Photonics Technology Letters* 3.*8* (août 1991), Conference Name :

IEEE Photonics Technology Letters, p. 715-717, ISSN : 1941-0174, DOI : 10.1109/68.84462.

[48] Vitaly MIKHAILOV, Jiawei LUO, Daryl INNISS, Man YAN, Yingzhi SUN, Gabe PUC, Robert S. WINDELER, Paul WESTBROOK, Yury DULASHKO et David J. DIGIOVANNI, « Amplified Transmission Beyond C- and L- Bands : Bismuth Doped Fiber Amplifier for O-band Transmission », in : *Journal of Lightwave Technology* (2022), Conference Name : Journal of Lightwave Technology, p. 1-1, ISSN : 1558-2213, DOI : 10.1109/JLT.2022.3169172.

[49] V. MIKHAILOV et al., « Simple Broadband Bismuth Doped Fiber Amplifier (BDFA) to Extend O-band Transmission Reach and Capacity », in : *Optical Fiber Communication Conference (OFC) 2019*, Optical Fiber Communication Conference, San Diego, California : OSA, 2019, M1J.4, ISBN : 978-1-943580-53-8, DOI : 10.1364/OFC.2019.M1J.4, URL : https://opg.optica.org/abstract.cfm?URI=OFC-2019-M1J.4.

[50] J. RENAUDIER, « 100nm Ultra-Wideband Optical Fiber Transmission Systems Using Semiconductor Optical Amplifiers », in : *2018 European Conference on Optical Communication (ECOC)*, 2018 European Conference on Optical Communication (ECOC), sept. 2018, p. 1-3, DOI : 10.1109/ECOC.2018.8535354.

[51] Mathilde GAY, « Etude théorique et expérimentale de l'impact de la régénération 2R dans un système de transmission optique haut débit », thèse de doct., INSA de Rennes, 10 fév. 2006, URL : https://theses.hal.science/tel-00086500.

[52] Aneesh SOBHANAN, Aravind ANTHUR, Sean O'DUILL, Mark PELUSI, Shu NAMIKI, Liam BARRY, Deepa VENKITESH et Govind P. AGRAWAL, « Semiconductor optical amplifiers : recent advances and applications », in : *Advances in Optics and Photonics* 14.*3* (30 sept. 2022), Publisher : Optica Publishing Group, p. 571-651, ISSN : 1943-8206, DOI : 10.1364/AOP.451872, URL : https://opg.optica.org/aop/abstract.cfm?uri=aop-14-3-571.

[53] Mathilde GAY, Laurent BRAMERIE, Luiz ANET NETO, Sy Dat LE, Jean-Claude SIMON, Christophe PEUCHERET, Zheng HAN, Xavier CHECOURY, Grégory MOILLE, Jérôme BOURDERIONNET, Alfredo DE ROSSI et Sylvain COMBRIÉ, « Silicon-on-Insulator RF Filter Based on Photonic Crystal Functions for Channel Equalization », in : *IEEE Photonics Technology Letters* 28.*23* (déc. 2016), Conference

Name : IEEE Photonics Technology Letters, p. 2756-2759, ISSN : 1941-0174, DOI : 10.1109/LPT.2016.2616162.

[54] *G.9804.2 : Higher speed passive optical networks - Common transmission convergence layer specification*, URL : https://www.itu.int/rec/T-REC-G.9804.2-202109-I/en.

[55] « IEEE Standard for Ethernet Amendment 9 : Physical Layer Specifications and Management Parameters for 25 Gb/s and 50 Gb/s Passive Optical Networks », in : *IEEE Std 802.3ca-2020 (Amendment to IEEE Std 802.3-2018 as amended by IEEE 802.3cb-2018, IEEE 802.3bt-2018, IEEE 802.3cd-2018, IEEE 802.3cn-2019, IEEE 802.3cg-2019, IEEE 802.3cq-2020, IEEE 802.3cm-2020, and IEEE 802.3ch-2020)* (juil. 2020), Conference Name : IEEE Std 802.3ca-2020 (Amendment to IEEE Std 802.3-2018 as amended by IEEE 802.3cb-2018, IEEE 802.3bt-2018, IEEE 802.3cd-2018, IEEE 802.3cn-2019, IEEE 802.3cg-2019, IEEE 802.3cq-2020, IEEE 802.3cm-2020, and IEEE 802.3ch-2020), p. 1-267, DOI : 10.1109/IEEESTD.2020.9135000.

[56] Chingyin Hong, Bin Shi, Fan Qi, Pengfei Cai, Yanhui Duan, Guanghui Hou, Tzungi Su, Tehuang Chiu, Su Li, Wang Chen et Dong Pan, « High Speed Ge/Si Avalanche Photodiode with High Sensitivity for 50Gbit/s and 100Gbit/s Optical Access Systems », in : *2022 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, 2022 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), mar. 2022, p. 1-3.

[57] Krzysztof Szczerba, Petter Westbergh, Johnny Karout, Johan Gustavsson, Åsa Haglund, Magnus Karlsson, Peter Andrekson, Erik Agrell et Anders Larsson, « 30 Gbps 4-PAM transmission over 200 m of MMF using an 850 nm VCSEL », in : *Optics Express* 19.*26* (12 déc. 2011), Publisher : Optica Publishing Group, B203-B208, ISSN : 1094-4087, DOI : 10.1364/OE.19.00B203, URL : https://opg.optica.org/oe/abstract.cfm?uri=oe-19-26-B203 (visité le 30/05/2022).

[58] Amber Stubbings, *25GS-PON MSA Group*, 25GS-PON MSA Group, URL : https://www.25gspon-msa.org/resources/.

[59] Ed Harstead, « 25G Based PON Technology », in : *2018 Optical Fiber Communications Conference and Exposition (OFC)*, 2018 Optical Fiber Communications Conference and Exposition (OFC), mar. 2018, p. 1-3.

[60] *IEEE Standard for Ethernet Amendment 9 : Physical Layer Specifications and Management Parameters for 25 Gb/s and 50 Gb/s Passive Optical Networks*, ISBN : 9781504467681, IEEE, DOI : 10.1109/IEEESTD.2020.9135000, URL : https://ieeexplore.ieee.org/document/9135000/.

[61] Ricardo ROSALES, Kebede ATRA, Youxi LIN, Pantelis AIVALIOTIS, Graham BERRY, Xin CHEN, Martin GILLANDERS, Ian LEALMAN, David MOODIE, Malcolm PATE, Samir RIHANI, Haibo WANG, Huang RONGFANG et Giuseppe TALLI, « 50G-PON Upstream With Over 36dB Link Budget Using an SOA-PIN Based Receiver », in : *IEEE Photonics Technology Letters* 34.*22* (nov. 2022), Conference Name : IEEE Photonics Technology Letters, p. 1222-1225, ISSN : 1941-0174, DOI : 10.1109/LPT.2022.3207996.

[62] Ricardo ROSALES, Ivan CANO, Derek NESSET, Ye ZHICHENG, Romain BRENOT, Natalia DUBROVINA, Elena DURÁN-VALDEIGLESIAS, Hélène DEBRÉGEAS, David CARRARA et François LELARGE, « First Demonstration of an E2 Class Downstream Link for 50Gb/s PON at 1342nm », in : *2020 European Conference on Optical Communications (ECOC)*, 2020 European Conference on Optical Communications (ECOC), déc. 2020, p. 1-4, DOI : 10.1109/ECOC48923.2020.9333394.

[63] Gaël SIMON, Fabienne SALIOU, Jérémy POTET, Philippe CHANCLOU, Ricardo ROSALES, Ivan N. CANO et Derek NESSET, « 50Gb/s Real-Time Transmissions with Upstream Burst-Mode for 50G-PON using a Common SOA Preamplifier/Booster at the OLT », in : *2022 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, 2022 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), mar. 2022, p. 1-3.

[64] Gaël SIMON, Flavio Nogueira SAMPAIO, Fabienne SALIOU, Jérémy POTET, Georges GAILLARD et Philippe CHANCLOU, « Equalizer Convergence for various Transmission Channels and Multi-Rate Upstream 50G-PON », in : *2023 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, 2023 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), mar. 2023, p. 1-3, DOI : 10.1364/OFC.2023.Th1G.3.

[65] Haoyi WANG, Pablo TORRES-FERRERA, Valter FERRERO, Annachiara PAGANO, Roberto MERCINELLI et Roberto GAUDINO, « Current Trends towards PON systems at 50+ Gbps », in : *2020 Italian Conference on Optics and Photonics (ICOP)*,

2020 Italian Conference on Optics and Photonics (ICOP), sept. 2020, p. 1-4, DOI : 10.1109/ICOP49690.2020.9300328.

[66] Xiang LIU, Andy SHEN, Ning CHENG, Yuanqiu LUO et Frank EFFENBERGER, « Performance Improvements in Bandwidth-Limited and Digitally-Equalized 50G-PON Downstream Transmission via Block-Interleaving over Four LDPC Codewords », in : *2021 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, 2021 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), juin 2021, p. 1-3.

[67] Luyao HUANG, Yongxin XU, Wenqing JIANG, Lei XUE, Weisheng HU et Lilin YI, « Performance and Complexity Analysis of Conventional and Deep Learning Equalizers for the High-Speed IMDD PON », in : *Journal of Lightwave Technology* 40.*14* (juil. 2022), Conference Name : Journal of Lightwave Technology, p. 4528-4538, ISSN : 1558-2213, DOI : 10.1109/JLT.2022.3165529.

[68] Ivan N. CANO, Giuseppe CARUSO, Derek NESSET et Giuseppe TALLI, « Relation Between TDEC, Extinction Ratio and Chromatic Dispersion in 50G PON », in : *2022 13th International Symposium on Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing (CSNDSP)*, 2022 13th International Symposium on Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing (CSNDSP), juil. 2022, p. 555-557, DOI : 10.1109/CSNDSP54353.2022.9908040.

[69] Gaël SIMON, Flavio Nogueira SAMPAIO, Fabienne SALIOU, Jérémy POTET et Philippe CHANCLOU, « Experimental Analysis of TDEC for Higher Speed PON Including Linear Equalization », in : *2022 European Conference on Optical Communication (ECOC)*, 2022 European Conference on Optical Communication (ECOC), sept. 2022, p. 1-4.

[70] Dora van VEEN, Robert BORKOWSKI, Amitkumar MAHADEVAN et Vincent HOUTSMA, « Interoperability and Experimental Evaluation of TDEC(Q) Testing for 50 and 100G PONs », in : *2023 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, 2023 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), mar. 2023, p. 1-3, DOI : 10.1364/OFC.2023.Th1G.1.

[71] Robert BORKOWSKI, Yannick LEFEVRE, Amitkumar MAHADEVAN, Doutje van VEEN, Michael STRAUB, Ralph KAPTUR, Bjorn CZERWINSKI, Bruno CORNAGLIA, Vincent HOUTSMA, Werner COOMANS, Rene BONK et Jochen MAES, « FLCS-PON—an opportunistic 100 Gbit/s flexible PON prototype with probabilistic sha-

ping and soft-input FEC : operator trial and ODN case studies », in : *Journal of Optical Communications and Networking* 14.*6* (juin 2022), Conference Name : Journal of Optical Communications and Networking, p. C82-C91, ISSN : 1943-0639, DOI : 10.1364/JOCN.452036.

[72] Fabienne SALIOU, Gaël SIMON, Stéphane Le HUÉROU, Guillaume VU-BRUGIER, Ivan CANO, Derek NESSET, Ricardo ROSALES, Jérémy POTET, Georges GAILLARD, Dylan CHEVALIER, Giuseppe TALLI et Philippe CHANCLOU, « Triple Coexistence of G-PON, XGS-PON and 50G-PON Systems with Extended Reach », in : ().

[73] Aaron J. ZILKIE, Joachim MEIER, Mo MOJAHEDI, Philip J. POOLE, Pedro BARRIOS, Daniel POITRAS, Thomas J. ROTTER, Chi YANG, Andreas STINTZ, Kevin J. MALLOY, Peter W. E. SMITH et J. Stewart AITCHISON, « Carrier Dynamics of Quantum-Dot, Quantum-Dash, and Quantum-Well Semiconductor Optical Amplifiers Operating at 1.55 $\mu\hbox m$ », in : *IEEE Journal of Quantum Electronics* 43.*11* (nov. 2007), Conference Name : IEEE Journal of Quantum Electronics, p. 982-991, ISSN : 1558-1713, DOI : 10.1109/JQE.2007.904474.

[74] R. BONK, G. HUBER, T. VALLAITIS, S. KOENIG, R. SCHMOGROW, D. HILLERKUSS, R. BRENOT, F. LELARGE, G.-H. DUAN, S. SYGLETOS, C. KOOS, W. FREUDE et J. LEUTHOLD, « Linear semiconductor optical amplifiers for amplification of advanced modulation formats », in : *Optics Express* 20.*9* (23 avr. 2012), Publisher : Optica Publishing Group, p. 9657-9672, ISSN : 1094-4087, DOI : 10.1364/OE.20.009657, URL : https://opg.optica.org/oe/abstract.cfm?uri=oe-20-9-9657.

[75] R. BORKOWSKI, W. POEHLMANN, R. BRENOT, R. BONK, P. ANGELINI, C. CAILLAUD, M. ACHOUCHE, F. BLACHE, M. GOIX, K. MEKHAZNI, B. DUVAL, J.-Y. DUPUY, J.-F. PARET et Th. PFEIFFER, « Real-time burst-mode operation of an integrated SOA-PIN/TIA receiver for 25 Gbit/s/λ and faster T(W)DM-PON », in : *2017 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, 2017 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), mar. 2017, p. 1-3.

[76] Xiaobin HONG, Weiping HUANG et Jan WU, « Burst mode receiver based on SOA », in : *2007 Asia Optical Fiber Communication and Optoelectronics Conference*, 2007 Asia Optical Fiber Communication and Optoelectronics Conference, ISSN : 2162-1098, oct. 2007, p. 324-326, DOI : 10.1109/AOE.2007.4410795.

[77] R. Bonk, « SOA for future PONs », in : *2018 Optical Fiber Communications Conference and Exposition (OFC)*, 2018 Optical Fiber Communications Conference and Exposition (OFC), mar. 2018, p. 1-3.

[78] Hyoung Joon Park, Chang-Hoon Kim, Sun-Young Jung et Sang-Kook Han, « A novel OBI noise reduction technique by using similar-OBI estimation in optical multiple access uplink », in : *2017 19th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, 2017 19th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), ISSN : 2161-2064, juil. 2017, p. 1-4, doi : 10.1109/ICTON.2017.8024890.

[79] J. Siuzdak, M. Kowalczyk, L. Maksymiuk et G. Stepniak, « Substantial OBI Noise Reduction in MM Fiber Network », in : *IEEE Photonics Technology Letters* 25.*14* (juil. 2013), Conference Name : IEEE Photonics Technology Letters, p. 1350-1353, issn : 1941-0174, doi : 10.1109/LPT.2013.2265406.

[80] C. Desem, « Optical interference in subcarrier multiplexed systems with multiple optical carriers », in : *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* 8.*7* (sept. 1990), Conference Name : IEEE Journal on Selected Areas in Communications, p. 1290-1295, issn : 1558-0008, doi : 10.1109/49.59129.

[81] Yuechun Shi, Simin Li, Xiangfei Chen, Lianyan Li, Jingsi Li, Tingting Zhang, Jilin Zheng, Yunshan Zhang, Song Tang, Lianping Hou, John H. Marsh et Bocang Qiu, « High channel count and high precision channel spacing multi-wavelength laser array for future PICs », in : *Scientific Reports* 4.*1* (9 déc. 2014), Number : 1 Publisher : Nature Publishing Group, p. 7377, issn : 2045-2322, doi : 10.1038/srep07377, url : https://www.nature.com/articles/srep07377.

[82] H. Debregeas et al., « High-Performance 100Gb/s DWDM Transmitter through Fully Passive Assembly of a Single-Chip Array of Directly Modulated Lasers with a SiO2 AWG », in : *2014 International Semiconductor Laser Conference*, 2014 International Semiconductor Laser Conference, ISSN : 1947-6981, sept. 2014, p. 56-57, doi : 10.1109/ISLC.2014.161.

[83] G. Coudyzer, P. Ossieur, J. Bauwelinck et X. Yin, « A 25Gbaud PAM-4 Linear Burst-Mode Receiver With Analog Gain- and Offset Control in 0.25μm SiGe :C BiCMOS », in : *IEEE Journal of Solid-State Circuits* 55.*8* (août 2020), Conference Name : IEEE Journal of Solid-State Circuits, p. 2206-2218, issn : 1558-173X, doi : 10.1109/JSSC.2020.2987680.

[84] Gertjan Coudyzer, Michiel Verplaetse, Borre Van Lombergen, Robert Borkowski, Thibaut Gurne, Michael Straub, Yannick Lefevre, Peter Ossieur, René Bonk, Werner Coomans, Jochen Maes et Xin Yin, « 100 Gbit/s PAM-4 Linear Burst-Mode Transimpedance Amplifier for Upstream Flexible Passive Optical Networks », in : *Journal of Lightwave Technology* (2023), Conference Name : Journal of Lightwave Technology, p. 1-8, ISSN : 1558-2213, DOI : 10.1109/JLT.2023.3262319.

[85] Dylan Chevalier, Cheng Wang, Jérémy Potet, Gaël Simon, Gertjan Coudyzer, Georges Gaillard, Fabienne Saliou, Sofiane Belahsene, Xin Yin, Philippe Chanclou, Pascal Scalart et Monique Thual, « Investigation of Real-Time 25 Gbps Burst Mode Transmission over 20 km fiber with Directly Modulated Laser, Ge/Si APD Receiver and BM-TIA Targeting 50G-PON », en, in : (oct. 2023).

[86] Ning Cheng, Andy Shen, Yuanqiu Luo, Xu Zhang, Kevin Cheng, J Steponick et Xiang Liu, « Multi-Rate 25/12.5/10-Gb/s Burst-Mode Upstream Transmission Based on a 10G Burst-Mode ROSA with Digital Equalization Acheiving 20dB Dynamic Range and sub-100ns Recovery Time », in : ncheng@futurewei.com xiang.liu@futurewei.com zhang.xu@macom.com kevin.cheng@macom.com, ECOC 2020.

[87] Gaël Simon, Jérémy Potet, Fabienne Saliou, Philippe Chanclou, Fabrice Blache, Bernadette Duval, Christophe Caillaud et Franck Mallecot, « Real-Time 58,2Gb/s Equalization-Free NRZ Mode Burst Transmission for Upstream HS-PON and beyond with Monolithically Integrated SOA-UTC Receiver », in : (2022), p. 3.

[88] Luiz Anet Neto, « Etude des potentialités des techniques de modulation multi-porteuse pour les futurs réseaux d'accès optique WDM et TDM PON », thèse de doct., Université de Limoges, 14 déc. 2012.

[89] Fabienne Saliou, Jérémy Potet, Florian Foch, Laurent Bramerie, Mathilde Gay, Gaël Simon et Philippe Chanclou, « DSP-free and Shared SOA for HS-PON Transmissions with up to 30dB Optical Budget and 15dB dynamic range », in : *2021 European Conference on Optical Communication (ECOC)*, 2021 European Conference on Optical Communication (ECOC), sept. 2021, p. 1-4, DOI : 10.1109/ECOC52684.2021.9605905.

[90] C. Knittle, « IEEE 50 Gb/s EPON (50G-EPON) », in : *2020 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, 2020 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), mar. 2020, p. 1-3.

[91] Sang Soo Lee, Hyunwoo Cho, Sang-Kyu Lim, Kyeong-Mo Yoon, Yong-Gi Lee et Jesoo Ko, « Field trial of 1.6 Tb/s (40 channels/spl times/40 Gb/s) NRZ signals over 511 km standard single mode fiber using conventional optical amplifiers », in : *IEEE International Conference on Communications, 2005. ICC 2005. 2005*, IEEE International Conference on Communications, 2005. ICC 2005. 2005, t. 3, ISSN : 1938-1883, mai 2005, 1598-1602 Vol. 3, doi : 10.1109/ICC.2005.1494613.

[92] Robert Borkowski, Michael Straub, Yanni Ou, Yannick Lefevre, Željko Jelić, Wouter Lanneer, Noriaki Kaneda, Amitkumar Mahadevan, Volker Hückstädt, Dora van Veen, Vincent Houtsma, Werner Coomans, René Bonk et Jochen Maes, « World's First Field Trial of 100 Gbit/s Flexible PON (FLCS-PON) », in : *2020 European Conference on Optical Communications (ECOC)*, 2020 European Conference on Optical Communications (ECOC), déc. 2020, p. 1-4, doi : 10.1109/ECOC48923.2020.9333413.

[93] Stephen Murphy, Fariba Jamali, Paul D. Townsend et Cleitus Antony, « High Dynamic Range 100 Gbit/s PAM4 PON with SOA Preamplifier using Gated Recurrent Neural Network Equaliser », in : *2022 European Conference on Optical Communication (ECOC)*, 2022 European Conference on Optical Communication (ECOC), sept. 2022, p. 1-4.

[94] Guoqiang Li, Sizhe Xing, Zhongya Li, Junwen Zhang et Nan Chi, « 200-Gb/s/λ Coherent TDM-PON with Wide Dynamic Range of >30-dB based on Local Oscillator Power Adjustment », in : *2022 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, 2022 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), mar. 2022, p. 1-3.

[95] Junwen Zhang, Jun Shan Wey, Jianyang Shi et Jianjun Yu, « Single-Wavelength 100-Gb/s PAM-4 TDM-PON Achieving Over 32-dB Power Budget Using Simplified and Phase Insensitive Coherent Detection », in : *2018 European Conference on Optical Communication (ECOC)*, 2018 European Conference on Optical Communication (ECOC), sept. 2018, p. 1-3, doi : 10.1109/ECOC.2018.8535464.

[96] Wei Wang, Dongdong Zou, Xiaowu Wang, Zibin Li, Xingwen Yi, Zhaohui Li et Fan Li, « 100 Gbit/s/λ DMT-PON System Based on Intensity Modulation and Heterodyne Coherent Detection », in : *IEEE Photonics Technology Letters* 33.*18* (sept. 2021), Conference Name : IEEE Photonics Technology Letters, p. 1014-1017, ISSN : 1941-0174, DOI : 10.1109/LPT.2021.3079982.

[98] Marcos Troncoso-Costas, Ahmed Galib Reza, Colm Browning, Francisco Diaz-Otero et Liam Barry, « SOA-Amplified 100 Gbit/s/λ PAM-8 WDM Transmission for Optical Access Networks Enabled by Probabilistic Shaping », in : *2023 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, 2023 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), mar. 2023, p. 1-3, DOI : 10.1364/OFC.2023.Th2A.27.

[99] Qingsong Wang, Jiao Zhang, Junhao Zhang, Bingchang Hua, Jian Chen, Yuancheng Cai, Mingzheng Lei, Yucong Zou, Liang Tian et Min Zhu, « Can LAN-Wavelength Division Multiplexing Meet the Evolution of B5G/6G Terabit/s Fronthaul Networks ? », in : *2023 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, 2023 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), mar. 2023, p. 1-3, DOI : 10.1364/OFC.2023.W3F.2.

[100] Giuseppe Caruso, Ivan N. Cano, Derek Nesset, Giuseppe Talli et Roberto Gaudino, « Real-Time 100 Gb/s PAM-4 for Access Links with up to 34 dB Power Budget », in : *Journal of Lightwave Technology* (2023), Conference Name : Journal of Lightwave Technology, p. 1-7, ISSN : 1558-2213, DOI : 10.1109/JLT.2023.3244028.

[101] Gray Frank, « Pulse code communication », brev. 2632058, BELL TELEPHONE LABOR INC, 17 mar. 1953, URL : https://www.freepatentsonline.com/2632058.html.

[102] *Analog FIR Filter SHF C681 A - SHF AG*, URL : https://www.shf-communication.com/news/shf-c681-a/.

[103] C.E. Shannon, « Communication in the Presence of Noise », in : *Proceedings of the IRE* 37.*1* (jan. 1949), Conference Name : Proceedings of the IRE, p. 10-21, ISSN : 2162-6634, DOI : 10.1109/JRPROC.1949.232969.

[104] Tektronix, *PAM4 Signaling in High Speed Serial Technology : Test, Analysis and Debug - Application Note.*

[105] « IEEE Standard for Information technology– Local and metropolitan area networks– Specific requirements– Part 3 : CSMA/CD Access Method and Physical Layer Specifications Amendment 4 : Media Access Control Parameters, Physical Layers, and Management Parameters for 40 Gb/s and 100 Gb/s Operation », in : *IEEE Std 802.3ba-2010 (Amendment to IEEE Standard 802.3-2008)* (juin 2010), Conference Name : IEEE Std 802.3ba-2010 (Amendment to IEEE Standard 802.3-2008), p. 1-457, DOI : 10.1109/IEEESTD.2010.5501740.

[106] Yu WANG, Naresh K. THIPPARAPU, David J. RICHARDSON et Jayanta K. SAHU, « Ultra-Broadband Bismuth-Doped Fiber Amplifier Covering a 115-nm Bandwidth in the O and E Bands », in : *Journal of Lightwave Technology* 39.*3* (fév. 2021), Conference Name : Journal of Lightwave Technology, p. 795-800, ISSN : 1558-2213, DOI : 10.1109/JLT.2020.3039827.

[107] *400G-ER4-30 Technical Specification 1.0 - Download Summary*, URL : https://100glambda.com/specifications/summary/2-specifications/12-400g-er4-30-technical-specification-1-0.

[108] *Evolution vers les réseaux PON à 10 Gbit/s symétriques XGS-PON : quels impacts sur les infrastructures actuelles*, CREDO.

[109] Mathilde GAY, Laurent BRAMERIE, Luiz ANET NETO, Sy Dat LE, Jean-Claude SIMON, Christophe PEUCHERET, Zheng HAN, Xavier CHECOURY, Grégory MOILLE, Jérôme BOURDERIONNET, Alfredo DE ROSSI et Sylvain COMBRIÉ, « Silicon-on-Insulator RF Filter Based on Photonic Crystal Functions for Channel Equalization », in : *IEEE Photonics Technology Letters* 28.*23* (déc. 2016), Conference Name : IEEE Photonics Technology Letters, p. 2756-2759, ISSN : 1941-0174, DOI : 10.1109/LPT.2016.2616162.

[110] Rongqing HUI, *Introduction to Fiber-Optic Communications*, Google-Books-ID : 2OacDwAAQBAJ, Elsevier, 15 sept. 2019, 660 p., ISBN : 978-0-12-805345-4.

[111] *G.984.1 : Gigabit-capable passive optical networks (GPON) : General characteristics*, URL : https://www.itu.int/rec/T-REC-G.984.1.

[112] Fabienne SALIOU, Mathilde GAY, Laurent BRAMERIE, Jeremy POTET, Hamza Hallak ELWAN, Gael SIMON, Philippe CHANCLOU, Francois LELARGE et Hélène DEBRÉGEAS, « 32dB of Optical Budget with DSP-free real time experimentation up to 50Gbit/s NRZ using O-band DFB-EAM and SOA-PIN for Higher

Speed PONs », in : *2021 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, 2021 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), juin 2021, p. 1-3.

[113] Yong-Yuk Won, Hyuk-Choon Kwon et Sang-Kook Han, « Centralized Optical Beat Noise Suppression by Injection Locking in RSOA based WDM/SCM-PON Optical Links », in : *2006 International Topical Meeting on Microwave Photonics*, 2006 International Topical Meeting on Microwave Photonics, oct. 2006, p. 1-4, DOI : 10.1109/MWP.2006.346517.

[114] I. Cano, M. C. Santos, X. Escayola, V. Polo, E. Giacoumidis, C. Kachris, I. Tomkos et J. Prat, « An OFDMA-PON with non-preselected independent ONU sources and centralized feedback wavelength control : Dimensioning and experimental results », in : *2012 14th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, 2012 14th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), ISSN : 2161-2064, juil. 2012, p. 1-4, DOI : 10.1109/ICTON.2012.6253713.

[115] T. H. Wood et N. K. Shankaranarayanan, « Operation of a passive optical network with subcarrier multiplexing in the presence of optical beat interference », in : *Journal of Lightwave Technology* 11.*10* (oct. 1993), Conference Name : Journal of Lightwave Technology, p. 1632-1640, ISSN : 1558-2213, DOI : 10.1109/50.249905.

[116] C.R.S. Fludger, M. Mazzini, T. Kupfer et M. Traverso, « Experimental measurements of the impact of multi-path interference on PAM signals », in : *OFC 2014*, OFC 2014, mar. 2014, p. 1-3, DOI : 10.1364/OFC.2014.W1F.6.

[117] Di Che, Yasuhiro Matsui, Richard Schatz, Roberto Rodes, Ferdous Khan, Martin Kwakernaak, Tsurugi Sudo, S. Chandrasekhar, Junho Cho, Xi Chen et Peter Winzer, « Direct Modulation of a 54-GHz Distributed Bragg Reflector Laser with 100-GBaud PAM-4 and 80-GBaud PAM-8 », in : *2020 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, 2020 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), mar. 2020, p. 1-3.

[118] Jiao Zhang, Jianjun Yu, Hungchang Chien, Jun Shan Wey, Miao Kong, Xiangjun Xin et Yun Zhang, « Demonstration of 100-Gb/s/λ PAM-4 TDM-PON Supporting 29-dB Power Budget with 50-km Reach using 10G-class O-Band DML Transmitters », in : *2019 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition*

(OFC), 2019 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), mar. 2019, p. 1-3.

[119] Keisuke Matsuda, Ryosuke Matsumoto, Hiroshi Miura, Kiyoshi Onohara et Naoki Suzuki, « Hardware-Efficient Signal Processing Technologies for Coherent PON Systems », in : *2018 European Conference on Optical Communication (ECOC)*, 2018 European Conference on Optical Communication (ECOC), sept. 2018, p. 1-3, doi : 10.1109/ECOC.2018.8535495.

[120] Jochem Verbist, Joris Lambrecht, Michiel Verplaetse, Srinivasan Ashwyn Srinivasan, Peter De Heyn, Timothy De Keulenaer, Ramses Pierco, Arno Vyncke, Joris Van Campenhout, Xin Yin, Johan Bauwelinck, Guy Torfs et Gunther Roelkens, « Real-Time and DSP-Free 128 Gb/s PAM-4 Link Using a Binary Driven Silicon Photonic Transmitter », in : *Journal of Lightwave Technology* 37.*2* (jan. 2019), Conference Name : Journal of Lightwave Technology, p. 274-280, issn : 1558-2213, doi : 10.1109/JLT.2018.2877461.

BIBLIOGRAPHIE PERSONNELLE

[121] Jérémy POTET, Fabienne SALIOU, Gaël SIMON, Mathilde GAY, Laurent BRAMERIE, Philippe CHANCLOU et Monique THUAL, « Assessment of an SOA for Burst Mode Pre-Amplification in Higher Speed PON reaching 30dB of Optical Budget », in : *2021 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, 2021 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), juin 2021, p. 1-3.

[122] Jérémy POTET, Fabienne SALIOU, Gael SIMON, Mathilde GAY, Laurent BRAMERIE, Philippe CHANCLOU et Monique THUAL, « Experimentation d'un amplificateur à semiconducteur et d'un amplificateur à fibre sur un lien montant du Higher Speed-PON », in : JNOG 2021, 8 juil. 2021.

[123] Jérémy POTET, Mathilde GAY, Laurent BRAMERIE, Hamza HALLAK ELWAN, Fabienne SALIOU, Gaël SIMON et Philippe CHANCLOU, « Real Time 100 Gbit/s/λ PAM-4 Experiments for Future Access Networks over 20 km with 29 dB Optical Budget », in : *2021 European Conference on Optical Communication (ECOC)*, 2021 European Conference on Optical Communication (ECOC), sept. 2021, p. 1-3, DOI : 10.1109/ECOC52684.2021.9606149.

[124] Jérémy POTET, Gaël SIMON, Fabienne SALIOU, Mathilde GAY, Laurent BRAMERIE, Philippe CHANCLOU et Monique THUAL, « Optical Beat Interference in Burst Mode Upstream Links of the Higher Speed-PON : Situation, Penalties and Solution », in : *2021 European Conference on Optical Communication (ECOC)*, 2021 European Conference on Optical Communication (ECOC), sept. 2021, p. 1-4, DOI : 10.1109/ECOC52684.2021.9606153.

[125] Jérémy POTET, Mathilde GAY, Laurent BRAMERIE, Monique THUAL, Ivan N. CANO, Giuseppe CARUSO, Ricardo ROSALES, Derek NESSET, Fabienne SALIOU, Gaël SIMON et Philippe CHANCLOU, « Real-Time DSP-Free 100 Gbit/s/λ PAM-4 Fiber Access Link Using EML and Direct Detection », in : *IEEE Photonics Technology Letters* 34.*17* (sept. 2022), Conference Name : IEEE Photonics Technology Letters, p. 895-898, ISSN : 1941-0174, DOI : 10.1109/LPT.2022.3191460.

[126] Jérémy Potet, Gaël Simon, Fabienne Saliou, Philippe Chanclou, Mathilde Gay, Laurent Bramerie, Monique Thual, Hélène Debregeas, Elena Duran et Natalia Dubrovina, « Cross Gain Modulation Mitigation with Automatic Gain Control of Bidirectional SOA for DSP-free 50G-PON », in : *2022 European Conference on Optical Communication (ECOC)*, 2022 European Conference on Optical Communication (ECOC), sept. 2022, p. 1-4.

[127] Jérémy Potet, Mathilde Gay, Laurent Bramerie, Monique Thual, Fabienne Saliou, Gaël Simon et Philippe Chanclou, « Real-Time 100 Gbit/s/λ PAM-4 Fiber Link supporting 4λ Operation with a Common Fiber Amplifier for Future Mobile X-haul and Point to Point Access Networks », in : *2022 European Conference on Optical Communication (ECOC)*, 2022 European Conference on Optical Communication (ECOC), sept. 2022, p. 1-4.

[128] Jérémy Potet, Mathilde Gay, Laurent Bramerie, Fabienne Saliou, Gaël Simon, Philippe Chanclou et Monique Thual, « Real-Time 400 Gbit/s PAM-4 Optical Link over 30 km for Future Access Network », in : *2023 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, 2023 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), mar. 2023, p. 1-3, doi : 10.23919/OFC49934.2023.10116072.

[129] Jérémy Potet, Gaël Simon, Georges Gaillard, Camille Dessemond, Fabienne Saliou, Mathilde Gay, Philippe Chanclou et Monique Thual, « Uncooled High Speed Ge/Si Avalanche Photodiode for 50 Gbit/s-PON with 60 km Reach », in : *2023 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, 2023 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), mar. 2023, p. 1-3, doi : 10.23919/OFC49934.2023.10116758.

[130] Jérémy Potet, Fabienne Saliou, Georges Gaillard, Dylan Chevalier, Gaël Simon, Thomas Perriguey, Mathilde Gay, Joseph Zandueta, David Landais, Achille Monteville, Laurent Provino, Adil Haboucha, Monique Thual et Philippe Chanclou, « 50 Gbit/s/λ WDM Real Time Transmission in Hollow Core Antiresonant Fiber reaching 42.3 dB Optical Budget for Mobile X-Haul », in : *2023 European Conference on Optical Communication (ECOC)*, 2023 European Conference on Optical Communication (ECOC), oct. 2023, p. 1-4.

PUBLICATIONS EN TANT QUE CO-AUTEUR

[131] Gaël SIMON, Philippe CHANCLOU, Minqi WANG, Luiz Anet NETO, Anas EL ANKOURI, Fabienne SALIOU et Jérémy POTET, « MEC and Fixed Access Networks Synergies », in : *2021 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, 2021 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), juin 2021, p. 1-4.

[132] Fabienne SALIOU, Jérémy POTET, Florian FOCH, Laurent BRAMERIE, Mathilde GAY, Gaël SIMON et Philippe CHANCLOU, « DSP-free and Shared SOA for HS-PON Transmissions with up to 30dB Optical Budget and 15dB dynamic range », in : *2021 European Conference on Optical Communication (ECOC)*, 2021 European Conference on Optical Communication (ECOC), sept. 2021, p. 1-4, DOI : 10.1109/ECOC52684.2021.9605905.

[133] Fabienne SALIOU, Philippe CHANCLOU, Luiz Anet NETO, Gael SIMON, Jeremy POTET, Mathilde GAY, Laurent BRAMERIE et Helene DEBREGEAS, « Optical access network interfaces for 5G and beyond [Invited] », in : *Journal of Optical Communications and Networking* 13.*8* (août 2021), Conference Name : Journal of Optical Communications and Networking, p. D32-D42, ISSN : 1943-0639, DOI : 10.1364/JOCN.425039.

[134] Gaël SIMON, Philippe CHANCLOU, Fabienne SALIOU, Jérémy POTET et Minqi WANG, « Clustering G-PON Field Data to Improve Flexibility in Next Generation PON Systems », in : *2021 European Conference on Optical Communication (ECOC)*, 2021 European Conference on Optical Communication (ECOC), sept. 2021, p. 1-4, DOI : 10.1109/ECOC52684.2021.9606075.

[135] Gaël SIMON, Jérémy POTET, Fabienne SALIOU, Philippe CHANCLOU, Fabrice BLACHE, Philippe CHARBONNIER, Bernadette DUVAL, Christophe CAILLAUD et Franck. MALLECOT, « Real-Time 58,2Gb/s Equalization-Free NRZ Mode Burst Transmission for Upstream HS-PON and beyond with Monolithically Integrated SOA-UTC Receiver », in : *2022 Optical Fiber Communications Conference and Ex-*

hibition (OFC), 2022 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), mar. 2022, p. 1-3.

[136] Fabienne Saliou, Mathilde Gay, Laurent Bramerie, Jeremy Potet, Hamza Hallak Elwan, Gael Simon, Philippe Chanclou, Francois Lelarge et Hélène Debrégeas, « 32dB of Optical Budget with DSP-free real time experimentation up to 50Gbit/s NRZ using O-band DFB-EAM and SOA-PIN for Higher Speed PONs », in : *2021 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, 2021 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), juin 2021, p. 1-3.

[137] Gaël Simon, Fabienne Saliou, Jérémy Potet, Philippe Chanclou, Ricardo Rosales, Ivan N. Cano et Derek Nesset, « 50Gb/s Real-Time Transmissions with Upstream Burst-Mode for 50G-PON using a Common SOA Preamplifier/Booster at the OLT », in : *2022 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, 2022 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), mar. 2022, p. 1-3.

[138] Gaël Simon, Flavio Nogueira Sampaio, Fabienne Saliou, Jérémy Potet, Georges Gaillard et Philippe Chanclou, « Equalizer Convergence for various Transmission Channels and Multi-Rate Upstream 50G-PON », in : *2023 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, 2023 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), mar. 2023, p. 1-3, doi : 10.1364/OFC.2023.Th1G.3.

[139] Fabienne Saliou, Philippe Chanclou, Gaël Simon, Jérémy Potet, Georges Gaillard et Stéphane Le Huérou, « An Operator's Approach on the Coexistence in Future Optical Access Networks (Invited) », in : *2023 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, 2023 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), mar. 2023, p. 1-3, doi : 10.1364/OFC.2023.Tu3F.1.

[140] Fabienne Saliou, Gaël Simon, Stéphane Le Huérou, Guillaume Vu-Brugier, Ivan Cano, Derek Nesset, Ricardo Rosales, Jérémy Potet, Georges Gaillard, Dylan Chevalier, Giuseppe Talli et Philippe Chanclou, « Triple Coexistence of G-PON, XGS-PON and 50G-PON Systems with Extended Reach », in : ().

[141] Fabienne Saliou, Gaël Simon, Jérémy Potet et Philippe Chanclou, « Experimental Assessment of Stimulated Raman Scattering Impairments between XGS-PON and 50G-(E)PON », in : *2023 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, 2023 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), mar. 2023, p. 1-3, doi : 10.1364/OFC.2023.Tu3F.3.

[142] Georges Gaillard, Fabienne Saliou, Jeremy Potet, Gael Simon, Philippe Chanclou et Flavio Nogueira Sampaio, « Low Bandwidth APD Receiver Assessment with Fixed FIR Filter and SOA for Multi-Rate and Several Wavelength of Class N1 and C+ of Higher Speed PONs », in : *2022 European Conference on Optical Communication (ECOC)*, 2022 European Conference on Optical Communication (ECOC), sept. 2022, p. 1-4.

[143] Georges Gaillard, Fabienne Saliou, Jérémy Potet, Gaël Simon, Philippe Chanclou, Elena Duran-Valdeiglesias, Luiz Anet Neto, Michel Morvan et Bruno Fracasso, « Real Time Assessments of DML and EML with 25G-class APD for Higher Speed PONs », in : *2023 Joint European Conference on Networks and Communications & 6G Summit (EuCNC/6G Summit)*, 2023 Joint European Conference on Networks and Communications & 6G Summit (EuCNC/6G Summit), ISSN : 2575-4912, juin 2023, p. 335-340, doi : 10.1109/EuCNC/6GSummit58263.2023.10188260.

[144] Gaël Simon, Flavio Nogueira Sampaio, Fabienne Saliou, Jérémy Potet et Philippe Chanclou, « Experimental Analysis of TDEC for Higher Speed PON Including Linear Equalization », in : *2022 European Conference on Optical Communication (ECOC)*, 2022 European Conference on Optical Communication (ECOC), sept. 2022, p. 1-4.

[145] Fabienne Saliou, Gaël Simon, Stéphane Le Huérou, Guillaume Vu-Brugier, Ivan Cano, Derek Nesset, Ricardo Rosales, Jérémy Potet, Georges Gaillard, Dylan Chevalier, Joseph Zandueta, Guiseppe Tali et Philippe Chanclou, « Triple Coexistence of G-PON, XGS-PON and 50G-PON Systems with Extended Reach », in : *2023 European Conference on Optical Communication (ECOC)*, 2023 European Conference on Optical Communication (ECOC), sept. 2023, p. 1-4.

[146] Gaël Simon, Fabienne Saliou, Jérémy Potet, Dylan Chevalier, Georges Gaillard et Philippe Chanclou, « Assessment of Training Patterns Performances in the context of Burst Mode equalization for 50G-PON », in : *2023*

European Conference on Optical Communication (ECOC), 2023 European Conference on Optical Communication (ECOC), sept. 2023, p. 1-4.

[147] Dylan Chevalier, Cheng Wang, Jérémy Potet, Gaël Simon, Gertjan Coudyzer, Georges Gaillard, Fabienne Saliou, Sofiane Belahsene, Constant Libs, Laurent Bramerie, Xin Yin, Philippe Chanclou, Pascal Scalart et Monique Thual, « Investigation of Real-Time 25 Gbps Burst Mode Transmission over 20 km fiber with Directly Modulated Laser, Ge/Si APD Receiver and BM-TIA Targeting 50G-PON », in : *2023 European Conference on Optical Communication (ECOC)*, 2023 European Conference on Optical Communication (ECOC), sept. 2023, p. 1-4.

[148] Dylan Chevalier, Gael Simon, Jeremy Potet, Georges Gaillard, Fabienne Saliou, Sofiane Belahsene, Pascal Scalart et Monique Thual, « Transmission 25 Gbit/s Temps Réel en Mode Burst Pour Le Lien Montant du 50G-PON », in : JNOG 2023, Poster, 5 juil. 2023.

Brevet

[149] Gaël Simon, Philippe Chanclou, Jérémy Potet et Fabienne Saliou, « Méthode de détection pour un filtre optique à réponse impulsionnelle finie », brev., 2022.

COLLEGE DOCTORAL BRETAGNE
MATHS, TELECOMS
INFORMATIQUE, SIGNAL
SYSTEMES, ELECTRONIQUE

Université de Rennes

Titre : Contribution à l'évolution des interfaces optiques des réseaux d'accès vers les très hauts débits

Mot clés : Réseau d'accès optique, photonique, PON, mobile, NRZ, PAM-4

Résumé : La demande croissante de débit, principalement pour les réseaux d'accès fixes et mobiles, pousse les acteurs des télécommunications à faire évoluer voire à réinventer les réseaux. Les nouveaux usages offerts aux utilisateurs des réseaux, tels que les nouvelles générations de réseaux mobiles, la télémédecine, le développement du télétravail, des visioconférences, des échanges par visiophonie à usage personnel ou encore la réalité virtuelle sont les principales raisons de ces évolutions. Le réseaux d'accès optique représente les derniers kilomètres du réseau de télécommunications permettant d'apporter la connectivité au plus proche des utilisateurs. Dans cette thèse, nous étudions l'évolution des technologies optiques pour permettre la montée en débit dans les réseaux d'accès. L'utilisation de technique d'amplification optique ainsi que des composants photoniques à l'état de l'art nous permet de montrer des performances à l'état de l'art et compatibles avec l'infrastructure existante. L'utilisation d'un format de modulation d'amplitude multi-niveaux est également étudiée dans le cadre de la montée en débit pour les réseaux mobiles. Un lien optique supportant jusqu'à 27,5 dB de pertes à un débit maximum de 400 Gbit/s est obtenu. Les travaux de cette thèse contribuent à l'évolution des interfaces optiques des réseaux d'accès vers le très haut débit.

Title: Contribution to the evolution of optical interfaces of access networks towards very high speeds

Keywords: Optical access network, photonic, PON, mobile, NRZ, PAM-4

Abstract: The growing demand for data, mainly for fixed and mobile access networks, is pushing telecommunications players to develop or even reinvent networks. The new uses offered to network users, such as new generations of mobile networks, telemedicine, the development of teleworking, videoconferencing, exchanges by videophone for personal use or virtual reality are the main reasons for these developments. The optical access networks represent the last kilometers of the telecommunications network making it possible to bring connectivity as close as possible to users. In this thesis, we study the evolution of optical technologies to allow the bitrate increasing in access networks. The use of optical amplification techniques as well as state-of-the-art photonic components allows us to show state-of-the-art performance compatible with the existing infrastructure. The use of a multi-level amplitude modulation format is also studied within the framework of the increase in bit rate for mobile networks. An optical link supporting up to 27.5 dB of losses at a maximum bitrate of 400 Gbit/s is obtained. The work of this thesis contributes to the evolution of optical interfaces of access networks towards very high speed.