Augmentation de la capacité des interfaces PONs TDMA au-delà de 10Gbit/s dans les réseaux d'accès en fibres optiques

Sylvain Barthomeuf

▶ **To cite this version:**

Sylvain Barthomeuf. Augmentation de la capacité des interfaces PONs TDMA au-delà de 10Gbit/s dans les réseaux d'accès en fibres optiques. Optique / photonique. Université Paris Saclay (COmUE), 2019. Français. NNT : 2019SACLT052 . tel-02528354

HAL Id: tel-02528354
https://pastel.hal.science/tel-02528354

Submitted on 1 Apr 2020

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

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

université PARIS-SACLAY

TELECOM ParisTech

orange™

NNT : 2019SACLT052

Thèse de doctorat

Augmentation de la capacité des interfaces PONs TDMA au-delà de 10Gbit/s dans les réseaux d'accès en fibres optiques

Thèse de doctorat de l'Université Paris-Saclay
préparée à Télécom ParisTech

Ecole doctorale n°575 Electrical, Optical, Bio: PHYSICS_AND_ENGINEERING (EOBE)
Spécialité de doctorat : Communications optiques et électromagnétiques

Thèse présentée et soutenue à Lannion, le 17/12/2019, par

SYLVAIN BARTHOMEUF

Composition du Jury :

Catherine Lepers Professeure, Telecom SudParis (EPH)	Présidente
Maryline Hélard Professeure, INSA Rennes (IETR)	Rapporteure
Véronique Moeyaert Professeure, Université de Mons (Département d'Electromagnétisme et de Télécommunications)	Rapporteure
Benoit Charbonnier Ingénieur de recherche, CEA (Leti)	Examinateur
Didier Erasme Professeur, Telecom ParisTech (LTCI)	Directeur de thèse
Fabienne Saliou Ingénieure de recherche, Orange Labs (FAN)	Encadrante Entreprise

Résumé

Le réseau d'accès optique est en plein essor, notamment avec le déploiement massif de Fiber-to-the-home (FTTH) amenant la fibre jusqu'à l'usager et l'arrivée de la $5^{ème}$ génération (5G) pour les communications mobiles. Sa démocratisation et l'évolution des usages d'Internet encourage la montée en débit au-delà des 10Gbit/s prévus avec le XG(S)-PON. Il existe de nombreuses solutions pour y parvenir.

Dans cette thèse, la montée en débit du réseau d'accès optique passif (PON) sera étudiée sous trois axes :

- L'utilisation du format de modulation PAM4 pour réutiliser les composants optiques et électriques à 10GHz pour atteindre 25Gbit/s. Ce format de modulation à quatre niveaux d'amplitude, en plus d'avoir une meilleure efficacité spectrale que le NRZ couramment utilisé, permet l'introduction d'une structure de PON fonctionnant à deux débits. Au cours du chapitre traitant du PAM4, l'amplification optique sera étudiée pour améliorer les performances de budget optique. La dernière partie traite de l'extrapolation des résultats expérimentaux pour simuler une transmission PAM8.
- Les propositions des industriels concernant la montée en débit, à travers trois prototypes. Le premier prototype concerne une application de la norme NG-PON2 et de son option PtP WDM. Le deuxième prototype démontre la faisabilité d'une transmission duobinaire à 25Gbit/s en bande latérale résiduelle. Le troisième et dernier prototype présentera une ébauche de solution pour réaliser le lien fronthaul pour la 5G mobile avec une technologie PtP WDM à 25Gbit/s par canal.
- L'implémentation de l'égalisation dans le cadre du PON. Le traitement du signal est très utilisé dans les transmissions optiques du réseau de transport. Avec la montée en débit, son utilisation dans le réseau d'accès semble inévitable. Dans cette partie, les spécificités du PON et des transmissions point-à-multipoints sont étudiées pour proposer une implémentation d'égalisation en accord avec les contraintes de coûts du réseau d'accès et les contraintes liées à la topologie du réseau d'accès.

Abstract

The optical access network is booming, especially with the massive deployment of FTTH connecting clients' home and antenna sites for the incoming 5G. The fiber's popularization and the transformation of data consumption drive the bitrate growth. Many solutions are proposed.

In this thesis, the passive optical network's (PON) bitrate growth will be studied along three axes :

- PAM4 to reuse 10GHz optoelectronical components to reach 25Gbit/s. This four levels modulation format is more bandwidth efficient than NRZ and it allows to transmit two bitrates as the same time on a PON tree. Within the first chapter, optical amplification is studied to enhance the optical budget for a PAM4 transmission. Last part of the chapter presents a simulation based on the real-time experiment to simulate PAM8.
- Three vendors' solutions for the throughput growth. The first prototype is based on the NG-PON2 standard and its PtP WDM option. The second prototype demonstrates how to transmit 25Gbit/s with duobinary and vestigial side band modulation. The last prototype illustrates a youthful solution for 5G fronthauling with a PtP WDM system transmitting at 25Gbit/s.
- Equalization in PON's context. Signal processing and equalization are common in optical transport links. With the throughput rising, equalization in access network seems indispensable. In the chapter, an implementation of equalization is proposed congruently with point-to-multipoints PON application and compliantly with access network's cost needs and topology.

Remerciements

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

Je remercie également Philippe Chanclou et Christophe Billant, respectivement responsable de l'équipe FUN/FAN et responsable du département FUN, pour m'avoir offert l'opportunité d'effectuer cette thèse au sein des laboratoires d'Orange Labs.

Par ailleurs, j'adresse ma gratitude aux membres du jury, à Maryline Hélard et Véronique Moeyaert pour avoir accepté d'être rapporteures de ce mémoire de thèse et également à Catherine Lepers et Benoit Charbonnier pour leur présence en qualité de présidente du jury et d'examinateur.

Mes remerciements les plus sincères vont à Fabienne Saliou pour m'avoir encadré tout au long de cette thèse, pour sa patience et pour ses conseils avisés et réfléchis. Je la remercie pour sa confiance, pour son soutien sans faille durant les moments de doutes que l'on connait durant une thèse. Je la remercie aussi grandement pour sa bienveillance, sa bonne humeur et l'humour partagé dans le bureau.

De même, je souhaite remercier Luiz Anet Neto pour avoir partagé son enthousiasme indéfectible, son dynamisme et ses nombreuses connaissances techniques portant au delà des communications optiques, notamment en tarte à la framboise électronique.

Je remercie Valérie Le Palmec, Baptiste Vrigneau et Matthieu Gautier pour m'avoir fait confiance et m'avoir permis d'effectuer des heures d'enseignement en vacation à l'IUT de Lannion. J'ai découvert le travail et les joies de l'enseignement supérieur grâce à eux.

Je remercie toute l'équipe FAN (anciennement RAFT) pour les moments partagés dans le "sous-sol" du bâtiment LD et dans le "fond" du bâtiment LF, après notre déménagement. Je les remercie pour les échanges enrichissants aussi bien sur le plan professionnel que personnel, pour les pauses café et les moments de rigolades. Merci donc à Anas "*Pecs*" El Ankouri, Minqi "*C'est pas rentable*" Wang, Maxime "*Mister Gugu*" Poirier, Gaël Simon, Eric "*Nage en mer*" Pitard, Yann Denis, Stéphane Gosselin, Bertrand Le Guyader, Hugues Le Bras, Sophie Durel, Fabrice "*FSAN*" Bourgart, Naveena Genay, Kamil Grzybowski, Julien Landos, Stéphane Le Huerou, Daniel Abgrall, Zineb Belfiqh, Alain Le Blaye, Yannick Le Goff, Yannick Lecuyer, David Minodier, Alain Petit, et Alain Marie. Je remercie aussi les stagiaires, thésards et collègues d'Orange dont j'ai eu la chance de croiser leur chemin et leur pause déjeuner. Merci à David Fernando Espinel Sarmiento, Pierre Léo Begay, Pierre Mahé, Tanguy Le Gléau, Georges Roussel, Ali Sanhaji, avec qui j'ai partagé l'expérience de thèse, ses bonheurs et ses déboires.

Comme la vie de thésard ne s'arrête pas à la porte de son laboratoire, je remercie toute la troupe d'improvisation de Lannion pour les séances du mercredi et les représentations que nous avons faites ensemble. La liste est beaucoup trop longue. Je remercie également mes amis du vendredi soir, Antoine, Mara, Anna, Jimmy, Mick et Marc. Merci à tous pour les soirées d'impro, les JDR,

les baignades, les apéro-plages, les barbecues et j'en passe. Merci pour m'avoir fait découvrir ce magnifique petit bout de Bretagne qu'est Lannion.

Merci à mes parents, pour leur soutien permanent avant et durant cette thèse. Merci à mon frère pour son humour et ses conseils toujours pertinents.

Et pour finir, un grand merci à Marion. Pour avoir été toujours là quand il le fallait, pour nos ballades, nos flemmardises, nos aventures, nos gourmandises, pour ton amour. Merci.

Table des matières

Résumé i

Remerciements iii

Table des matières v

Table des figures ix

Liste des tableaux xiii

Introduction générale 1

1 Contexte et motivations 3
1.1 Introduction du chapitre . . . 3
1.1.1 Les transmissions à haut débit . . . 3
1.1.2 Architecture des réseaux de télécommunications : réseau cœur, réseau métropolitain et réseau d'accès . . . 5
1.1.3 Usages d'Internet . . . 7
1.2 Le réseau d'accès optique . . . 8
1.2.1 PON et FTTx . . . 9
1.2.2 Le déploiement et l'adoption du FTTH . . . 10
1.2.3 Topologie du réseau d'accès optique . . . 13
1.2.4 Notions de budget optique . . . 14
1.3 Normalisation dans le réseau d'accès . . . 15
1.3.1 ITU-T et IEEE, deux visions du réseau d'accès . . . 16
1.3.2 Technologies de l'ITU-T . . . 17
1.3.3 Notions de trames et protocoles . . . 22
1.3.4 Cœxistence des technologies et plan de longueurs d'onde . . . 24
1.4 Quelles solutions pour la montée en débit? . . . 24
1.4.1 Formats de modulation avancés . . . 25
1.4.2 Récupération de phase et détection cohérente . . . 29
1.4.3 L'égalisation du canal . . . 30
1.4.4 Le multiplexage en longueur d'onde . . . 30
1.4.5 Stratégie des grands opérateurs et des équipementiers pour répondre au défi de la montée en débit . . . 31
1.5 Le *fronthaul* 5G : introduction de la virtualisation dans l'accès . . . 32
1.5.1 Le *fronthaul* . . . 32
1.5.2 La radio sur fibre en analogique/numérique . . . 33
1.5.3 5G et découpage fonctionnel . . . 33
1.5.4 Implication du PON . . . 34
1.6 Conclusions du chapitre . . . 35

2 La montée en débit avec le format de modulation PAM 37
2.1 Introduction du chapitre . . . 37
2.2 Format de modulation PAM4 . . . 37
2.3 Mise en place d'un banc expérimental . . . 44
2.3.1 Principe du banc expérimental . . . 44
2.3.2 Résultats . . . 47
2.3.3 Conclusions et perspectives . . . 49
2.4 Architecture à deux débits . . . 49
2.4.1 Principe du PAM4 double débit . . . 49
2.4.2 Modification du banc expérimental . . . 50
2.4.3 Résultats . . . 52
2.4.4 Conclusions . . . 52
2.5 Amplification optique d'un signal PAM4 . . . 53
2.5.1 Les limitations en budget optique . . . 53
2.5.2 Mise en place d'un banc expérimental . . . 55
2.5.3 Résultats et conclusions . . . 55
2.6 Montée en débit du PAM4 et format de modulation PAM8 . . . 58
2.6.1 Simulation et extrapolation du banc expérimental . . . 60
2.6.2 Résultats et conclusions sur la simulation PAM4 et PAM8 . . . 65
2.6.3 Comparaison et conclusions sur la simulation . . . 69
2.7 Conclusions du chapitre . . . 69

3 Solutions industrielles pour la montée en débit 71
3.1 Introduction du chapitre . . . 71
3.2 Transmission duobinaire à 25Gbit/s en bande latérale résiduelle . . . 71
3.2.1 Principe du duobinaire . . . 72
3.2.2 Bande latérale double, unique et résiduelle (DSB, SSB et VSB) . . . 75
3.2.3 Évaluation du prototype . . . 76
3.2.4 Conclusions . . . 80
3.3 Système NG-PON2 avec l'option WDM PtP . . . 80
3.3.1 Cas d'usage du NG-PON2 point à point pour le réseau d'accès mobile . . . 81
3.3.2 Présentation du prototype et mise en place expérimentale . . . 81
3.3.3 Performances du prototype . . . 83
3.3.4 Conclusions . . . 86
3.4 Prototype WDM PON atteignant 25Gbit/s par canal . . . 86
3.4.1 Spécificité du prototype . . . 87
3.4.2 Tests du prototype . . . 87
3.4.3 Conclusion . . . 92
3.5 Conclusions du chapitre . . . 92

4 Égalisation du canal de transmission dans le réseau d'accès 95
4.1 Introduction du chapitre . . . 95
4.2 Égalisation du canal : De nombreuses méthodes . . . 96
4.2.1 Égaliseur linéaire transverse (FFE) . . . 96
4.2.2 Égaliseur à retour de décision (DFE) . . . 97
4.2.3 Estimation de séquence à maximum de vraisemblance (MLSE) . . . 98
4.2.4 Séries de Volterra (VNLE) . . . 100
4.2.5 Réseau de neurones (ANN) . . . 101
4.2.6 Conclusions et comparaison des différentes méthodes . . . 103
4.3 Égalisation du canal : Implémentation dans le contexte du PON . . . 103
4.3.1 Sens descendant (Downstream) . . . 104
4.3.2 Sens montant (Upstream) . . . 104
4.4 Égalisation du canal : Mesures expérimentales . . . 105

4.4.1 Mise en place du banc expérimental 105
4.4.2 Mesures et interprétations 106
4.4.3 Mise en commun des résultats 112
4.5 Conclusions du chapitre 113

Conclusion générale et perspectives **115**

Publications **119**

Bibliographie **121**

Glossaire **131**

Table des figures

1.1 Profil de dispersion et d'atténuation de la SMF selon le plan de longueur d'onde utilisé dans les télécommunications optiques 4
1.2 Représentation de la dispersion chromatique sur les données après propagation dans la fibre optique 4
1.3 Représentation succincte du réseau selon le modèle à trois couches 5
1.4 Répartition du trafic descendant et montant dans le monde en 2018 [1] 7
1.5 Évolution et prédiction du trafic selon le service en ExaBytes consommés par mois chaque année [2] 8
1.6 Représentation succincte du PON 9
1.7 Différents types d'architecture de réseaux FTTx 10
1.8 Cadrans de suivi du déploiement du FTTH en France 11
1.9 Architecture d'un système PON. Exemple de la classe B+ (13dB-28dB) 15
1.10 Répartition de budgets optiques à l'échelle d'une région (données terrain d'ORANGE, août 2016, 42 000 foyers, Alsace-Lorraine) [3] 15
1.11 Revenu mondial du FTTH par technologie constaté en 2016 et 2017, et estimé de 2018 à 2022 [4] 17
1.12 Feuille de route de normalisation et déploiement 18
1.13 Feuille de route de normalisation du FSAN 18
1.14 Schéma de transmission Downstream TDM PON 19
1.15 Schéma de transmission Upstream TDMA PON 19
1.16 Représentation du PCBd 22
1.17 Représentation des *bursts* en comparaison au tramage du sens descendant 23
1.18 Représentation d'un *burst* 23
1.19 Plan de longueurs d'onde des technologies PON normalisées à l'ITU-T 24
1.20 Positionnement des études de l'état de l'art IMDD concernant des transmissions sur 20km de fibre par rapport à la sensibilité atteinte (pour un BER à 10^{-3}) en fonction du débit 28
1.21 Évolution du réseau d'accès mobile : (a) D-RAN cuivre, (b) D-RAN fibre et (c) C-RAN 32
1.22 Découpage fonctionnel de la BBU du lien montant et du lien descendant pour la 4G et la 5G et couches du modèle OSI [5] 34

2.1 Comparaison du diagramme de l'œil et du spectre d'un signal NRZ et PAM4 à 25Gbit/s 38
2.2 BER en fonction du SNR pour les formats de modulation NRZ, PAM4 et PAM8 39
2.3 Toutes les transitions de niveaux possibles pour le PAM4 39
2.4 Effet du *scrambling* sur une trame G-PON [6] 41
2.5 Principe de la simulation du *scrambling* appliqué (a.) sur les données entièrement ; (b.) sur le MSB et le LSB séparément 42
2.6 Exemple de diagramme de l'œil PAM4 électrique en entrée et diagramme de l'œil PAM4 optique en sortie d'un laser ayant une courbe caractéristique non-linéaire . . 43
2.7 Circuits logiques pour récupérer le MSB et le LSB en utilisant (a.) le code de Gray et (b.) code binaire naturel 43

2.8 Impact sur le taux d'erreur en fonction de la puissance reçue du code de Gray par rapport au code binaire naturel pour le PAM4 [7] . . . 43
2.9 Schéma expérimental de la transmission PAM4 à 25Gbit/s . . . 44
2.10 Principe de génération du PAM4 avec les digrammes de l'œil associés aux MSB, LSB et PAM4 . . . 45
2.11 Mesure du spectre du laser normalisé à 0dBm après émission . . . 45
2.12 Photo du décodeur PAM4 avec diagrames de l'œil du MSB et LSB pour une puissance reçue de -12,5dBm . . . 46
2.13 Ber en fonction de l'ouverture de l'œil du milieu du signal PAM4 (à gauche) ; Représentation schématique de l'ouverture de l'œil du milieu et des grandeurs L et H (à droite) . . . 46
2.14 BER du PAM4 en fonction de la puissance reçue dans le cas d'une liaison PAM4 aux niveaux équitablement répartis et d'un PAM4 aux niveaux non-équitablement répartis . . . 47
2.15 BER du PAM4 en fonction de la puissance reçue pour 0 à 40km de fibre . . . 48
2.16 BER du PAM4 en fonction du budget optique pour 0 à 40km de fibre pour une source de puissance optique de 11,8dBm . . . 48
2.17 BER du MSB et du LSB du signal PAM4 à 25Gbit/s (12,5Gbaud) en fonction de la puissance après 10km de propagation . . . 48
2.18 Diagramme de l'œil du LSB pour un PAM4 à 5Gbaud . . . 48
2.19 Schéma de principe d'un arbre PON partageant différents services à différents débit 50
2.20 Schéma du banc expérimental . . . 51
2.21 BER en fonction de la puissance reçue pour les SFP testés . . . 51
2.22 BER en fonction du budget optique pour les SFP testés pour une source de puissance optique de 11,8dBm . . . 51
2.23 BER en fonction du budget optique pour différentes longueurs de fibre pour le SFP+ recevant un signal PAM4, pour une source de puissance optique de 11,8dBm . . . 52
2.24 Schéma d'implémentation de l'amplification avec (a.) *Booster*, (b.) *Pre-Amp*, (c.) *Booster* et *Pre-Amp* . . . 54
2.25 Schéma expérimental du banc PAM4 avec amplification optique (a.) à l'émission et (b.) à la réception . . . 56
2.26 BER du PAM4 en fonction de la puissance reçue en BtB (sans *Booster*) et jusqu'à 20km de fibre (avec *Booster*) . . . 56
2.27 BER du PAM4 en fonction du budget optique en BtB (sans *Booster*) et jusqu'à 20km de fibre (avec *Booster*) . . . 56
2.28 BER du PAM4 en fonction de la puissance reçue en BtB ; sans *Booster* ; avec *Booster* ; avec *Booster* et *Pre-Amp* . . . 57
2.29 BER du PAM4 en fonction du budget optique en BtB (avec *Booster*) et jusqu'à 20km de fibre (avec *Booster* et *Pre-Amp*) . . . 57
2.30 Circuit logique logique pour décoder le PAM8 codé en binaire naturel . . . 59
2.31 Circuit logique logique pour décoder le PAM8 codé en code de Gray . . . 59
2.32 Impact du code de Gray sur le BER du PAM4 et PAM8 en fonction du SNR . . . 60
2.33 Schéma du banc expérimental transposé en simulation pour le PAM4 et le PAM8 . . 61
2.34 LFSR permettant de générer un PRBS15 . . . 61
2.35 Représentation du chirp transitoire $\Delta\nu_T$ et adiabatique $\Delta\nu_A$ selon les transitions du signal PAM4 . . . 62
2.36 Mesure (à gauche) et Représentation (à droite) du bruit gaussien sur chaque niveau d'amplitude du PAM4 pour différent écart-types . . . 64
2.37 Masque NRZ issu de la norme (a) et masque proposé pour le PAM4 . . . 64
2.38 BER du PAM4 en fonction de la puissance reçue dans le cas d'une liaison PAM4 aux niveaux équitablement répartis et d'un PAM4 aux niveaux non-équitablement répartis pour des séquences PRBS31 et PRBS15 . . . 65

2.39 Comparaison des résultats expérimentaux avec la simulation pour la mesure du BER en fonction du budget optique pour un signal PAM4 à 25Gbit/s et le MSB 66
2.40 Diagramme de l'œil PAM4 simulé avec les masques rectangulaires 66
2.41 BER en fonction du budget optique du 50Gbit/s PAM4 simulé pour 0, 10 et 20km . . 66
2.42 Diagrammes de l'œil PAM4 simulé à 50 et 25 Gbit/s 66
2.43 Diagrammes de l'œil PAM8 pour des bruits gaussiens avec un écart-type de (a) 500u.a.a., (b) 300u.a.a. et (c) 100u.a.a. (d) Simulations et approximations polynomiales de BER en fonction du budget optique pour différents écart-types du bruit gaussien du décodeur 67
2.44 Comparaison des BER en fonction du budget optique du 50Gbit/s PAM4 et du 37,5Gbit/s PAM8 simulés pour 0, 10 et 20km 68
2.45 Schéma d'un PON multi-débit basé sur le PAM8 68
2.46 BER en fonction du budget optique du PAM8 simulé en réception PAM8 37,5Gbits, PAM4 25Gbit/s et NRZ 12,5Gbit/s pour 0, 10 et 20km 69

3.1 Comparaison du diagramme de l'œil et du spectre d'un signal NRZ et Duobinaire à 25Gbit/s 72
3.2 Simulation du BER en fonction du SNR pour les formats de modulation NRZ, Duobinaire et PAM4 73
3.3 Principe de (a.) l'encodeur et du (b.) décodeur duobinaire 74
3.4 Réponse en amplitude de champ électromagnétique et en intensité lumineuse . . . 74
3.5 Principe de génération du duobinaire optique avec la réponse d'un modulateur Mach-Zehnder (à gauche) et diagrammes de l'œil simulés (à droite) à 20Gbit/s et 25Gbit/s sur des composants à 10GHz de bande passante 75
3.6 Banc d'évaluation du prototype 25Gbit/s PON en sens descendant avec le format de modulation ODB 76
3.7 Représentation à l'échelle des transceivers les plus répandus dans les communications optiques (images issues du catalogue en ligne de Finisar [8]) 76
3.8 Réponses fréquentielles du prototype après transmission sur 20km de fibre (avec et sans filtre) 77
3.9 BER en fonction de la puissance reçue sur la photodiode en BtB, après 20km et 30km de fibre, (a.) avec et (b.) sans filtre) 78
3.10 Diagrammes de l'œil du signal ODB détecté par une photodiode large bande : (a) en BtB, (b) après 20km de fibre et (c) après 30 km de fibre sans le filtre étalon (d) en BtB, (e) après 20km de fibre et (f) après 30 km de fibre avec le filtre étalon 78
3.11 Diagrammes de l'œil du signal ODB détecté par une photodiode large bande sans le filtre étalon : (a) en BtB, (b) après 20km de fibre et (c) après 20 km de fibre et égalisation 79
3.12 BER en fonction de la puissance optique reçue sur la photodiode sur 30km de fibre en optimisant le FFE pour un BER à 10^{-3}, en optimisant le FFE à chaque point de la courbe et sans optimisation 79
3.13 BER en fonction de la puissance optique reçue sur la photodiode (a) et BER en fonction du budget optique (b) en BtB, à 20km, 30km et 40km de fibre en optimisant le FFE pour un BER à 10^{-3} 80
3.14 Architecture Fronthaul avec un système CWDM 81
3.15 Banc expérimental du prototype 82
3.16 Éléments composants le SFP accordable en longueur d'onde, conçu et développé par SOLiD 82
3.17 Réponse spectrale des 8 canaux DWDM montants et des 8 canaux DWDM descendants mesurée en sortie du central avec un analyseur de spectre optique ayant une résolution de 2pm 83
3.18 BER en fonction de la puissance reçue après 30km de transmission pour le CPRI, OBSAI et Eternet 84

3.19 BER en fonction du budget optique après 30km de transmission pour le CPRI, OBSAI et Eternet 84
3.20 Banc expérimental pour tester le temps d'accordabilité en longueur d'onde du système 85
3.21 Photographie du banc expérimental du prototype dans les locaux de Huawei 87
3.22 Profil de longueur d'onde des AWG utilisés dans le prototype mesuré à l'analyseur de spectre optique avec une résolution de 2pm 88
3.23 Test de dérive en puissance optique émisse par le laser 88
3.24 Test de dérive en longueur d'onde du laser 88
3.25 Schéma du banc expérimental pour tester le prototype 25Gbit/s WDM PON 89
3.26 Courbe de BER en fonction de la puissance reçue pour 0km, 10km et 15km 89
3.27 Impact de la puissance reçue sur la perte de paquets de la couche 2 du modèle OSI, avec trois longueurs d'onde 90
3.28 Cas d'usage cible du prototype 91
3.29 Test de dérive en puissance optique émise par le laser 92

4.1 Schéma bloc d'un égaliseur FFE 97
4.2 Réponse fréquentielle du FFE (à gauche) et réponse impulsionnelle assosciée (à droite) pour le paramétrage [C_1=-0,2; C_2=0,45; C_3=0,7; C_4=1; C_5=0,85; C_6=-0,1; C_7=-0,5; C_8=0,4; C_9=0,03] 97
4.3 Schéma bloc d'un égaliseur DFE 98
4.4 Exemple de code convolutionnel 99
4.5 Diagramme d'état du code convolutionnel 99
4.6 Diagramme treillis pour la résolution de l'algorithme de Viterbi 100
4.7 Exemple de fonctionnement d'un réseau de neurones 102
4.8 Courbe de BER versus SNR pour différentes méthodes d'apprentissage [9] 102
4.9 Schéma de transmission dans le sens descendant (downstream) TDM PON 104
4.10 Schéma de transmission dans le sens montant (upstream) TDMA PON 104
4.11 Banc expérimental pour l'égalisation 105
4.12 Schéma de branchement des ports GPIO de l'égaliseur et la Raspberry Pi 106
4.13 Architecture du code d'automatisation du banc 106
4.14 Longueur de dispersion calculée entre 1260nm et 1360nm à 50Gbit/s comparée à la valeur de longueur de dispersion calculée à 10Gbit/s et λ=1550nm 107
4.15 Simulation de la dispersion chromatique sur un signal NRZ après 20km de fibre à 50Gbit/s pour les longueurs d'onde 1270nm, 1310nm et 1350nm, et à 10Gbit/s pour la longueur d'onde 1550nm 108
4.16 Cartes de BER pour 0km, 10km et 20km de fibre (sur les lignes), en optimisant C3 et C4, puis C2 et C5 et enfin C1 et C6 (sur les colonnes) pour une longueur d'onde de 1550nm avec la photodiode APD à 8GHz de bande passante 109
4.17 Gabarit de réponse impulsionnelle pour différentes longueurs de fibre à une longueur d'onde de 1550nm, -8dBm (a.) et -23dBm (b.) de puissance reçue avec la photodiode APD 8GHz de bande passante 110
4.18 Gabarit de réponse impulsionnelle pour différentes longueurs de fibre à 1310nm de longueur d'onde, -8dBm (à gauche) et -23dBm (à droite) de puissance reçue avec la photodiode APD à 8GHz de bande passante 110
4.19 Gabarit de réponse impulsionnelle pour différentes bandes passantes de photodiodes (APD a 8GHz et 10GHz, PIN à 23GHz), à une longueur de fibre de 20km, -8dBm en réception et à la longueur d'onde 1550nm 111
4.20 Gabarit de réponse impulsionnelle pour différentes longueurs d'onde à 20km et -8dBm en réception 112
4.21 Superposition des gabarits obtenus en changeant la longueur d'onde et la distance de fibre 112
4.22 Superposition des gabarits en changeant la photodiode, la longueur d'onde et la distance de fibre 112

Liste des tableaux

1.1 Classes d'ODN définies dans les normes du G-PON et du XG(S)-PON 20
1.2 Classes d'ODN définies dans les normes du GigE PtP et du PtP WDM NG-PON2 . . . 21
1.3 État de l'art des performances des formats de modulation dans l'accès 27
1.4 Comparaison d'implémentation au PON des formats modulation NRZ, duobinaire (EDB Tx & Rx, EDB Rx et ODB), PAM4 et OFDM [10] 29
1.5 Débits nécessaires dans le *fronthaul* pour la 5G 33

2.1 Résultats des simulations sur l'impact du *scrambling* sur la répartition des symboles du PAM4 42
2.2 Paramètres de puissance d'émission et de sensibilité pour une transmission descendante XG(S)-PON à 9,95328Gbit/s [11] 49
2.3 Paramètres utilisés dans la partie émission de la simulation 62
2.4 Paramètres utilisés dans la transmission sur la fibre 63
2.5 Paramètres utilisés pour simuler la photodiode 63

3.1 Exemple d'encodage et de décodage d'un signal duobinaire généré électriquement par pré-codage 74
3.2 Exemple d'encodage et de décodage d'un signal duobinaire optique 75
3.3 Mesures de paquets perdus et calcul du temps de changement de longueur d'onde lors du changement d'un canal à un autre 85

4.1 Résumé des transitions d'état et des sorties du code convolutionnel 99
4.2 Comparaison des techniques d'égalisation 103
4.3 Longueurs d'onde à 50Gbit/s et à 10Gbit/s en correspondance avec les longueurs de dispersion 112

Introduction générale

La fibre optique et son utilisation dans les systèmes numériques de communication ont révolutionné les télécommunications. Ce support des signaux de transmission arrive en remplacement des câbles cuivres, des liaisons hertziennes et satellites, qui ont servi aux communications téléphoniques et au début d'Internet.

L'arrivée de la fibre optique dans le réseau d'accès, le dernier segment du réseau entre le client et l'opérateur, a permis la démocratisation des transmissions à très haut débit dans les foyers. Le FTTH (Fiber To The Home) est massivement déployé dans de nombreux pays, de par la volonté des opérateurs de remplacer l'infrastructure historique réalisée en cuivre et d'être concurrentiel, mais aussi par la motivation des gouvernements à proposer des connexions haut débit à leurs citoyens comme preuve de leur puissance politique.

Cette thèse s'intéresse à l'utilisation de la fibre spécifiquement dans le réseau d'accès. La fibre optique permet de transférer un signal sous forme optique sur tout le chemin entre une entité appartenant à l'opérateur (le central) et un terminal individuel placé au plus près de l'abonné, voire chez l'abonné lui-même.

Le déploiement de la fibre optique se fait en remplacement de technologies plus anciennes dont la plus largement déployées était l'Asymmetric Digital Subscriber Line (ADSL) dont le support était la paire torsadée. Ces technologies sont communément appelées xDSL.

Plusieurs solutions d'architectures fibres existent. Nous nous intéressons à l'architecture des réseaux optiques passifs (Passive Optical Network (PON)). Il s'agit d'une architecture basée sur une transmission point-à-multipoints, où les différents abonnés partagent une ligne commune sur une portion de la transmission. Les communications se basent sur un partage temporel du canal. Le PON ne possède aucun équipement requérant de l'énergie pour fonctionner entre le central et l'abonné, ce qui définit le caractère passif du réseau.

Il existe plusieurs dimensions et configurations possibles pour le PON. En France, celle qui est majoritairement déployée concerne une distance de transmission de 20km maximum et un partage de chaque liaison optique entre 64 abonnés. Cela permet d'atteindre des débits de près de 500Mbit/s maximum par foyer et de garantir une connexion "très haut débit" (supérieure à 30Mbit/s) à tous ceux connectés à la fibre.

Le réseau d'accès en fibre optique peut accueillir plusieurs types de technologies. La technologie Gigabit-capable PON (G-PON) en fait partie, elle permet de réaliser des transmissions optiques à 2,5Gbit/s partagés entre les abonnés. Dans les prochaines années, la technologie 10-Gigabit-capable (Symmetric) PON (XG(S)-PON) sera capable d'offrir des débits à 10Gbit/s en ligne. Les organismes de normalisation et le monde de la recherche se concentrent donc sur les spécificités et les débits que proposeront les prochaines générations de réseau d'accès optique. Les travaux effectués dans cette thèse ont tous la thématique commune : la montée en débit dans le réseau d'accès optique au delà de 10Gbit/s.

Dans ce cadre, le chapitre 1 de ce manuscrit de thèse explicite le contexte du réseau d'accès optique. Il permet d'introduire la topologie du réseau d'accès en fibre optique à très haut débit et présenter son déploiement avec une vision opérateur. Le G-PON et le XG(S)-PONXG(S)-PON font l'objet d'une présentation plus détaillée, ainsi que les autres technologies du réseau d'accès. Ce

chapitre permet aussi au lecteur d'avoir une vision globale des solutions proposées en recherche pour monter en débit sur la fibre optique dans le cadre des courtes distances du réseau d'accès.

Parmi les solutions existantes pour monter en débit, le chapitre 2 présentera le format de modulation Pulse-Amplitude Modulation(PAM)4 qui est une évolution du Non-Return-to-Zero (NRZ), actuellement utilisé dans les transmissions G-PON et XG(S)-PON. Ce chapitre détaillera les spécificités de ce format de modulation et sera l'occasion de mettre en avant une solution de PON fonctionnant à deux débits différents, basée sur le PAM4. Par la suite, l'amplification optique sera utilisée pour améliorer les performances du banc expérimental. Les résultats expérimentaux seront aussi utilisés pour appuyer la création d'une simulation afin d'étudier le format de modulation PAM8, qui est une seconde évolution par rapport au PAM4.

Le chapitre 3, quant à lui, sera composé de plusieurs présentations de solutions industrielles testées dans notre laboratoire pour effectuer la montée en débit. On étudiera le format de modulation duobinaire et le multiplexage en longueur d'onde. Ces évaluations de prototypes permettront de mettre en évidence les avantages et inconvénients des solutions techniques qu'ils illustrent.

Pour finir, le chapitre 4 traitera de l'usage de l'égalisation dans le réseau d'accès optique et notamment son implémentation dans une infrastructure point-à-multipoint telle que le PON. Le traitement du signal semble une solution complémentaire aux autres. Cependant son utilisation soulève des problèmes d'interopérabilité entre les produits de différents vendeurs, ce qui se révèle être une difficulté pour maintenir l'aspect abordable du réseau d'accès pour l'opérateur et ses clients.

Ce manuscrit se conclut sur un exposé des perspectives concernant l'augmentation du débit dans le réseau d'accès optique et les travaux effectués durant cette thèse.

Chapitre 1

Contexte et motivations

Ce premier chapitre permet de définir le cadre de cette thèse. Cette définition du contexte se fera d'abord par la présentation des réseaux de transmission sur fibre optique, puis plus précisément le réseau d'accès optique qui est l'objet de notre étude. L'état de l'art actuel du réseau d'accès et les prévisions pour les prochaines années seront décrits avec les besoins qui motivent la perpétuelle course à la montée en débit.

Ensuite, nous nous attarderons sur les organismes de normalisation qui régissent sur ce segment du réseau et les propositions de normes qui encadrent actuellement les technologies déployées sur le terrain.

Nous finirons par mettre en avant les différents propositions de la recherche pour répondre à la demande de montée en débit du réseau d'accès. Nous préciserons sur quels aspects nous nous sommes concentrés au cours des trois années de thèse.

Après ce chapitre, le lecteur aura ainsi une vision globale du réseau d'accès, avec ses spécificités et ses contraintes.

1.1 Introduction du chapitre

1.1.1 Les transmissions à haut débit

Les télécommunications font aujourd'hui partie de notre quotidien. Nous les utilisons aussi bien via nos ordinateurs, que via nos téléphones portables. Les machines communiquent elles aussi, notamment avec l'Internet des Objets (Internet of Things (IoT)) et les interfaces *machines-to-machines*.

Les connexions se font par l'intermédiaire d'ondes radios, du courant électrique sur les fils de cuivre ou encore de la puissance lumineuse dans la fibre optique. C'est ce dernier médium qui nous intéresse dans ce manuscrit de thèse. En effet, la fibre optique est de plus en plus présente au sein des réseaux de télécommunications. Elle remplace petit-à-petit le cuivre utilisé historiquement dans les transmissions terrestres jusqu'à l'abonné. La fibre optique est un milieu de propagation qui possède des propriétés propres qui lui permettent de véhiculer un débit très élevé, sur de grande distance de propagation.

La fibre optique est donc un support idéal pour le "très haut débit", défini l'Autorité de Régulation des Communications Électroniques et des Postes (ARCEP) comme la fourniture à l'utilisateur individuel d'un débit utile supérieur à 30Mbit/s [12].

La fibre optique

Le réseau d'accès fibre est basé sur le déploiement de fibre monomode standardisée G.652 (Standard Single Mode Fiber (SSMF)) [13] par défaut. En France, la fibre G657.A2 [14] a été choisie. Cette fibre optique possède des caractéristiques de dispersion chromatique et d'atténuation très intéressantes pour les longueurs d'onde utilisées dans les télécommunications optique du réseau

d'accès (de 1260nm à 1675nm). La Figure 1.1 représente les facteurs limitants des transmissions optiques du réseau d'accès : l'atténuation et la dispersion chromatique présentes dans la SSMF.

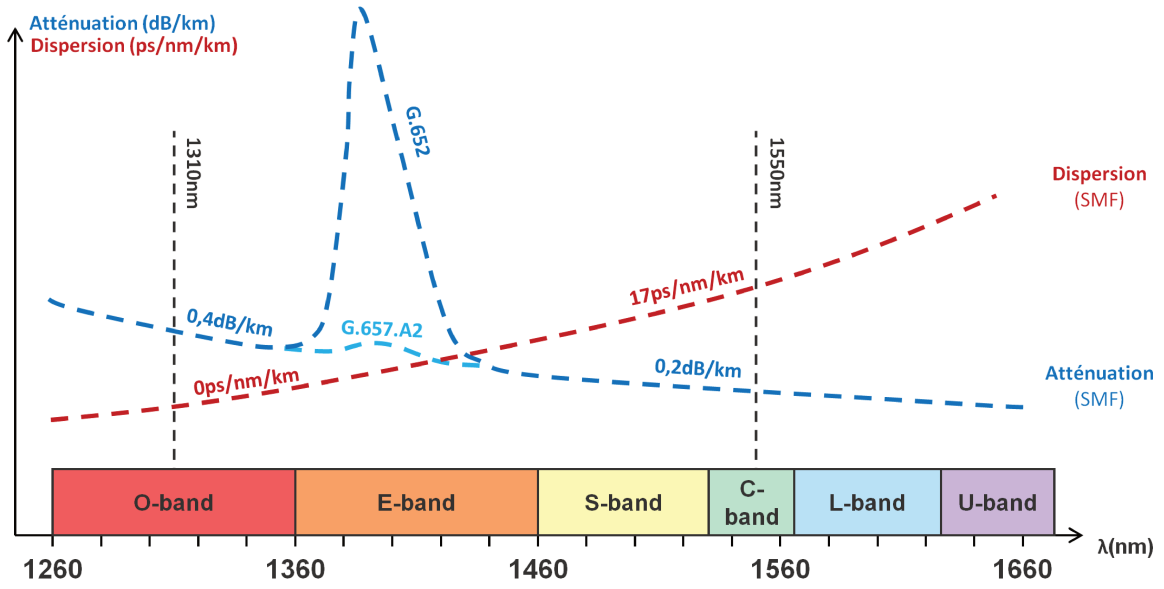


FIGURE 1.1 – Profil de dispersion et d'atténuation de la SMF selon le plan de longueur d'onde utilisé dans les télécommunications optiques

La dispersion chromatique [15] est un phénomène dans la fibre optique qui se manifeste différemment d'une longueur d'onde à une autre. On envoie dans la fibre optique un signal modulant l'intensité de l'onde optique. L'onde optique n'est pas purement monochromatique et les longueurs d'onde différentes se propagent à des vitesses différentes. Ainsi, on assiste à un élargissement du signal après propagation dans la fibre (Figure 1.2). La dispersion est négative pour des signaux portés par des longueurs d'onde plus petites que le *zéro de dispersion*, qui est proche de 1310nm. En bande O (1260nm à 1360nm), la dispersion est faible (positive ou négative), alors qu'en bande C (1530nm à 1565nm) elle est élevée (et positive).

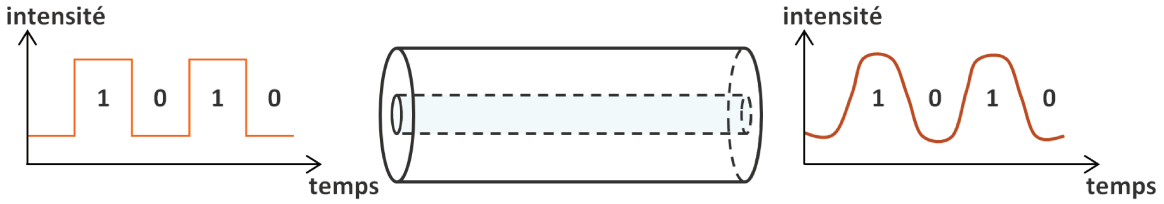


FIGURE 1.2 – Représentation de la dispersion chromatique sur les données après propagation dans la fibre optique

L'atténuation linéïque [15] de la fibre optique est le paramètre déterminant la perte de puissance associée à la propagation de la lumière le long de la fibre. La puissance est en décroissance exponentielle avec la distance parcourue. On exprime l'atténuation en dB/km. Dans le cas de la fibre optique SSMF, l'atténuation dépend de la longueur d'onde d'émission. En bande O (1260nm à 1360nm), l'atténuation est plus élevée qu'en bande C (1530nm à 1565nm). On remarque qu'originellement, dans la fibre monomode, il y avait un pic d'atténuation dans la bande E (1360nm à 1460nm). Ce pic était dû aux impuretés introduites dans la fabrication de la fibre, notamment les ions OH. Des précautions supplémentaires sont apportées lors de la fabrication de la fibre monomode G.657.A2, permettant de diminuer fortement ce pic d'atténuation.

Pour la norme G-PON, l'atténuation linéïque du canal descendant (1490nm) est de 0,25dB/km et celle du canal montant (1310nm) est de 0,31dB/km.

La fibre permet d'atteindre, dans des produits commerciaux, 10Gbit/s sur 20km [16] avec des composants "simples" et plus de 100Gbit/s sur plusieurs milliers de kilomètres dans le réseau de transport optique [17] avec des techniques et des composants "complexes".

De plus, on peut multiplexer plusieurs longueurs d'onde sur une même fibre. C'est à dire que l'on peut combiner plusieurs signaux modulant différentes ondes optiques. On peut utiliser le multiplexage en longueur d'onde pour augmenter le débit d'une transmission ou pour faire "cohabiter" plusieurs transmissions sur la même fibre.

1.1.2 Architecture des réseaux de télécommunications : réseau cœur, réseau métropolitain et réseau d'accès

Les réseaux de télécommunications suivent une architecture formée de plusieurs segments. Ces différents segments ne possèdent pas la même envergure, pas les mêmes distances de transmission (de quelques kilomètres à plusieurs milliers), pas le même nombre de liens et pas la même charge de trafic.

On distingue trois segments principaux dans un réseau de télécommunications : réseau cœur, réseau métropolitain (ou réseau de distribution) et réseau d'accès (Figure 1.3). Il s'agit du modèle hiérarchique d'interconnexion de réseaux à trois couches décrit par l'entreprise Cisco à partir de 1999 [18] et adopté comme référence.

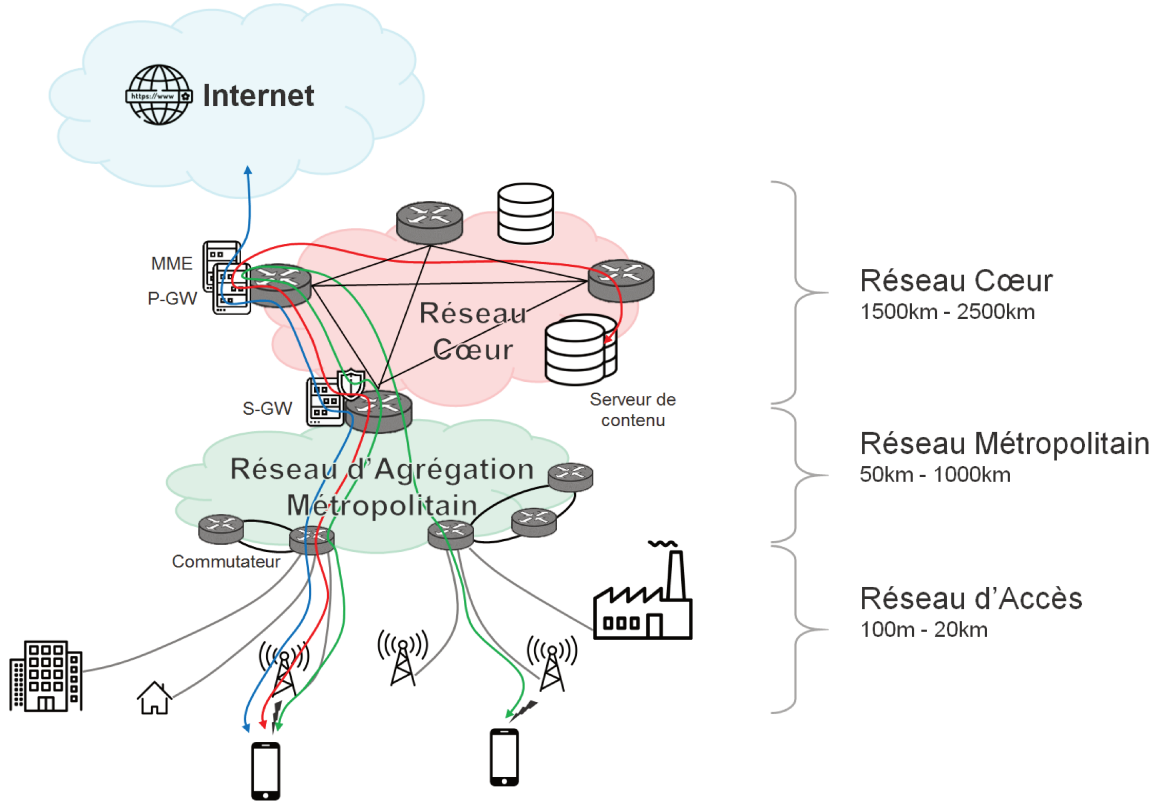


FIGURE 1.3 – Représentation succincte du réseau selon le modèle à trois couches

On peut comparer les réseaux de télécommunication optique au réseau routier. En effet, le réseau cœur correspond aux autoroutes de l'information, il relie les grandes villes et pays. Le réseau métropolitain est comparable aux routes nationales qui servent à rejoindre les villes, et aux grands axes routiers dans les villes (périphériques). Quant au réseau d'accès, il correspond aux petites routes et rues dans les villes et campagnes qui connectent les maisons et autres bâtiments au réseau routier.

Le réseau cœur

Le réseau cœur sert de colonne vertébrale au réseau (souvent appelé *backbone*). Ce segment du réseau comprend les liens les plus longs qui relient les plus grandes villes et les pays entre eux. Les distances typiques de ce réseau sont entre 1500km et 2500km.

Le réseau métropolitain

Le réseau métropolitain, aussi appelé réseau de distribution, relie les points de présence du réseau à l'échelle régionale. Il agrège les données du réseau d'accès pour les faire remonter dans le réseau cœur d'une part et distribue les données du réseau cœur dans le réseau d'accès d'autre part. Ce réseau est constitué de liens de 50km à 1000km en moyenne.

Le réseau de transport optique

Le réseau cœur et le réseau métropolitain compose le réseau de transport optique. Il s'agit du réseau des fibres optiques et des équipements assurant les fonctionnalités de transport, de multiplexage, de commutation, de management, de supervision et de survivabilité des canaux optiques transportant les données des clients [19].

Aujourd'hui, il est possible de transmettre des débits de 100Gbit/s dans les produits commerciaux [17]. Plusieurs longueurs d'onde peuvent être multiplexées sur une même fibre optique. Ainsi jusqu'à 80 canaux peuvent être transmis en même temps [20], ce qui permet d'atteindre théoriquement 8Tbit/s par fibre pour un système actuel.

Le réseau d'accès

Le réseau d'accès, sujet des études effectuées durant cette thèse, relie les clients au reste du réseau. Il contient le plus grand nombre de liens de l'ensemble du réseau. Nous distinguons deux types de réseau d'accès. Premièrement, le réseau d'accès fixe, qui relie généralement par câble le client à internet et à la téléphonie. Deuxièmement, le réseau d'accès mobile qui connecte le client aux réseaux sans fil téléphonique et de données.

Historiquement, le réseau d'accès est constitué de paires de cuivre torsadées. En premier lieu pensé pour la téléphonie qui s'est démocratisée dans les foyers à partir des années 70, le réseau d'accès a accueilli internet durant les années 90. Internet n'a connu véritablement un essor qu'avec l'arrivée de l'ADSL, à partir de 1999. Les technologies de transmissions se sont succédées pour répondre à la demande de montée en débit. Aujourd'hui, il existe le Very-high-bit-rate Digital Subscriber Line (VDSL)2 qui est déployé depuis 2012 en France et qui permet d'atteindre des débits de 34Mbit/s à 100Mbit/s dans le sens descendant, pour des transmissions jusqu'à 3,5km [21]. Le VDSL2 pousse les capacités des paires torsadées dans leurs derniers retranchements.

Ces liens en cuivre sont peu à peu remplacés par des liens en fibre optique depuis 2007 en France. Le G-PON [6] a été la première technologie déployée par Orange qui fait partager 2,5Gbit/s descendant entre plusieurs clients (maximum 64). Dans les prochaines années, 10Gbit/s descendant sur 20km pourront être transmis dans le réseau d'accès, notamment avec les technologies 10-Gigabit-capable PON (XG-PON) [22] et XG(S)-PON [23]. Les transmissions sur fibre du réseau d'accès utilisent des techniques simples par rapport à celles utilisées sur les dernières technologies xDigital Subscriber Line (DSL) du cuivre. On peut espérer utiliser l'infrastructure fibre du réseau d'accès aussi longtemps que celle en cuivre.

Le monde des *Data Centers*

En superposition à ce schéma de réseau classique, des transmissions très courtes distances réalisées dans des *Data Centers* (de 10m à 1km). Ces transmissions ont connu un essor ces dix dernières années avec la démocratisation des services dématérialisés de toutes sortes. On y trouve

des débits allant de 10Gbit/s à 400Gbit/s selon le contexte d'application [24] sur des fibres monomodes et/ou multimodes. Le domaine des communications optiques *intra-Data Center* est généralement appelé *Datacom*.

Il est à noter que des transmissions *inter-Data Centers* existent. Les connections entre deux bâtiments peuvent se faire avec des longueurs de fibre optique allant jusqu'à 80km.

1.1.3 Usages d'Internet

Le réseau permet différents usages qui eux-mêmes vont définir la montée en débit et la création de nœuds de réseau. C'est pour cela qu'il est important de connaître ces usages, notamment grâce à certains chiffres clefs.

Vers un monde de plus en plus consommateur de données

La croissance du nombre d'abonnements et l'augmentation de la qualité des contenus consommés entraînent un besoin de montée en débit.

Fin 2018 [1], 57% du volume total du trafic internet descendant concernaient de la vidéo *streaming*. Ainsi, le géant de la vidéo à la demande Netflix représente à lui seul 15% du trafic mondial. La sécurité est plus présente que jamais et 50% des transmissions sont cryptées. Le *gaming* est de plus en plus présent, avec la dématérialisation des jeux vidéo et l'augmentation des téléchargements d'une part et la consommation grandissante des plateformes de streaming spécialisée comme Twitch d'autre part. On prévoit une augmentation de la consommation des données de ce média avec l'arrivée prochaine des services *cloud gaming* proposés par les grands du *cloud* comme Google et Microsoft [25].

Malgré le nombre d'offres légales grandissantes, le partage de fichiers existent toujours. Les sites de *pear-to-pear* rassemblent 22% du trafic internet montant [1].

Les autres données extraites du rapport de SANDVINE [1] permettent d'illustrer les habitudes de consommation de données aussi bien dans le sens montant, que dans le sens descendant (Figure 1.4).

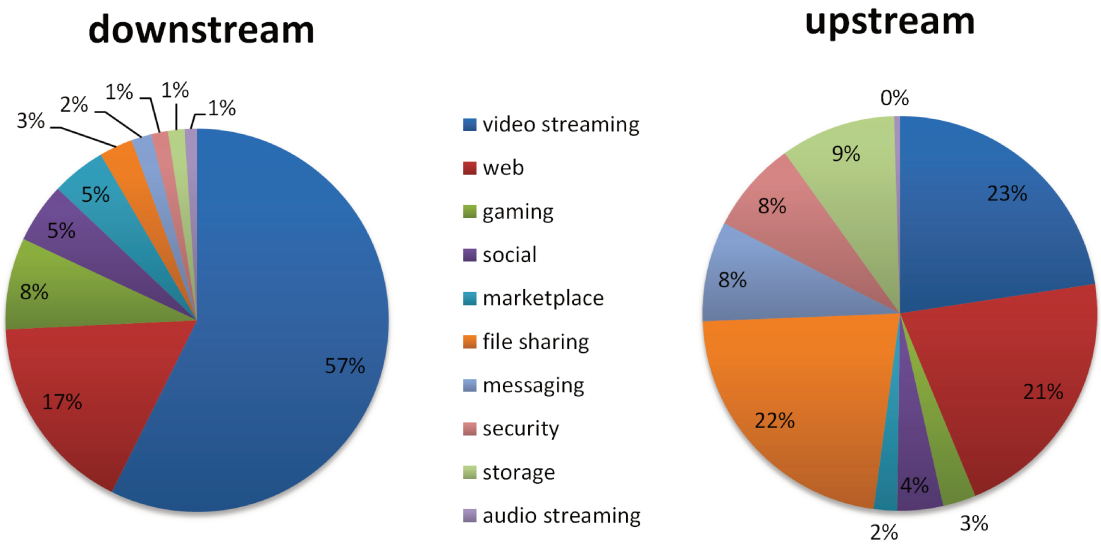


FIGURE 1.4 – Répartition du trafic descendant et montant dans le monde en 2018 [1]

On observe de grandes différences entre le *downstream* et le *upstream*. Du côté *downstream*, la vidéo streaming surpasse toutes les autres applications alors que pour l'*upstream*, la consommation est mieux répartie.

La Figure 1.5 représente la consommation des services chaque année avec une prévision jusqu'en 2022 faite par Cisco [2]. La consommation est mesurée en exa octets (ExaBytes) ou Eo (EB) par mois durant une année. Un Eo vaut 10^9Go soit 10^{18} octets ou 8.10^{18} bits.

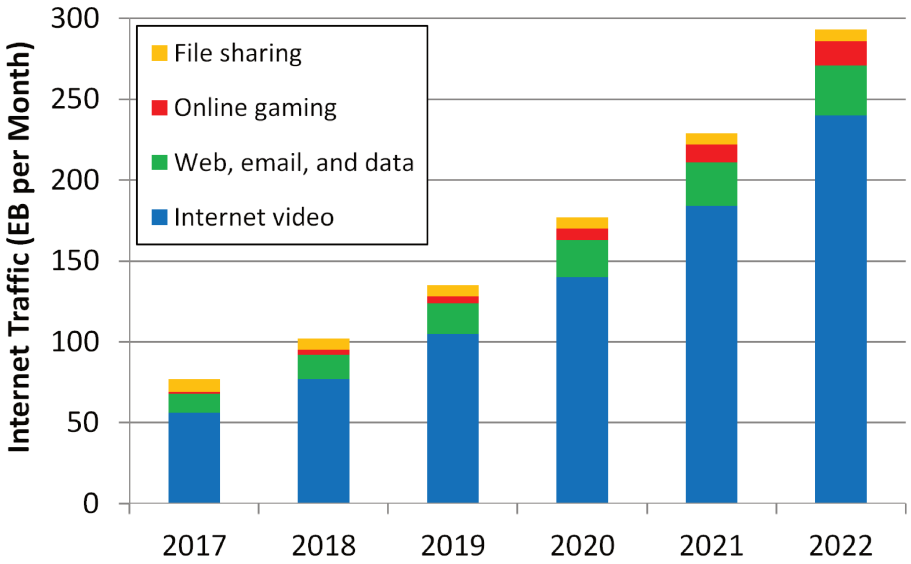


FIGURE 1.5 – Évolution et prédiction du trafic selon le service en ExaBytes consommés par mois chaque année [2]

On remarque que la prévision de Cisco conçoit une augmentation drastique de la consommation de contenus vidéos en ligne, elle quadruple de 2017 à 2020. Les jeux en lignes, les messages et le contenu web vont croitre de manière moins rapide. Le partage de fichiers semblent stagner au fil des ans. L'empreinte carbone du numérique risque de croître de concert avec la consommation de données.

Pas de mobilité sans réseau fixe

Les usages mobiles se démocratisent et grandissent de plus en plus, mais le réseau fixe est toujours majoritairement utilisé. En 2018, 85% du trafic internet mondial est réalisé via une connexion fixe, le reste par données mobiles. Cisco prévoit qu'en 2022, le trafic fixe représentera 78% du trafic mondial [2].

Ces données sont à mettre en perspective car, bien qu'étant appairées à une connexion fixe, les interfaces mobiles sont plus utilisées que celles fixes même à domicile [26]. En effet, on estime en 2017 que 24% des connexions dans le monde se font avec un *smartphone* contre 8% avec un ordinateur. On remarque que les mobiles *non-smartphones* représentent 16% des connexions, les téléviseurs 13% et les tablettes 3%. Le plus grand nombre de connexions est réalisé par les interfaces *machines-to-machines* avec 34%.

Bien que les interfaces mobiles soient de plus en plus présentes, le réseau fixe assure leur connexion. La montée en débit, quelle que soit l'interface utilisée, se fera dans la plupart des cas avec la fibre optique du réseau d'accès.

1.2 Le réseau d'accès optique

Le réseau d'accès fibre est ici détaillé d'un point de vue global dans un premier temps, puis d'un point de vue technique ensuite.

1.2.1 PON et FTTx

Réseau optique passif et solutions d'infrastructure

Le réseau d'accès optique a été défini comme passif afin qu'il ne contienne pas d'éléments actifs (qui nécessite une alimentation en énergie) hormis aux extrémités de la fibre. On parle alors de réseau optique passif ou de PON. La Figure 1.6 représente un PON avec le central de l'opérateur à gauche et les clients à droite. On y voit des coupleurs optiques qui séparent le signal optique émis par le central pour arriver chez tous les clients.

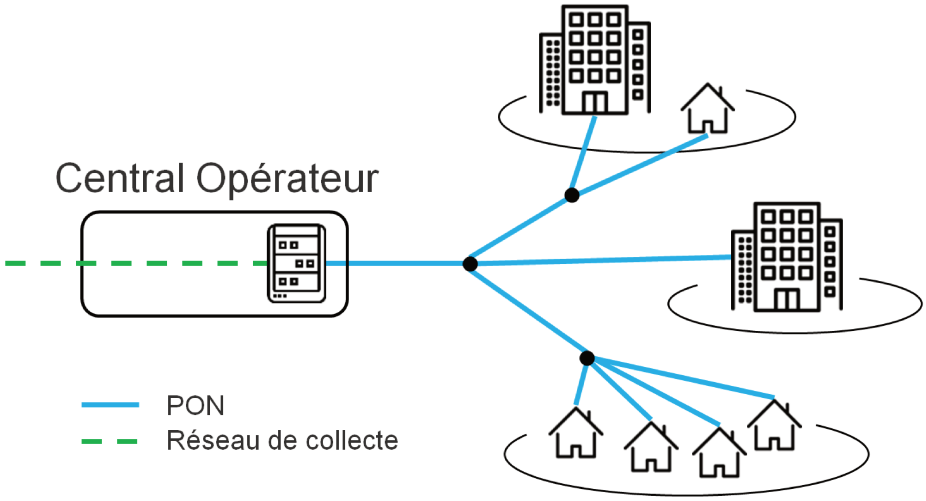


FIGURE 1.6 – Représentation succincte du PON

De nombreuses solutions d'architecture existent pour le PON. En effet, les contraintes de coûts du réseau d'accès ont poussé les ingénieurs à proposer de nombreuses solutions pour ce segment du réseau. Certaines solutions permettent de réaliser une connexion en fibre optique de bout en bout alors que d'autres conservent une partie de l'infrastructure cuivre déjà déployée, créant des solutions hybrides cuivre-optique. Ces solutions sont identifiées par l'appellation Fiber To The "..." (FTTx) ou *fibre jusqu'à/au "..."* [27], les plus utilisées sont :

- Le Fiber To The Home (FTTH) ou *fibre jusqu'au domicile* : Chaque client est raccordé par une fibre dédiée au central de l'opérateur où il est connecté à un coupleur optique reliant le client à une fibre partagée jusqu'au central.
- Le Fiber To The Building (FTTB) ou *fibre jusqu'au bâtiment* : Le lien entre le central de l'opérateur et le bâtiment déservi est fait en fibre optique. Les derniers mètres à l'intérieur du bâtiment, pour rejoindre les clients, réutilisent le cuivre déjà déployé. Cela permet de ne pas faire de travaux invasifs chez le client. Cette solution est adoptée lorsque le réseau en cuivre est déjà présent. Par exemple, dans la région APAC (Asie et Océan Pacifique) le FTTB ne représente que 18% du déploiement FTTx car de nombreux sites de déploiements n'étaient pas encore connectés au cuivre [28]. Au contraire, la répartition FTTH/FTTB en Europe est de 56%/44% à cause d'un réseau d'accès cuivre plus présent [29].
- Le Fiber To The Curb (FTTC) ou *fibre jusqu'au trottoir* : La fibre optique connecte le central à l'armoire de rue où se trouve de l'équipement actif émettant sur le cuivre (Digital Subscriber Line Access Multiplexeur (DSLAM)). Le DSLAM transmet alors une technologies de la famille DSL jusqu'au client. Si le client est assez proche de l'armoire de rue, il peut tout de même obtenir un débit descendant de 80Mbit/s [30].
- Le Fiber To The Distribution Point (FTTDp) ou *fibre jusqu'au point de répartition* : Cette solution est similaire aux précédentes, elle propose de réutiliser le réseau cuivre. Cependant le FTTDp introduit un nouvel équipement actif permettant d'atteindre des débits de 500Mbit/s à 1Gbit/s grâce à la technologie G.FAST [31].

La Figure 1.7 décrit les solutions précédentes.

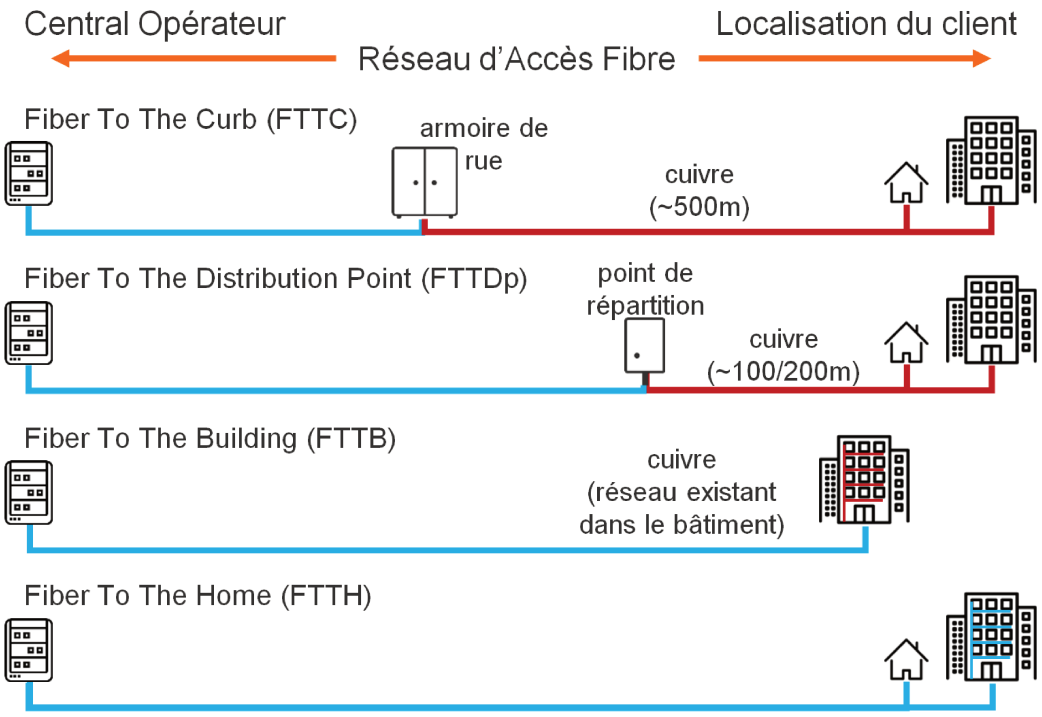


FIGURE 1.7 – Différents types d'architecture de réseaux FTTx

D'autres solutions FTTx existent et la liste est très longue puisque pour chaque infrastructure particulière, une ou plusieurs solutions sont présentées. On notera juste l'existence de la Fiber To The Antenna (FTTA) ou *fibre jusqu'à l'antenne*, qui est utilisée dans le cadre du réseau d'accès mobile que l'on traitera en partie dans le chapitre sur les solutions industrielles et les prototypes.

Des solutions sont encore proposées au fur et à mesure que de nouveaux cas d'usage se présentent. Par exemple, le récent Fiber To The Room (FTTR) (*fibre jusque dans chaque pièce*) qui consiste à connecter chaque pièce d'un logement en fibre optique.

C'est l'adaptabilité du FTTx à de nombreuses situations de déploiement qui ont fait son adoption en tant que solution pour la montée en débit du réseau d'accès.

1.2.2 Le déploiement et l'adoption du FTTH

Au niveau du déploiement de la fibre optique, on distingue deux cas de figure principaux : le déploiement en *greenfield* et le déploiement en *brownfield*. Le premier correspond à l'installation de la fibre en même temps que la construction de nouveaux bâtiments ou dans des constructions dans lesquelles il n'y pas d'héritage d'infrastructure réseau. Il peut s'agir de la construction d'un nouveau quartier ou du déploiement de réseau dans une zone rurale non desservie auparavant. Le cas *brownfield* est le plus fréquent en France et dans les pays ayant massivement déployé la boucle locale cuivre. Il s'agit de venir en remplacement total ou partiel du réseau déjà existant avec les solutions FTTx. Le FTTH est privilégié par les opérateurs d'infrastructure (ceux qui déploient la fibre pour le compte des opérateurs de réseau) à chaque fois qu'il est possible de le déployer.

Dans la plupart des pays ayant un opérateur historique et qui ont ouvert le marché des télécommunications à la concurrence, il existe un organisme de régulation de la concurrence des télécommunications. En France, l'organisme de régulation se nomme ARCEP.

Zones de déploiement FTTH en France

L'ARCEP estime avoir en France près de 36,3 millions de locaux à raccorder au réseau [32]. La disposition de ces locaux n'est pas homogène sur le territoire, la concentration de locaux est plus grande dans les zones à forte densité d'habitation. Le réseau FTTH de l'hexagone est donc divisé par l'ARCEP en trois zones distinctes :

- Les Zones Très Denses (ZTD) : il s'agit des zones à forte densité d'habitation. On y retrouve les 21 plus grandes villes de France [33], ce qui représente 6,4 millions de logements à connecter. Au sein de ces zones de forte densité, on distingue les "poches de basse densité" et les zones "hors poches de basse densité". Considérées comme les plus rentables par les opérateurs grâce à leur forte densité, ces zones ont été les premières à recevoir le déploiement de la fibre.
- Les Zones Moins Denses (ZMD) d'initiative privée : il s'agit des zones qui sont sujettes à investissement par des entreprises privées pour y déployer la fibre optique. On les dénomme aussi zone Appel à Manifestation d'Intention d'Investissement (AMII). Du fait des investissements d'entreprises privées (opérateurs de réseau et/ou d'infrastructure), les collectivités n'ont pas le besoin de subventionner le déploiement de la fibre optique. Cela permet aux collectivités territoriales de concentrer leurs investissements dans les zones moins rentables pour les opérateurs. Ces zones représentent 13,1 millions de logements en France.
- Les ZMD d'initiative publique : il s'agit du reste du territoire français. Ces zones ne sont pas assez denses pour rentrer dans la première catégorie mais ne sont pas non plus assez rentables économiquement pour les opérateurs. Ainsi les collectivités subventionnent le déploiement du très haut débit en effectuant des appels d'offres. Ces zones représentent 16,8 millions de logements.

La France comptait au 31 mars 2019 14,5 millions de locaux couverts en FTTH, ce qui représente 40% des locaux français [32].

Ainsi, on observe qu'en zone très dense 5,5 millions de locaux sont raccordables, soit 84% des habitations. On remarque par contre que 6,8 millions de logements sont couverts dans les zones moins denses d'initiative privée (49% de cette zone) et seulement 2,2 millions dans les zones moins denses d'initiative publique (19% de cette zone). Nous représentons ces statistiques sur la Figure 1.8.

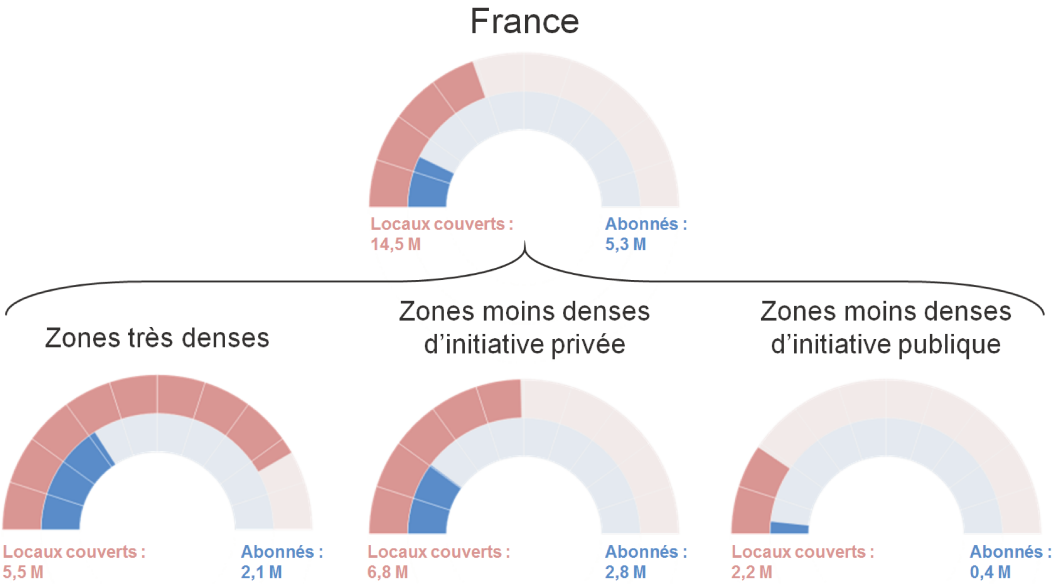


FIGURE 1.8 – Cadrans de suivi du déploiement du FTTH en France

Ces statistiques sont à mettre en perspectives avec le plan *France Très Haut Débit* qui consiste à

apporter le très haut débit à tous les français (>30Mbit/s) d'ici 2022 [34]. L'observatoire de l'ARCEP dénombre 20,8 millions de logement câblés, soit 57% du territoire français au 31 mars 2019 [32], notamment grâce aux connexions en câble coaxial et en VDSL2.

Le projet *France Très Haut Débit* est une déclinaison nationale de la stratégie Européenne pour connecter tous ses citoyens et qui a pour objectif d'atteindre les 100Mbit/s pour tous les européens d'ici 2025 [35].

Le FTTH et le très haut débit dans le monde

En décembre 2016, on estimait l'existence de 274 millions de clients FTTH dans le monde [36]. Avec les clients VDSL et FTTx/D3.0 (technologies câbles), on comptait près de 417,5 millions de personnes ayant accès au très haut débit.

L'Asie joue un grand rôle dans le déploiement mondial de la fibre optique. En effet, elle représente 77% des clients FTTx mondiaux. La Chine, à elle seule, possède 151,38 millions de personnes connectées à la fibre.

On remarque que dans les pays occidentaux, la fibre optique est concurrencée plus fortement qu'en Asie par le VDSL et le câble issus des infrastructures de télécommunications historiques des pays de ces zones.

Les Fournissseurs d'Accès Internet (FAI) mondiaux sont classés par leur nombre de clients très haut débit, pas seulement FTTH. En juillet 2018, parmi les dix FAI ayant le plus de clients très haut débit, on dénombrait cinq opérateurs asiatiques, trois américains, un russe et un européen [37].

En Europe, en septembre 2018, on comptait près de 59,6 millions de clients FTTH/B pour 160 millions de locaux connectés à la fibre optique [38].

Le déploiement du FTTH avance rapidement. Même les pays misant sur leur infrastructure historique et que l'on trouve en occident s'y attèlent. Les mesures et investissements gouvernementaux encouragent la montée en débit. L'accès à internet est devenu un service similaire à la fourniture d'énergie et d'eau. Des lois pour assurer la connexion des individus malgré des défauts de paiement existent comme le conçoit l'article 108 de la loi n°2016-1321, loi française du numérique du 7 octobre 2016 : maintien de la connexion à internet [39].

Le déploiement pour ORANGE

Après ouverture à la concurrence, le marché des télécommunications en France est fragmenté entre les principaux opérateurs qui sont ORANGE, SFR, FREE et BOUYGUES TELECOM. La fibre est un levier de conquête et de reconquête de clients. Il est important pour les opérateurs de pouvoir proposer des offres très haut débit et la fibre optique est un moyen pérenne d'y parvenir.

En France, la plupart des opérateurs ont adopté le FTTH. ORANGE, SFR et BOUYGUES TELECOM déploient du G-PON. FREE était le seul opérateur ayant déployé de la fibre en architecture point-à-point et FREE déploie désormais du point-à-multipoint à 10Gbit/s avec la technologie 10Gbit/s Ethernet PON (10G-EPON) [40]. ORANGE a été le premier opérateur en France à déployer la fibre optique dans sa boucle locale. Les ZTD ont été couvertes dans un premier temps et les ZMD sont toujours en cours de déploiement, en particulier pour les réseaux d'initiative publique.

Au 6 décembre 2018, ORANGE détenait un parc de 2,5 millions de clients FTTH sur les 4 millions de clients FTTH français. Il s'agit de moins d'un quart de ses clients fixes, l'ADSL est encore très présent.

Stratégie de déploiement de la montée en débit

La montée en débit dans le réseau d'accès est lente pour ce qui concerne le déploiement. En France, seulement l'opérateur FREE a commencé à commercialiser des offres à 10Gbit/s symétrique avec les 10G-EPON à partir de décembre 2018 [41].

La montée en débit dans l'accès est en partie motivée par la concurrence entre opérateurs et le souhait de toujours offrir plus de bande passante aux consommateurs.

Une alternative déjà normalisée, le Next-Generation PON 2 (NG-PON2) consiste en une montée en débit à 40Gbit/s par le recours au multiplexage de plusieurs canaux de longueurs d'onde différentes dans la même fibre optique, contrairement aux précédentes technologies à 1 et 10Gbit/s. Cette technologie n'est pas encore mature comme nous le verrons dans l'un des chapitres de ce manuscrit.

Cette lente montée en débit à 10Gbit/s impacte en partie la recherche, poussant à aller au-delà des 25Gbit/s étudiés dernièrement. Le débit le plus communément cité en normalisation est 50Gbit/s par l'ITU Telecommunication Standardization Sector (ITU-T) [10] et Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) [42]. Il est à noter que le projet de norme IEEE 802.3ca était connu sous le nom de "100G-EPON" jusqu'en décembre 2018. Désormais, le projet se focalise sur 50Gbit/s et se voit renommer "50G-EPON" [43] traitant de débits descendant à 25 et 50Gbit/s.

La montée en débit du réseau d'accès, qui jusqu'alors a suivi celle du cœur de réseau, semble suivre les débits et techniques proposés qui correspondent à la montée en débit dans les *Data Centers*. Il est donc normal de retrouver non seulement du 25Gbit/s proposé mais aussi du 50Gbit/s.

1.2.3 Topologie du réseau d'accès optique

Bien que des normes existent, chaque pays possède un réseau historique plus ou moins développé demandant des règles d'ingénierie de déploiement différentes. Ici nous décrirons succinctement le cas de la France par rapport à son réseau cuivre.

Règles d'ingénierie de déploiement en France

Le réseau d'accès fibre est majoritairement déployé en *brownfield* en France, il se base sur la boucle locale cuivre.

Historiquement, les équipements opérateurs cuivre se trouvent dans des centraux nommés Nœuds de Raccordement d'Abonnés (NRA). Les câbles cuivres sont déployés des NRA jusqu'aux clients en passant par une armoire de rue. Ces armoires de rue sont également appelés sous-répartiteur. Avec la grande disparité de densité de population du territoire français, de nombreux NRA et sous-répartiteurs ont été créés pour desservir très peu de clients. Il s'agit d'une perte d'un point de vue économique et cela complique le réseau avec de trop nombreuses ramifications.

Pour éviter ce phénomène, le régulateur (ARCEP) oblige à ce que les Points de Mutualisation (PM) (l'équivalent des sous-répartiteurs en optique) regroupe au minimum 1000 lignes d'abonnées, une dérogation permet d'avoir un PM regroupant seulement 300 lignes si le lien est mutualisé en amont [44]. Cela étant, on assiste à la mutualisation de certains NRA ne connectant pas assez de clients en un seul Nœud de Raccordement Optique (NRO). Il est à noter que 42% des NRA en France regroupent moins de 1000 lignes (source interne ORANGE [45]).

Taux de couplage et longueur de fibre

Le PON est composé de fibres optiques SSMF de longueurs comprises en 0km et 20km et de coupleurs optiques. On trouve des cas d'usage décrits dans la norme jusqu'à 60km [46].

Les coupleurs optiques sont des composants passifs permettant de partager un signal optique. Un coupleur qui sépare le canal optique en N canaux est appelé coupleur 1 vers N ou 1:N. Les coupleurs apportent de l'atténuation au signal selon le nombre de branches. L'atténuation minimale induite par le coupleur s'exprime en dB par :

$$Att(dB) = 10 \cdot log_{10}\left(\frac{1}{N}\right)$$

Il s'agit d'une atténuation pour le signal arrivant chez le client. La puissance totale n'a pas disparu dans le sens descendant 1:N. Par contre, dans le sens montant N:1 il s'agit bien d'une

perte réelle de puissance de même rapport.

En pratique les coupleurs introduisent 1 à 2 dB de perte supplémentaire due aux connectiques et aux pertes internes au coupleur. On ne sait bien faire que des coupleurs 1:2, donc par cascade de coupleurs, les coupleurs commerciaux divisent le signal en puissance de 2. Dans la norme [46], le taux de couplage typique est de 1:64. Ce taux peut monter exceptionnellement à 1:128 (cas de déploiement ORANGE Espagne).

En France, l'architecture PON majoritairement déployée est basée sur un taux de couplage de 1 vers 64 (noté 1:64) pour une distance moyenne inférieure à 20km. Cette architecture est composée dans la majorité des cas de deux coupleurs 1:8, qui correspondent chacun à une atténuation de 10-11dB (9dB minimum). L'un des coupleurs est installé à mi-chemin du trajet NRO-client, le second est mis à une centaine de mètres du client.

D'autres architecture peuvent exister. Notamment, ORANGE a prévu quatre autres scénarios de déploiement pour ce qui concerne les ZMD où il n'est pas possible de déployer l'architecture précédente (données internes à ORANGE [47]).

Les deux premières architectures proposent d'installer un coupleur 2:2 au NRO et de mettre dans le premier cas un coupleur 1:32 après 10km de transmission ou de mettre un coupleur 1:16 après 20km dans le second. Ces deux scénarios couvrent respectivement 64 Optical Network Unit (ONU) et 32 ONU.

Les deux autres architectures consistent à ne pas installer de coupleur au NRO et de déployer soit un coupleur 1:64 après 10km de fibre, soit un coupleur 1:32 après 20km pour desservir respectivement 64 ONU et 32 ONU.

1.2.4 Notions de budget optique

La longueur de fibre utilisée et le taux de couplage déterminent les pertes lors de la propagation du signal. Comme montré précédemment sur la Figure 1.2, l'atténuation n'est pas la même selon la longueur d'onde utilisée. Ces pertes caractérisent les besoins de performance de la couche physique des systèmes PON. Le critère majeur du PON est le budget optique.

Le budget optique est défini comme la différence entre la puissance optique émise par l'émetteur et la sensibilité récepteur à un taux d'erreur donné :

$$BO(dB) = P_{Tx} - S_{Rx}$$

Les pertes du réseau d'accès doivent donc être inférieures au budget optique. On dimensionne donc l'architure du PON en conséquence.

La Figure 1.9 représente l'architecture d'un arbre PON avec l'exemple de la classe B+ (13dB-28dB). Le client le plus proche peut être soit après le premier coupleur soit après le second et les 20km de propagation. Dans le premier cas, il ne subit que les pertes du premier coupleur ainsi que les premiers kilomètres de fibre. Dans le second, toute la fibre optique et les deux coupleurs atténuent le signal.

Nous décrirons plus amplement les valeurs de budget optique dans la section traitant des normes comme les classes de budget optiques sont définies au sein de celles-ci.

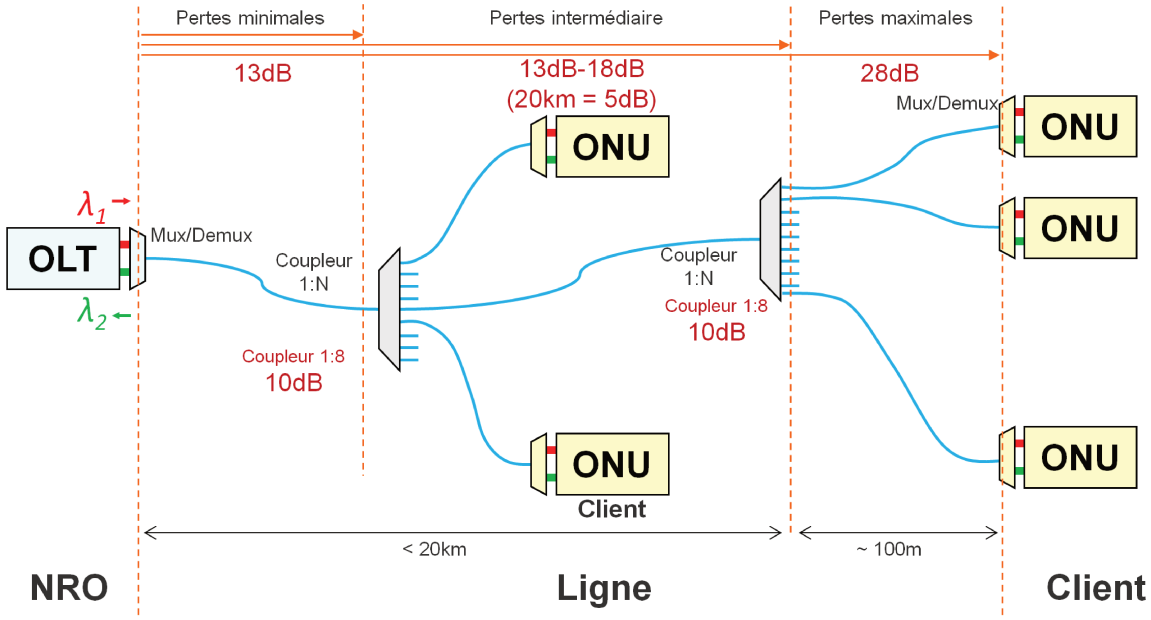


FIGURE 1.9 – Architecture d'un système PON. Exemple de la classe B+ (13dB-28dB)

La Figure 1.10, issue de la thèse de Gaël Simon [3], illustre la notion de budget optique pour le cas du déploiement du G-PON dans la région Alsace-Lorraine. On observe une distribution centrée autour de 23dB. La grande majorité des foyers sont accueillis sur un PON de classe B+ (13dB-28dB). Les rares points dépassant les bornes de la classe correspondent à des foyers connectés à un PON ayant une classe de budget optique plus grande. Ils représentent moins de 0,12% des 42 000 foyers échantillonnés.

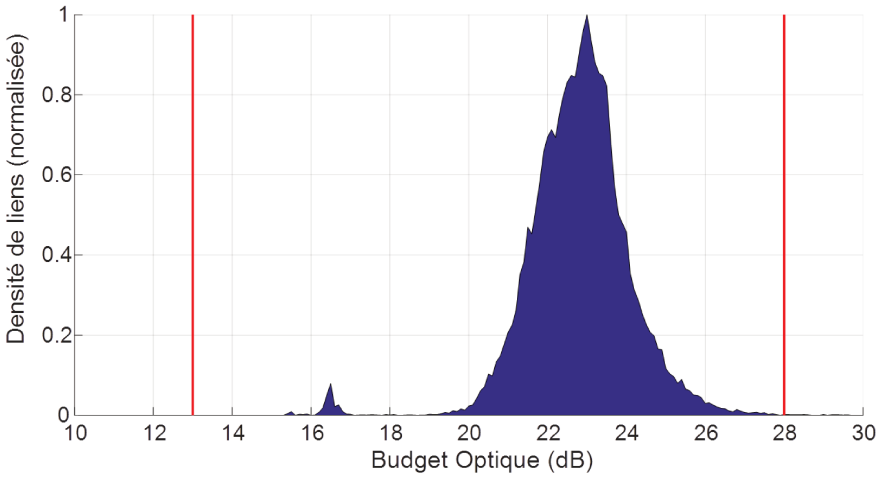


FIGURE 1.10 – Répartition de budgets optiques à l'échelle d'une région (données terrain d'ORANGE, août 2016, 42 000 foyers, Alsace-Lorraine) [3]

1.3 Normalisation dans le réseau d'accès

Pour le FTTH, il existe plusieurs normes définissant l'architecture du réseau d'accès en fibre optique ainsi que les solutions technologiques associées à ce segment du réseau. Dans cette partie, les deux organismes internationaux principaux seront présentés. Nous verrons les générations de normes proposées par ces organismes au fil des ans. Nous finirons par l'étude de la cœxistence de plusieurs technologies sur le même arbre PON.

1.3.1 ITU-T et IEEE, deux visions du réseau d'accès

Deux grands organismes de normalisation proposent des normes pour le réseau d'accès optique. Il s'agit de l'IEEE et du groupe ITU-T qui est rattaché à l'Organisation des Nations Unies.

ITU-T

L'ITU-T est le groupe de normalisation des télécommunications de l'International Telecommunication Union (ITU). Sa mission principale est de proposer des normes couvrant tous les domaines des télécommunications. Par son appartenance aux Nations Unies, ses normes ont une portée internationale plus solide que celles d'autres organismes de normalisation.

Ces normes sont connues sous le nom de *Recommendations*. Celles concernant le PON sont numérotées G.98xx et couvrent aussi bien les liens point-à-point que les architectures point-à-multipoints en mono ou multi longueurs d'onde. Le forum de standardisation Full Service Access Network (FSAN) discute des normes en amont et est constitué des principaux acteurs des télécommunications : les grands opérateurs du secteur des télécommunications et les équipementiers proposant des solutions matérielles pour déployer des systèmes opérationnels. Le FSAN réuni les informations techniques permettant de savoir si une norme est réalisable, il regroupe aussi les souhaits et les attentes des opérateurs. Les normes sont principalement motivées et conçues par et pour les opérateurs.

A l'ITU-T, les normes PON mono longueur d'onde actuelles sont le G-PON à 1 ou 2,5Gbit/s et le XG(S)-PON à 10Gbit/s.

La prochaine norme PON en préparation à l'ITU-T concerne des transmissions à 50Gbit/s dans le sens descendant et jusqu'à 25Gbit/s dans le sens montant, en mono longueur d'onde. Elle est connue actuellement sous le nom de High Speed PON (HS-PON).

IEEE

L'IEEE est un organisme privé des États Unis. Outre la normalisation, l'IEEE est mondialement connu pour les conférences et journaux scientifiques qui lui sont rattachés.

Lorsque l'on parle des normes IEEE pour le PON, on fait souvent référence au groupe de travail IEEE 802.3 qui normalise les transmissions basées sur le protocole Ethernet dont les transmissions optiques font partie. Les normes qui y sont produites sont grandement orientées couche protocolaire afin d'avoir une harmonisation des transmissions du client jusqu'au cœur de réseau et d'utiliser de l'Ethernet de bout en bout. Les nouvelles normes se veulent en remplacement des technologies précédentes, la notion de cœxistence entre générations n'est pas un objectif de premier niveau à l'IEEE contrairement à l'ITU-T. Ce sont les équipementiers qui motivent et conçoivent principalement les normes de cet organisme de normalisation.

A l'IEEE, les normes PON mono longueur d'onde actuelles sont le Ethernet PON (EPON) à 1 et 2,5Gbit/s et le 10G-EPON à 10Gbit/s.

La prochaine norme PON en préparation à l'IEEE concerne des transmissions à 50Gbit/s dans le sens descendant et jusqu'à 50Gbit/s dans le sens montant, en mono et/ou multi longueurs d'onde. Elle est connue actuellement sous le nom de 50Gbit/s Ethernet PON (50G-EPON).

Le choix des opérateurs

Les deux organismes de normalisation proposent des technologies qui diffèrent de façon modérée pour la couche physique (type de composants similaires, différentes longueurs d'onde), mais elles ne sont pas compatibles entre elles. Il n'est pas possible d'avoir un ONU EPON qui fonctionne avec un Optical Line Terminal (OLT) ITU-T et inversement. L'opérateur doit donc faire un choix de technologie.

Sur la génération de PON à 2,5Gbit/s et 10Gbit/s, les technologies compatibles avec la norme de l'IEEE étaient prêtes plus tôt que celles de l'ITU-T mais ces dernières se sont révélées moins chères à déployer pour les opérateurs sur le long terme. La Figure 1.11 montre les recettes générées par chaque technologie dans le monde en 2016 et 2017, ainsi que l'estimation de ces recettes pour les prochaines années [4]. On observe une part nettement plus importante pour les technologies de l'ITU-T.

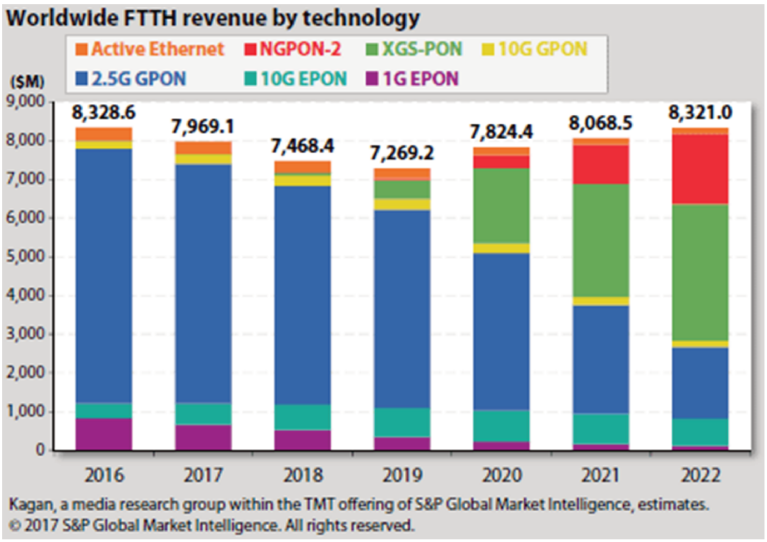


FIGURE 1.11 – Revenu mondial du FTTH par technologie constaté en 2016 et 2017, et estimé de 2018 à 2022 [4]

Le choix de la technologies relève donc de la stratégie de l'opérateur. Le déploiement peut se faire avant que le besoin de débit ne soit exprimé par les clients. Il peut se faire en réponse à la concurrence agressive d'un autre opérateur qui commence à déployer une nouvelle technologie. Il peut être encouragé par la politique interventioniste d'un gouvernement qui souhaite moderniser son territoire comme c'est le cas du plan France Très Haut Débit. Ce choix explique les grandes disparités qui existent aussi bien entre des pays de niveau de développement équivalent, qu'entre des opérateurs d'un même pays.

Par exemple, la plupart des opérateurs français ont fait le choix du G-PON de l'ITU-T, alors que l'opérateur FREE a décidé de déployer le 10Gbit/s avant les autres en utilisant de surcroit la technologie 10G-EPON de l'IEEE.

La Figure 1.12 représente une feuille de route de normalisation et de déploiement pour chaque technologie à partir de 1Gbit/s. On remarque une symétrie entre les deux organismes de normalisation et les normes proposées. Les prochaines normes, pour les deux organismes, ne sont pas attendues avant 2020 et nous ne nous avancerons pas sur une date de début de déploiement.

1.3.2 Technologies de l'ITU-T

ORANGE a fait le choix du G-PON et du XG(S)-PON pour son déploiement actuel et ses futurs déploiements en France. Ici nous présentons succinctement les technologies actuellement normalisées par l'ITU-T depuis le G-PON.

La Figure 1.13 [48] présente l'évolution des normes de l'ITU-T vue par le FSAN.

G-PON

La norme G.984 est communément appelée G-PON où la lettre G symbolise le débit qui se situe autour du Gbit/s. La norme G-PON spécifie les caractéristiques auxquelles doivent répondre

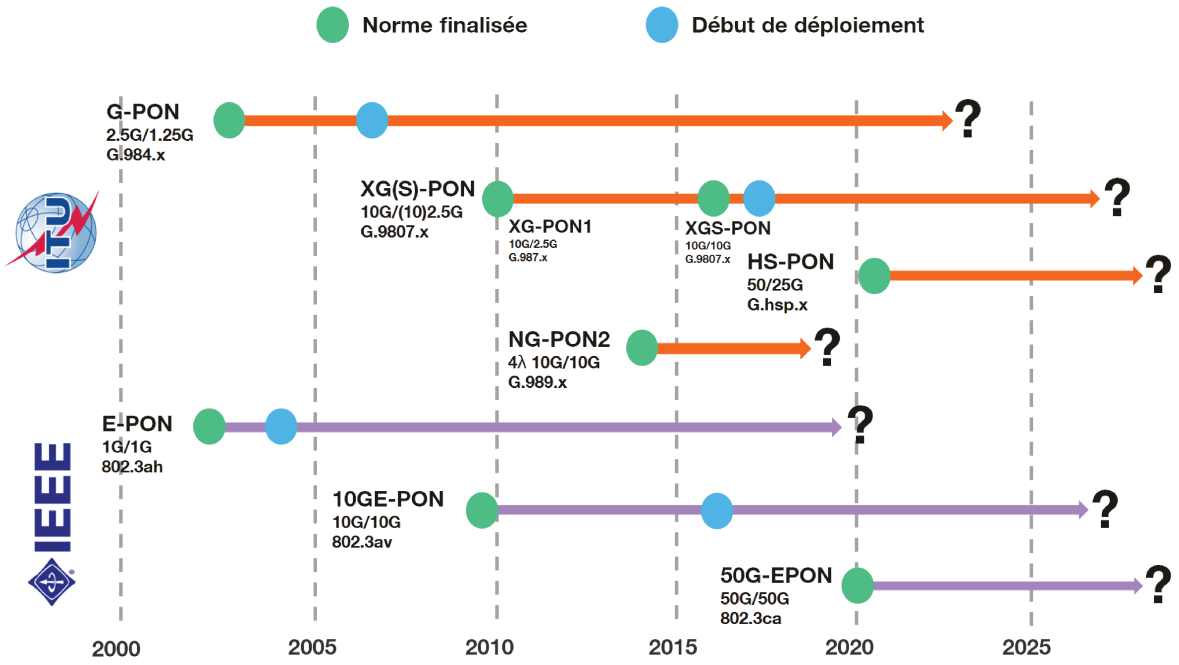


FIGURE 1.12 – Feuille de route de normalisation et déploiement

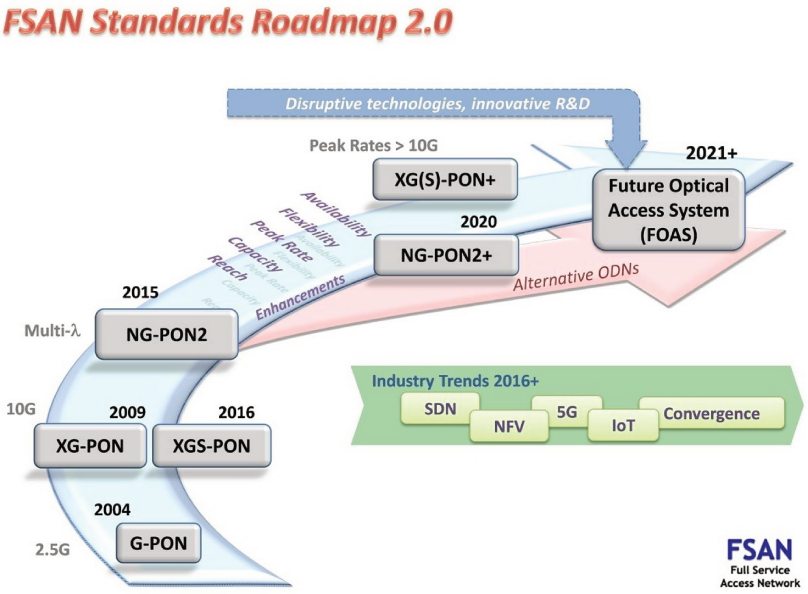


FIGURE 1.13 – Feuille de route de normalisation du FSAN

les solutions des équipements. Ces caractéristiques concernent la couche physique du domaine optique, les couches protocolaires et le matériel pour réaliser la transmission de données sur fibre optique entre le client et le central de l'opérateur.

Le G-PON propose deux combinaisons de débits. La première consistant à allouer un débit de 2,5Gbit/s au sens descendant et un débit de 1,25Gbit/s au sens montant. La deuxième option propose un débit symétrique à 2,5Gbit/s [46].

Un réseau PON est constitué d'un équipement au central (appelé OLT) qui transmet un signal optique, sur l'infrastructure fibre déployée (appelée Optical Distribution Network (ODN)), à un module optique chez le client (appelé ONU). L'OLT doit transmettre des données à tous les ONU de l'arbre PON dont il constitue la racine. Pour cela , il va envoyer les paquets destinés à chaque ONU de façon successive, il s'agit du multiplexage temporel (Time Division Multiplexing (TDM))

illustré sur la Figure 1.14. Le coupleur optique étant passif, chaque ONU reçoit toutes les trames de l'OLT dans le sens descendant. Chaque ONU lit l'en-tête des trames transmises pour connaître lesquelles lui sont adressées. Un ONU ne respectant pas les paramètres de transmission définis dans la norme est considéré comme défectueux ou malicieux, il s'agit un ONU *rogue* [49].

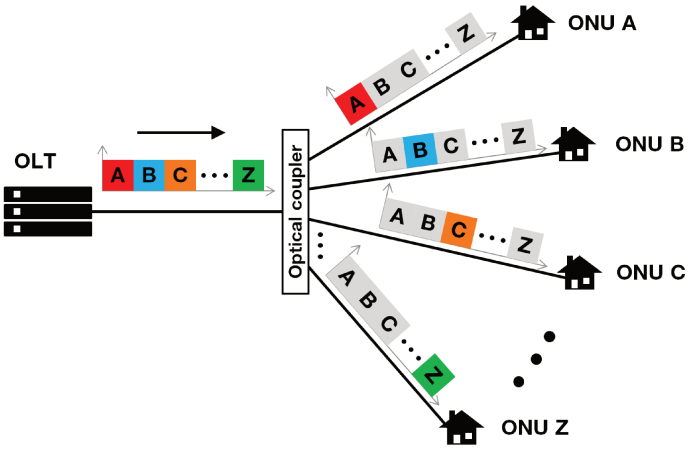


FIGURE 1.14 – Schéma de transmission Downstream TDM PON

Dans le sens montant, la transmission se fait en mode rafale (mode *burst*). Chaque ONU transmet ses données durant un laps de temps défini par l'OLT. Les données des ONU sont émises de manière à ce que les paquets provenant d'ONU différents arrivent de façon séquentielle dans la partie commune de la fibre sans se chevaucher. Un intervalle de temps est utilisé entre chacune des trames. Cette méthode de transmission est appelée Time Division Multiple Access (TDMA). La Figure 1.15 représente le principe de transmission TDMA utilisé dans le PON. Cette fois-ci l'OLT reçoit tous les messages et peut tous les lire.

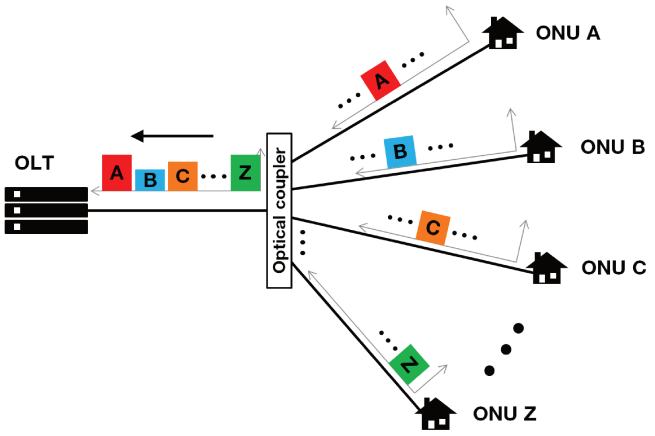


FIGURE 1.15 – Schéma de transmission Upstream TDMA PON

Pour le G-PON, les longueurs d'onde définies se situent dans la bande C (1480nm-1500nm) pour le sens descendant et la bande O (1260nm-1360nm) pour le sens montant [46]. Initialement large de 100nm la bande de longueur d'onde du sens montant est réduite dans deux options : la *reduced wavelength band option* pour des longueurs d'onde comprises entre 1290nm et 1330nm, et la *narrowed wavelength band option* pour des longueurs d'onde entre 1300nm et 1320nm [50]. La *reduced wavelength band option* est la solution la plus considérée dans le déploiement à long terme, puisqu'elle permet la cœxistence du G-PON avec son successeur comme nous le verrons dans la suite de cette partie.

XG-PON et XGS-PON

La successeur du G-PON à l'ITU-T est le XG(S)-PON. Il connaît deux versions. La première date de 2010 et spécifie des recommandations permettant de réaliser un débit de 10Gbit/s en sens descendant et de 2,5Gbit/s en sens montant. Elle est aussi connue sous le nom de Next-Generation PON 1 (NG-PON1), XG-PON1 ou XG-PON et est identifiée par le code G.987 [51]. La seconde norme rédigée en 2016, concerne les transmissions PON en débit symétrique à 10Gbit/s qui étaient initialement prévues dans la norme précédente. Il s'agit du XGS-PON [23]. On regroupe ces deux *recommendations* sous le terme XG(S)-PON et le code G9807.

Les longueurs d'onde du XG(S)-PON ont été définies dans l'optique de ne pas chevaucher celles utilisées par le G-PON, notamment lorsque la *reduced wavelength band option* est utilisée. Pour le sens montant, la bande de longueurs d'onde est en bande O, entre 1260nm et 1280nm. La bande des longueurs d'onde du sens descendant est en bande C, entre 1575nm et 1580nm [51].

Outre le débit et les longueurs d'onde, une grande différence entre le XG(S)-PON et le G-PON réside dans l'utilisation du Forward Error Correction (FEC). Précédemment il était optionnel, dorénavant il est obligatoire pour garantir un taux d'erreur minimal pour tous les ONU à portée de budget optique.

Il est à noter que les classes de budget optique reproduisent celles du G-PON, la classe B+ (28dB) étant la plus courante. La cœxistence des deux technologies sur la même infrastructure demande l'ajout d'un équipement passif de cœxistence. Avec l'ajout des pertes de cet équipement, les classes de budget optique du XG(S)-PON augmentent toutes de 1dB [11]. Ainsi on obtient le Tableau 1.1 qui regroupement toutes les classes de réseau de distribution optique (ODN). On note que la classe D a été récemment ajoutée (août 2019) à la norme G-PON [52].

G-PON		XG(S)-PON	
Classe d'ODN	Budget Optique (dB)	Classe d'ODN	Budget Optique (dB)
A	5-20		
B	10-25		
B+	13-28	N1	14-29
C	15-30	N2	16-31
C+	17-32	E1	18-33
D	20-35	E2	20-35

Tableau 1.1 – Classes d'ODN définies dans les normes du G-PON et du XG(S)-PON

La classe majoritairement utilisée par la plupart des opérateurs pour le XG(S)-PON est la classe N1 (14dB-29dB) correspondant à la cœxistence possible avec la classe B+ du G-PON. Elle permettait un taux de couplage de 1:64 associé à une portée de 20km.

NG-PON2

En parallèle du XG(S)-PON, l'ITU-T a proposé un modèle alternatif d'ODN basé sur la superposition d'un multiplexage en longueur d'onde (Wavelength Division Multiplexing (WDM)) au TDM traditionnel. Il en résulte un type de transmission hybride, le Time and Wavelength Division Multiplexing (TWDM). L'introduction de cette technologie ne se fait pas en respectant le réseau actuellement déployé, mais elle vient plutôt le perturber en proposant une architecture alternative de réseau d'accès optique.

La seule norme actuelle exploitant le Dense WDM (DWDM) dans le réseau d'accès est effectivement le NG-PON2 qui date de 2013 et qui a le code G.989 [53]. La norme offre la possibilité

de transmettre quatre ou huit longueurs d'onde différentes selon l'option choisie. Chaque longueur d'onde assure soit 10Gbit/s montant et descendant, soit 2,5Git/s montant et descendant, soit 2,5Gbit/s montant et 10Gbit/s descendant. Ainsi le NG-PON2 propose un débit cumulé en ligne de 10Gbit/s à 40Gbit/s.

Bien que les longueurs de fibre et taux de couplage par défaut soient similaires à ceux des normes mono-longueur d'onde (20km pour un couplage de 1:64), la norme prévoit des options permettant de grimper jusqu'à une étendue de 60km et un taux de couplage de 1:256.

Le plan de longueurs d'onde prévu par le NG-PON2 est situé de manière à ne pas entraîner de superposition avec le G-PON et le XG(S)-PON. Dans le sens descendant, la plage de longueurs d'onde attribuée est entre 1596nm et 1603nm. Le sens montant, quant à lui, est défini entre 1524nm et 1544nm. Comme pour le G-PON, il existe des options pour réduire la largeur de la bande du sens montant. La *reduced band option* se situe de 1528nm à 1540nm alors que la *narrow band option* est entre 1532nm et 1540nm.

Un ONU NG-PON2 doit être capable de détecter chacune des quatre longueurs d'onde dans un but de simplification du déploiement et de faire profiter chaque client du débit maximum. Le coût élevé de ce type d'ONU et le manque de maturité technique ont découragé de nombreux opérateurs à investir dans cette technologie. Seul l'américain Verizon a investi massivement dans une version non normalisée et simplifiée du NG-PON2 [54].

Il est à noter que le NG-PON2 introduit une option pour réaliser des transmissions WDM point-à-point (Point-to-Point (Ptp)). Le PtP WDM PON partage une même plage de longueur d'onde pour le sens montant et le sens descendant. Si l'option PtP WDM est déployée seule, la largeur de bande réutilise en partie celle prévue pour le sens montant du TWDM PON. Ainsi la plage de 1524nm à 1625nm est réservée pour le sens montant et le sens descendant. Dans le cas d'un déploiement conjoint avec le TWDM, la norme prévoit une plage de longueurs d'onde de 1603nm à 1625nm.

Chaque canal PtP WDM comprend une paire de longueurs d'ondes, une pour le sens montant et une pour le sens descendant. L'espacement en longueur d'onde des canaux est au minimum 100GHz, ce qui vaut à peu près 0,8nm dans la plage de longueurs d'onde de la norme.

Dans un avenant de la norme NG-PON2 [55], deux nouvelles classes de budgets optiques sont définies pour les transmissions PtP WDM. Le Tableau 1.2 réunit ces nouvelles classes en comparaison de celles définies pour les transmissions Ethernet point-à-point à 1Gbit/s (PtP GigE) [56]. Les classes B et L2 étant proches, on peut envisager de capitaliser sur l'infrastructure déployée pour le PtP GigE pour le déploiement du PtP WDM NG-PON2.

GigE PtP		PtP WDM NG-PON2	
Classe d'ODN	Budget Optique (dB)	Classe d'ODN	Budget Optique (dB)
S	0-15		
A	4-20	L1	8-17
B	12-25	L2	15-25

Tableau 1.2 – Classes d'ODN définies dans les normes du GigE PtP et du PtP WDM NG-PON2

Cette option PtP WDM PON se révèle très intéressante pour le déploiement des sites antennaires du réseau d'accès mobile, ce qui suscite l'intérêt des opérateurs contrairement à l'option TWDM. En effet, les liens entre les centraux et les sites mobiles sont historiquement reliés en lien Ethernet point-à-point. L'utilisation du PtP WDM PON est une évolution douce de ce lien qui mutualise l'infrastructure. Nous étudierons des prototypes industriels de cette technologie dans le troisième chapitre de cette thèse.

1.3.3 Notions de trames et protocoles

La transmission TDM/TDMA du G-PON et XG(S)-PON demande une couche protocolaire particulière pour synchroniser l'OLT avec tous les ONU de l'arbre PON. En effet, tous les ONU ne sont pas à la même distance de l'OLT. Le délai induit est important à prendre en compte dans le sens montant. De plus, lorsque l'on ajoute un nouvel ONU à l'arbre, cela ne doit pas entraîner de perte de connexion pour les autres ONU au moment de l'ajout du nouveau module.

Tous ces cas sont pris en compte dans la conception des transmission entre OLT et ONU. Dans cette partie, les trames et protocoles du G-PON sont présentés pour que le lecteur ait une meilleure compréhension du fonctionnement du PON.

Sens descendant (Downstream)

Concernant le sens descendant ou downstream, l'OLT envoie des données à tous les ONU. Les ONU reçoivent toutes les données mais décodent uniquement celles qui les concernent.

Dans les deux technologies de l'ITU-T, le G-PON [6] et XG(S)-PON [22], le signal émis est censé être reçu par tous les ONU de l'arbre. Ceux-ci doivent être capables de lire toutes les données envoyées, notamment l'en-tête de paquets PON (G-PON Transmission Convergence (GTC) packet). L'en-tête s'appelle le Physical Control Block Transmission (PCBd) qui est envoyé pour être lu par tous les ONU. Le PCBd, comme montré sur la Figure 1.16, est constitué de différents champs qui sont connus par leur dénomination anglaise : Physical Synchronisation (PSync), Ident, Physical Layer OAM Operations, Administrations and Maintenance downstream (PLOAMd), Bit Interleaved Parity (BIP), Payload Length downstream (PLend) et Upstream Bandwidth Map (BWmap).

Le PSync est un ensemble de 32 bits qui permettent aux ONU de distinguer le début de chaque trame. Le champ Ident permet d'indiquer d'une part si l'on utilise du FEC dans la transmission descendante et d'autre part de compter, de numéroter chaque trame ce qui est utile lors de l'emploi de super-trame. Une super-trame est une trame dépassant la taille limite d'une trame classique, cette super-trame est découpée alors en plusieurs trames numérotées et identifiées comme formant un seul message. Le rôle du champ PLOAMd est de transporter le contenu du message Physical Layer OAM Operations, Administrations and Maintenance (PLOAM) représentant les fonctions de management de la transmission. On y retrouve l'activation des ONU, l'Optical Network Unit Management and Control Channel (OMCC), la configuration de cryptage, des clefs et les signaux d'alarme. Le champ BIP est un moyen de discriminer s'il y a eu des erreurs de transmissions via les bits de parité transmis depuis les dernières 125µs. Le PLend contient la longueur du champ BWmap et de la partition Asynchronous Transfer Mode (ATM). Le BWmap détermine l'allocation de bande-passante à chaque Transmission Container (T-CONT). Un container est un groupe logique de données. On y associe un type, parmi les 5 de la norme, définissant la nature du service qu'il peut contenir. Par exemple, un T-CONT de type 1 est associé à une bande passante fixe permettant alors de contenir des services sensibles à la latence et aux fluctuations de débit tel que la voix sur IP (Voice over Internet Protocol (VoIP)).

La GTC payload, qui est transmise après le PCBd, est la partie de la trame qui contient les données à transmettre.

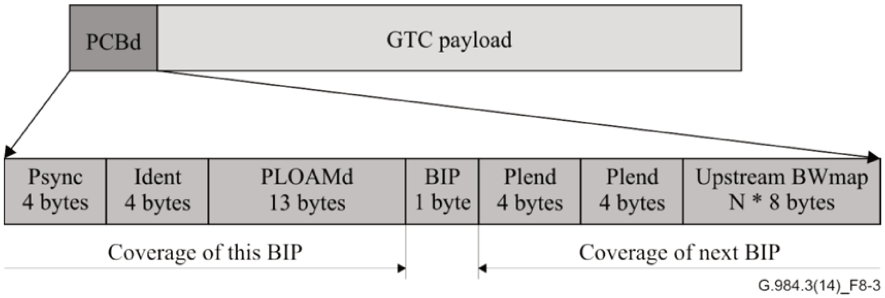


FIGURE 1.16 – Représentation du PCBd

Il est à noter que toutes les données subissent un bouillage, nommé *scrambling*, sauf le champ PSync. Le *scrambling* est une manière de mélanger les symboles binaires afin d'éviter de trop longues séquences de 0 ou de 1 pouvant rendre difficile la récupération d'horloge en réception. Il permet d'équilibrer la quantité de 0 et 1 ce qui diminue le décalage de tension continue sur les composants. Pour le G-PON, le *scrambling* consiste à appliquer une opération OU-exclusive entre les données et la séquence pseudo aléatoire issue du polynôme $x^7 + x^6 + 1$.

Nous étudierons plus en détail le scrambling dans le prochain chapitre et notamment son application avec un format de modulation PAM4.

Sens montant (Upstream)

Dans le sens montant, c'est-à-dire quand un ONU transmet des données en direction de l'OLT, la transmission est faite en mode *burst*, ou mode rafale. L'ONU transmet des données par intermittence dans des fenêtres de temps définies par lOLT.

On peut comparer les *bursts* du sens montant aux trames continues du sens descendant (voir Figure 1.17). Leur structure est sensiblement différente. On y trouve le Physical Layer Overhead upstream (PLOu) et l'*Allocation intervals*. Les *bursts* sont séparés les uns des autres par un intervalle de temps, appelé temps de garde, quand ils sont regroupés dans la fibre qui sert de tronc à l'arbre PON.

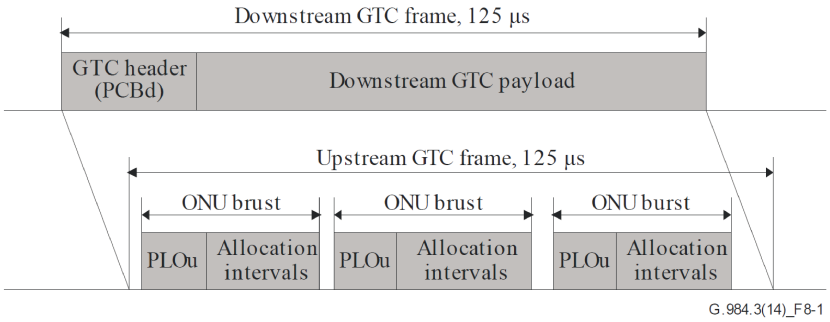


FIGURE 1.17 – Représentation des *bursts* en comparaison au tramage du sens descendant

La Figure 1.18 présente en détail de contenu et la structure de chaque *bursts*.

Le PLOu contient le préambule, le délimiteur et l'en-tête du *burst* correspondant à un ONU. L'en-tête est composée du champ BIP, de l'ONU-ID qui est la dénomination unique de l'ONU, et de l'Ind qui est un champ rapportant le statut de l'ONU (état d'attente, utilisation de FEC, etc...).

Dans l'*Allocation intervals*, on transmet le champ Physical Layer OAM Operations, Administrations and Maintenance upstream (PLOAMu) pour le management, le champ Dynamic Bandwidth Report upstream (DBRu) s'il est demandé par l'OLT dans le BWmap, et la *Payload* (les données utiles).

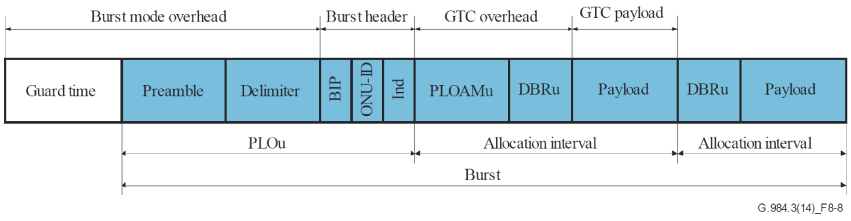


FIGURE 1.18 – Représentation d'un *burst*

Cette vision protocolaire des transmissions du PON met en évidence la difficulté d'implémen-

tation d'une solution technique devant changer la forme du signal pour une partie des ONU. En effet, on observe qu'au sein des trames du sens descendant, une partie doit être nécessairement lue par tous les ONU. De manière similaire, toutes les trames émises par les ONU doivent pouvoir être lues par l'OLT.

Cette problématique sera abordée dans le chapitre 4 traitant de l'implémentation de l'égalisation dans le réseau d'accès optique.

1.3.4 Cœxistence des technologies et plan de longueurs d'onde

Jusqu'à présent l'ITU-T a conçu des normes pouvant toutes cœxister sur la même infrastructure passive. Les longueur d'ondes issues de ces normes sont agencées de manière à ne pas se superposer entre elles. La Figure 1.19 représente le plan de longueurs d'onde des télécommunications optiques dans le réseau d'accès. On représente le pic OH, car les normes de l'ITU-T sont définies internationalement et certains opérateurs n'ont pas déployé la fibre G657.A2 ayant une atténuation plus faible en bande E.

En plus des longueurs d'ondes présentées précédemment, on remarque la présence d'un canal dédié à la vidéo entre 1550nm et 1560nm. Ce canal est une option pour des services vidéo comme décrit dans la norme G-PON [50].

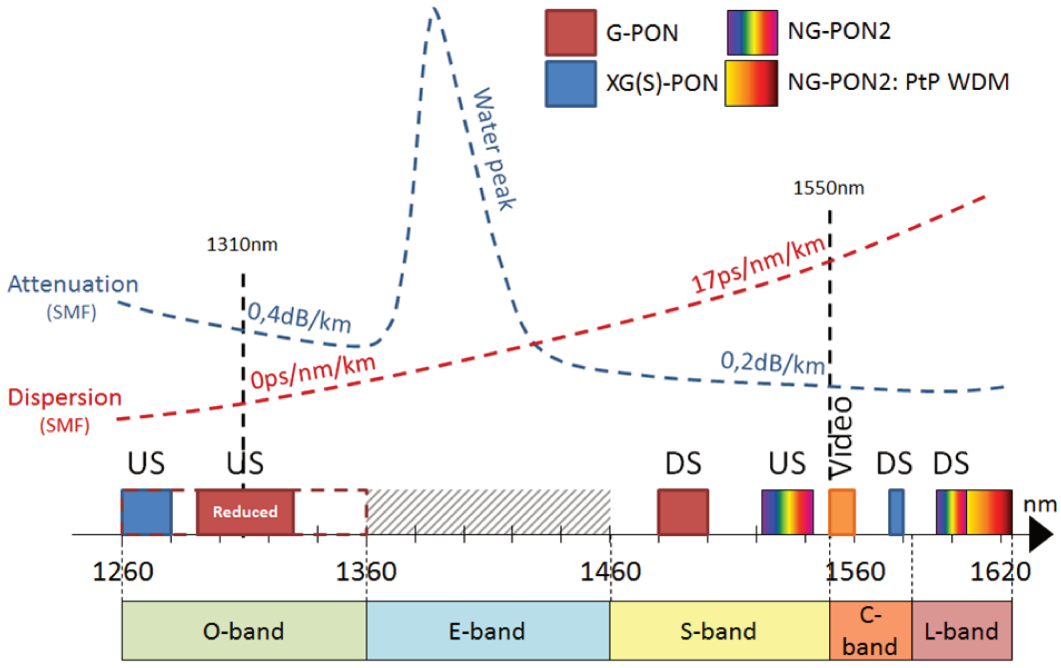


FIGURE 1.19 – Plan de longueurs d'onde des technologies PON normalisées à l'ITU-T

On remarque que le plan est déjà fortement occupé. Il n'y a que peu de place de disponible. La partie supérieure de la bande O, appelée bande O+, avec sa faible dispersion chromatique semble être un emplacement de choix pour la prochaine génération de PON.

1.4 Quelles solutions pour la montée en débit ?

Avec la demande en débit toujours croissante et le contexte concurrentiel du réseau d'accès, la montée en débit est un sujet très actif dans le monde de la recherche. De nombreuses propositions sont formulées, allant de celles visant la compatibilité avec le réseau actuel à celles proposant une rupture avec ce qui se faisait précédemment.

Dans cette partie, nous évoquerons les solutions proposées pour monter en débit les plus fréquemment rencontrées en conférences et dans les journaux techniques. Dans un premier temps, nous présenterons des formats de modulation pouvant être des successeurs à celui utilisé dans le

G-PON et XG(S)-PON. Ensuite, nous verrons les propositions tendant à intégrer la technique de la détection cohérente à moindre coût dans le réseau d'accès. L'égalisation sera mentionnée, son objectif est de compenser les défauts du canal. L'égalisation peut être obtenue de manière analogique à l'aide de filtre ou numérique à l'aide d'un convertisseur analogique-numérique (Analog-to-Digital Converter (ADC)), on parle alors de Digital Signal Processing (DSP). Enfin, nous citerons le multiplexage en longueur d'onde déjà présent dans la norme NG-PON2.

1.4.1 Formats de modulation avancés

Les transmissions optiques des générations de PON précédentes étaient basées sur le format de modulation NRZ On-Off Keying (OOK), que l'on nomme par abus de langage juste NRZ. Ce format de modulation, très simple, consiste à traduire les données binaires directement en un équivalent électrique. Un 0 est représenté par une intensité faible et un 1 par une intensité forte. Le NRZ possède deux niveaux d'amplitude et transmet un bit par symbole transmis. Son efficacité spectrale correspond au débit utilisé, si l'on transmet 10Gbit/s, le premier lobe de la densité spectrale de puissance occupera 10GHz. Cette occupation spectrale définit la bande passante minimale des composants de la chaîne de transmission.

Pour illustrer les performances de chaque modulation, nous avons essayé d'avoir des conditions similaires entre chaque référence. Nous nous restreignons à de la modulation d'intensité à l'émetteur et à de la détection directe au récepteur (Intensity Modulation and Direct Detection (IMDD)). Nous citerons simplement par la suite deux exemples de détection cohérente afin de montrer le décalage technologique qui existe avec l'IMDD.

Propositions de formats de modulation

Une manière d'accroître le débit est d'augmenter l'efficacité spectrale en changeant le format de modulation. Les formats de modulation les plus couramment proposés sont le PAM4, le duobinaire et l'Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM).

PAM4 : Le format de modulation PAM4 est un codage de l'information basé sur quatre niveaux d'amplitude du signal physique. Il permet donc de transmettre deux bits par symbole. Pour un débit de 10Gbit/s, l'occupation spectrale du premier lobe sera alors de 5GHz seulement.

Les publications sur le PAM4 ont montré que ce format présentait une efficacité certaine. Par contre, l'écart entre les niveaux plus petit que celui du NRZ entraîne un besoin plus contraignant en rapport signal à bruit (Signal-to-Noise Ratio (SNR)).

L'utilisation d'égalisation très poussée, à base d'apprentissage machine, permet d'utiliser le PAM4 pour transmettre 40Gbit/s ou 50Gbit/s avec des composants à 10Ghz de bande passante.

Le format de modulation PAM4 a l'avantage d'être utilisé par un autre segment du réseau : les *DataCom* (communications inter et intra-Data Centers) [24]. Les transmissions PAM4 sont faites sur plusieurs centaines de mètres et à des longueurs d'onde proche de 900nm. Il est opportun de profiter de l'expérience des industriels sur l'implémentation de ce format de modulation dans des systèmes commerciaux pour aider son adoption dans le réseau d'accès.

Duobinaire : Le duobinaire est issu du filtrage passe-bas d'un signal NRZ. D'un point de vue analogique, ce filtrage créé une distorsion du signal lors de l'alternance rapide de bits. Par exemple, lorsqu'un symbole binaire "zéro" est entouré de "un" de part et d'autre, le niveau d'amplitude "zéro" ne saura pas atteindre le niveau bas correspondant à celui d'une longue série de "zéro" ; et inversement.

Avec une adaptation du filtrage (filtrage de bande passante égale à la moitié du débit binaire ou filtre Finite Impulse Response (FIR) numérique), le signal résultant comporte trois niveaux d'amplitude possibles à l'instant de décision : haut, médian et bas (1, 0 et -1). Dans le domaine optique, ces trois niveaux d'amplitude peuvent correspondre à 3 niveaux de puissance ou seulement à deux

niveaux de puissance si l'état +1 et -1 sont antipodaux (de même puissance mais amplitude de puissance opposée). On parle alors de Electrical DuoBinary (EDB) et de Optical DuoBinary (ODB) respectivement.

Le filtrage peut se faire de différentes façons, pour plus de détails nous nous référons à la thèse de Justine Konopacki issue de notre laboratoire [57]. Bien évidemment la valeur initiale du symbole mais aussi de celui qui le précède ont besoin d'être connus pour évaluer chaque symbole résultant. Cela engendre une complexité au moment de la lecture des données. La présence de 3 niveaux contraint également le SNR comme pour le PAM4.

OFDM : L'OFDM est très différent des formats de modulation précédents. Il s'agit d'un format utilisé pour les communications radio et le réseau d'accès cuivre. Contrairement aux deux précédents formats de modulation, l'OFDM n'est pas modulé en bande de base, il utilise une fréquence porteuse. L'OFDM est composée de plusieurs fréquences sous-porteuses transportant l'information. Dans les transmissions radio, les multiples sous-porteuses permettent une robustesse du signal aux trajets multiples de la transmission sans fil. Dans le cas de la fibre optique, ces sous-porteuses augmentent fortement le débit.

Nous écartons l'OFDM de nos cas d'étude suite aux précédentes thèses du laboratoire [58] [59] [60]. Ces études ont montré que l'OFDM était trop coûteux et complexe pour le PON à cause du recours nécessaire à du traitement numérique du signal.

Le NRZ jusqu'à présent utilisé dans les transmissions optiques du réseau d'accès est le format de modulation le plus simple. Il est aussi celui qui peut tolérer un SNR moins bon que les autres formats, grâce à ses deux niveaux d'amplitude, mais il est le plus sensible à la dispersion chromatique ainsi qu'à des déviations de la bande passante des composants optiques par rapport à une valeur nominale. L'utilisation d'une photodiode à avalanche (Avalanche PhotoDiode (APD)) [61] ou d'une photodiode Positive Intrinsic Negative (PIN) de 25GHz de bande passante est requise si l'on souhaite éviter ou diminuer l'utilisation de traitement du signal.

Le duobinaire et le PAM4 permettent une diminution de la bande passante des composants optiques et ont de ce fait une meilleure tolérance à la dispersion chromatique des fibres mais au prix d'une moins bonne sensibilité et d'une complexité des encodeurs/décodeurs accrue. L'OFDM, quant à lui, nécessite très peu de bande passante mais requiert une très grande linéarité des composants, du traitement du signal en émission et réception et perd énormément en sensibilité. Comparé à l'EDB, l'ODB en général nécessite une émission plus complexe notamment avec la présence d'un Mach-Zehnder Modulator (MZM) mais il possède une détection plus simple à la réception. Il ne serait envisagé que pour les transmissions descendantes pour centraliser la complexité à l'OLT dans l'arbre PON.

Comparaison des performances des formats de modulation

Nous recensons plusieurs résultats expérimentaux au sein du Tableau 1.3.

La plupart des expériences sont réalisées *offline*, c'est à dire que les données de test sont générées par ordinateur, transmises sur le banc expérimental puis traitées par ordinateur. Cette catégorie d'expérience permet d'effectuer du traitement du signal et de tester des algorithmes qui prennent plusieurs heures à s'optimiser. Ce type d'expérience est opposé aux expériences dites en temps-réel qui utilisent des équipements dédiés pour générer les données et mesurer les erreurs faites lors de la transmission en temps-réel.

format de modulation	Débit (Gbit/s)	Portée (km)	sensibilité (dBm) @BER 10^{-3}	Spécificités	Laboratoire	Réf.
NRZ	13,95	20	-23,5	MZM, Égalisation	Alcatel-Lucent Shanghai Bell	[62]
NRZ	28	20	-15,5	DML, PRBS7	Shanghai Jiao Tong University	[63]
NRZ	25	20	-28,7	MZM, **détection cohérente**, égalisation	Nokia Bell Labs Murray Hill	[64]
NRZ	1	30	-34,5	temps-réel, système WDM (étudié durant la thèse, voir chapitre 3)	Orange Labs Lannion	[65]
NRZ	3,1	30	-33,3	temps-réel, système WDM (étudié durant la thèse, voir chapitre 3)	Orange Labs Lannion	[65]
PAM4	27,9	20	-18,5	MZM, Égalisation	Alcatel-Lucent Shanghai Bell	[62]
PAM4	28	20	-14,5	DML, PRBS7	Shanghai Jiao Tong University	[63]
PAM4	40	20	-12	MZM, Égalisation par apprentissage machine	Nokia Shanghai Bell	[66]
PAM4	50	20	-8,6	MZM, Égalisation par apprentissage machine	Nokia Shanghai Bell	[66]
PAM4	25	40	-18,5	DML, temps-réel (résultat de thèse, voir chapitre 2)	Orange Labs Lannion	[67]
PAM4	25	20	-20,6	DML, amplification optique, temps-réel (résultat de thèse, voir chapitre 2)	Orange Labs Lannion	[68]
EDB	26,04	20	-18,2	MZM, Égalisation	Alcatel-Lucent Shanghai Bell	[62]
EDB	28	20	-14,3	DML, PRBS7	Shanghai Jiao Tong University	[63]
EDB	25	20	-26	MZM, égalisation	Huawei Technolgies Shenzhen	[69]
EDB	25	25	-15,8	DML, temps-réel	Orange Labs Lannion	[70]
EDB	50	20	-21,4	MZM, **détection cohérente**, égalisation	Nokia Bell Labs Murray Hill	[64]
ODB	25	20	-22,5	MZM, APD 10GHz, temps-réel	Huawei Technolgies Wuhan	[71]
ODB	25	20	-25	MZM, APD 16GHz, temps-réel	Huawei Technolgies Wuhan	[71]
ODB	25	20	-26,5	MZM, filtre VSB, égalisation, temps-réel (étudié durant la thèse, voir chapitre 3)	Huawei Technolgies Wuhan	[72]
OFDM	36,7	25	0	amplification optique, bande latérale unique	FOTON Lannion	[73]
OFDM	28	20	-1	amplification optique	Orange Labs Lannion	[74]
OFDM	6,67	26,7	-15,2	égalisation	Peking University Beijing	[75]
OFDM	14,69	100	-22	amplification optique, bande latérale unique	FOTON Lannion	[76]

Tableau 1.3 – État de l'art des performances des formats de modulation dans l'accès

La Figure 1.20 illustre les performances de chaque modulation en sensibilité à un débit donné. On y remarque que plus le débit augmente, plus la sensibilité augmente.

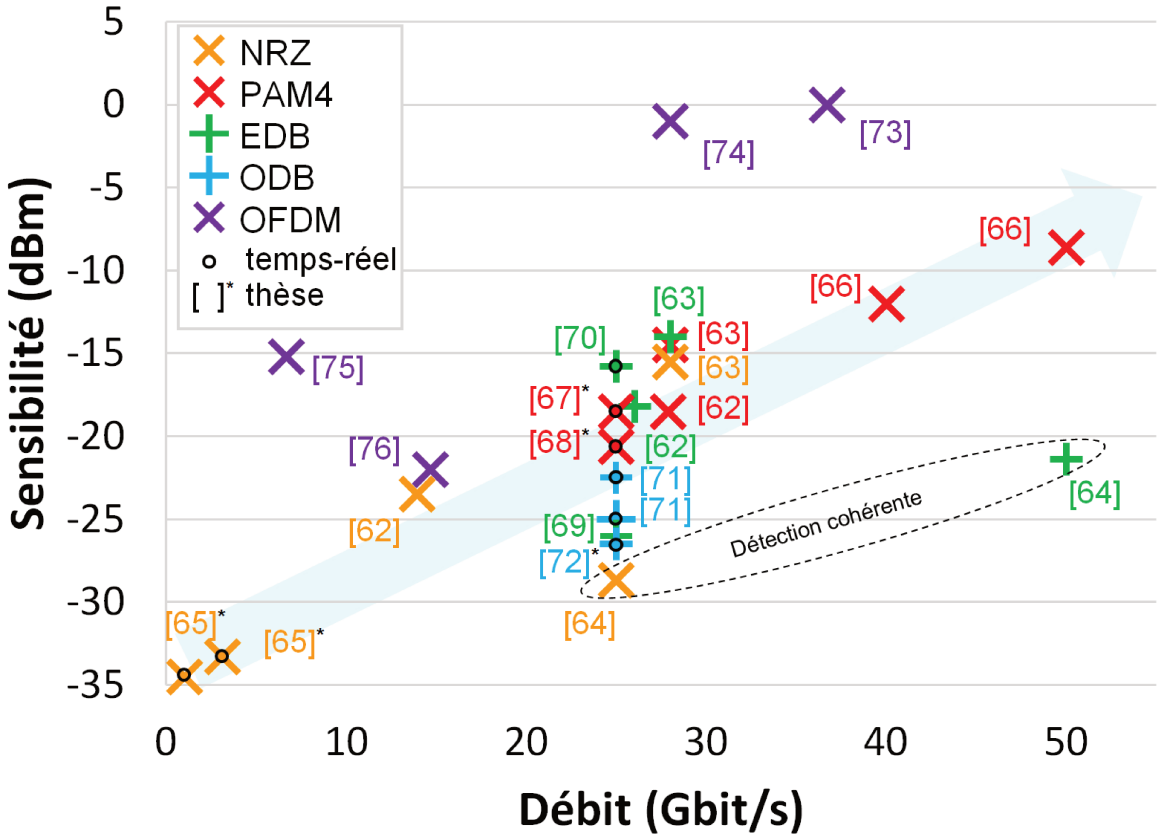


FIGURE 1.20 – Positionnement des études de l'état de l'art IMDD concernant des transmissions sur 20km de fibre par rapport à la sensibilité atteinte (pour un BER à 10^{-3}) en fonction du débit

Les organismes de normalisation s'intéressent à ces propositions de changement de format de modulation. L'ITU-T dans le supplément à la future norme pour le HS-PON [10], successeur au XG(S)-PON, établit une comparaison entre ces trois formats de modulation. Cette comparaison est résumée dans le Tableau 1.4.

Attributs	NRZ	EDB		ODB	PAM4	OFDM
		Tx & Rx	Rx seul			
Bande passante optique requise @Tx (B0 est le débit)	~0,9 B0	~1/3 B0	~0,9 B0	~1/3 B0	>0,45 B0	≪B0
Bande passante optique requise @Rx (B0 est le débit)	~0,75 B0	~3/8 B0	~1/3 B0	~0,75 B0	>3/8 B0	≪B0
Pénalité estimée en sensibilité en BtB par rapport au NRZ	0	~2	~1-2	~1	>3	>4
Tolérance à la dispersion	+	++	++	+++	+++	++++
Linéarité de l'émetteur requise	non	non	non	non	oui	OUI (grande linéarité requise)
Linéarité du récepteur requise	non	quasi-linéarité requise	quasi-linéarité requise	non	oui	OUI (grande linéarité requise)
Complexité de l'émetteur	+ ++++ si ampli	+ ++++ si ampli	+ ++++ si ampli	+++ modulateur de phase requis ++++ si ampli	++ ++++ si ampli	++++++++ (DSP requis)
Complexité du récepteur	+ +++++++ si DSP	++ (décodeur EDB) +++++++ si DSP	++ (décodeur EDB) +++++++ si DSP	+ (détection NRZ) +++++++ si DSP	++++ (décodeur PAM4) +++++++ si DSP	++++++++ (DSP requis)

Tableau 1.4 – Comparaison d'implémentation au PON des formats modulation NRZ, duobinaire (EDB Tx & Rx, EDB Rx et ODB), PAM4 et OFDM [10]

Bien que le NRZ semble être la solution la moins complexe, son besoin de DSP encourage l'étude d'autres formats de modulation.

Le PAM4 est le format de modulation le plus proche du NRZ au niveau du concept. Il nous semble pertinent pour la montée en débit du réseau d'accès optique, notamment grâce à sa grande tolérance à la dispersion chromatique et son efficacité spectrale. Il paraît être un bon compromis pour garder une simplicité similaire à celle du NRZ. Son adoption pour le domaine des *Datacom* nous encourage dans cette étude [24] et nous présenterons nos résultats de recherche dans le chapitre 2.

Le duobinaire est aussi un bon candidat selon nous, il sera cependant abordé seulement dans le cadre des solutions industrielles étudiées durant cette thèse et présenté dans le chapitre 3. En effet, le duobinaire a déjà fait le sujet d'une thèse au sein de notre laboratoire [57] dont les conclusions nous ont amenés à continuer notre étude des formats de modulation.

1.4.2 Récupération de phase et détection cohérente

La détection cohérente ou détection synchrone est très connue et utilisée dans le domaine du réseau de *transport optique*. Cette technique permet de récupérer l'amplitude et la phase d'un signal optique contrairement à la détection directe qui ne décode que l'amplitude. Il existe plusieurs techniques, la plus connue étant la détection hétérodyne basée sur la soustraction de fréquence à avec celle d'un oscillateur local à la réception.

L'utilisation d'un oscillateur local permet à la détection cohérente d'améliorer le SNR par rapport à la détection directe [77]. L'ajout de détection de la phase au signal permet de concevoir

des formats de modulation exploitant cet aspect. Ces formats modulent en amplitude et en phase l'onde optique émise par le laser et permettent d'émettre plusieurs bits par symbole. Ils ont une haute efficacité spectrale qui se révèle très intéressante pour transmettre à très haut débit sur des composants à bande passante limitée.

L'oscillateur local nécessaire à la détection cohérente est très coûteux. Le besoin de synchroniser l'oscillateur local au signal laser reçu et devoir rattraper en temps-réel les dérives entre les deux par traitement du signal rendent ce type de détection très complexe par rapport à la détection directe. De plus, l'émetteur nécessite un double MZM pour moduler en amplitude et en phase, ce qui n'est pas réalisable avec un Directly Modulated Laser (DML). Le coût et la complexité d'une telle solution ont empêché son adoption pour le réseau d'accès jusqu'à présent. Les opérateurs souhaitent garder les coûts le plus bas possible, notamment pour l'équipement installé chez le client qui s'occupe de la réception.

Dans le monde de la recherche, de nombreux travaux étudient la simplification de ce type de détection. De ces travaux est née la détection Kramers-Konig, aussi appelée détection KK [78]. Cette technique permet aussi de récupérer la phase du signal émis. Contrairement à la détection cohérente classique, la détection KK est basée sur une émission particulière nécessitant un modulateur externe MZM et un filtre optique très précis afin d'obtenir un signal à bande latérale unique. La réception, quant à elle, demande une détection directe ainsi qu'un convertisseur analogique-numérique (ADC) pour traiter le signal et appliquer l'algorithme de Kramers-Konig afin d'obtenir les parties réelle et imaginaire du signal.

La détection KK a montré son efficacité. Par exemple, il a été démontré qu'une transmission à 56Gbit/s sur 14km de fibre monomode est réalisable [79]. Bien que cette méthode présente de bonnes performances, les coûts engendrés par l'utilisation d'un MZM et de l'ADC ne font pas de cette proposition une solution surpassant les autres et sur laquelle le futur du réseau d'accès reposerait.

1.4.3 L'égalisation du canal

L'égalisation est très connue dans les transmissions du réseau de *transport optique*. Il ne s'agit pas d'une solution indépendante des autres mais d'une technique complémentaire destinée à améliorer les performances de la transmission. L'égalisation regroupe un ensemble de procédés plus ou moins efficaces qui agissent sur la forme temporelle du signal physique. Leur effet est de rendre possible une transmission pour une architecture donnée et un débit donné qui, sans égalisation, présenterait des performances trop mauvaises pour concevoir un système viable. La plupart des techniques d'égalisation utilisent des ADC en réception pour faire du traitement du signal numérique.

Les transmissions qui utilisent de l'égalisation sont habituellement des liaisons point-à-point. L'implémentation point-à-multipoints du réseau d'accès optique étant très différente et plus contraignante que celle point-à-point, nous y consacrerons une partie de la thèse. Le chapitre 4 traite de ce sujet.

1.4.4 Le multiplexage en longueur d'onde

Déjà proposé avec le NG-PON2, le multiplexage en longueur d'onde (WDM) permet de transmettre des informations sur plusieurs longueurs d'ondes. Pour combiner/séparer plusieurs longueurs d'onde sur la même fibre optique, on utilise un multiplexeur/démultiplexeur qui filtre les longueurs d'onde pour les associer à des canaux WDM. Il existe différentes options d'espacement entre les canaux WDM : un espacement large de 20nm avec le Coarse WDM (CWDM), un espacement plus faible (de 0,1nm à 0,8nm) avec le DWDM et un espacement très faible (inférieur à 0,1nm) avec le Ultra DWDM (UDWDM).

Il est possible d'utiliser le WDM pour le PON en associant un canal par client ou de partager chaque canal entre plusieurs client, on parle alors de TWDM.

Le principal souci de cette solution est la gestion des longueurs d'onde. En effet, dans le cadre du PON et pour simplifier le déploiement, les ONU doivent être banalisés et s'accorder en longueur d'onde. C'est-à-dire qu'un ONU déployé doit pouvoir changer de longueur d'onde de manière autonome pour occuper un canal disponible sur l'arbre PON que l'on fasse du TWDM ou du WDM pur. Cette accordabilité en longueur d'onde est complexe à réaliser à bas coûts, ce qui explique en partie le rejet du NG-PON2 par les opérateurs.

En plus de cet aspect financier, le WDM soulève de nouveaux problèmes. Parmi ces soucis, on note la diaphonie (*crosstalk*) qui est une interaction entre canaux adjacents perturbant la transmission.

Le WDM requiert aussi le maintien de la longueur d'onde. En effet, la fréquence du signal optique émis par un laser, et donc la longueur d'onde, a tendance à changer selon la température de l'environnement de déploiement (allant d'une habitation chauffée à une armoire de rue installée en extérieur et subissant les intempéries). Cette dérive de la longueur d'onde peut entraîner le changement de canal d'un laser ou le déplacement de la raie laser en bord de canal, ce qui engendre une diminution de la puissance reçue à cause des filtres en ligne (Arrayed Waveguide Grating (AWG)). La température peut également changer les caractéristiques du filtre et désadapter le couple laser/filtre. Le maintien de la longueur d'onde est compris dans la conception du transceiver qui doit tolérer des changements de température allant de -45°C à +80°C dans le cas d'une installation extérieure, ce qui augmente son coût.

Il est à noter que lors du démarrage d'un laser, sa longueur d'onde varie et peut déraper dans les canaux adjacents. Ce phénomène a été étudié dans notre laboratoire lors de la thèse de Gaël Simon, soutenue en 2016, portant sur l'introduction des technologies de multiplexage en longueur d'onde dense dans les futures générations de réseaux d'accès optique [3].

1.4.5 Stratégie des grands opérateurs et des équipementiers pour répondre au défi de la montée en débit

La montée en débit du réseau d'accès préoccupe les opérateurs et les vendeurs. On remarque que la plupart des opérateurs ont une vision à court terme du déploiement. La majorité d'entre eux s'apprête à déployer les premiers équipements 10Gbit/s et continue à remplacer leur réseau cuivre par des infrastructures en fibre optique.

L'opérateur japonais NTT, qui est un intervant très actif en recherche, publie actuellement sur de l'amélioration de l'allocation de bande passante à 10Gbit/s [80] et sur la flexibilité du PON grâce à la virtualisation [81].

La montée en débit au delà de 10Gbit/s pour les opérateurs est intéressante mais relève d'une stratégie à long terme. C'est pour cela que le 50Gbit/s a été plébiscité en normalisation [42] [10], ce qui laisse le temps aux opérateurs de "mettre à jour" le reste de leur réseau pour accueillir la prochaine génération de PON.

Les équipementiers, quant à eux, se concentrent sur l'arrivée prochaine de la 5G.

Huawei propose quelques prototypes [82], dont certains seront testés durant cette thèse. Très actif en Asie, le constructeur chinois est très présent en Europe avec ses propres laboratoires de recherche (Munich, Paris, Grenoble...).

Nokia (Alcatel-Lucent) publie par l'intermédiaire de ses laboratoires Bell Labs sur l'apprentissage machine pour l'égalisation [83] et sur la détection cohérente pour le PON [64]. Il propose une solution commerciale à mi-chemin entre le XG(S)-PON et le HS-PON : le 25G-PON [84]. Sans attendre les normes à 50Gbit/s, Nokia souhaite gagner des parts de marché en étant le premier à proposer des technologies à plus de 10Gbit/s.

Les récentes déboires de Huawei avec la politique états-unienne [85] modifient la stratégie des équipementiers à l'échelle internationale. Bien qu'encore en jugement, Huawei risque de ne plus avoir le droit d'utiliser des composants et des logiciels développés aux États-Unis, ce qui peut impacter la compatibilité des équipements ainsi qu'entraîner des retards de développement face à la concurrence.

1.5 Le *fronthaul* 5G : introduction de la virtualisation dans l'accès

Avec l'arrivée de la 5G pour la radio, les organismes de normalisation proposent des premiers brouillons associés au réseau d'accès radio sur fibre optique. L'ITU-T a ainsi commencé à rédiger le document G.Sup66 [86] concernant les besoins du *fronthaul* pour la 5G dans le cadre du PON.

1.5.1 Le *fronthaul*

Historiquement, le réseau d'accès radio est une architecture distribuée (D-RAN). Chaque site antennaire a son propre équipement réalisant les fonctions mobiles de la 4G, il s'agit de l'eNodeB (evolved Node B). La Figure 1.21 représente les évolutions du réseau d'accès mobile avec l'arrivée de la fibre optique sur le dernier segment qui rejoint l'antenne. Le *fronthaul* est le segment du réseau qui relie les antennes à l'eNodeB. Le lien connectant l'eNodeB au reste du réseau est le *backhaul*, réalisé habituellement en Ethernet point-à-point.

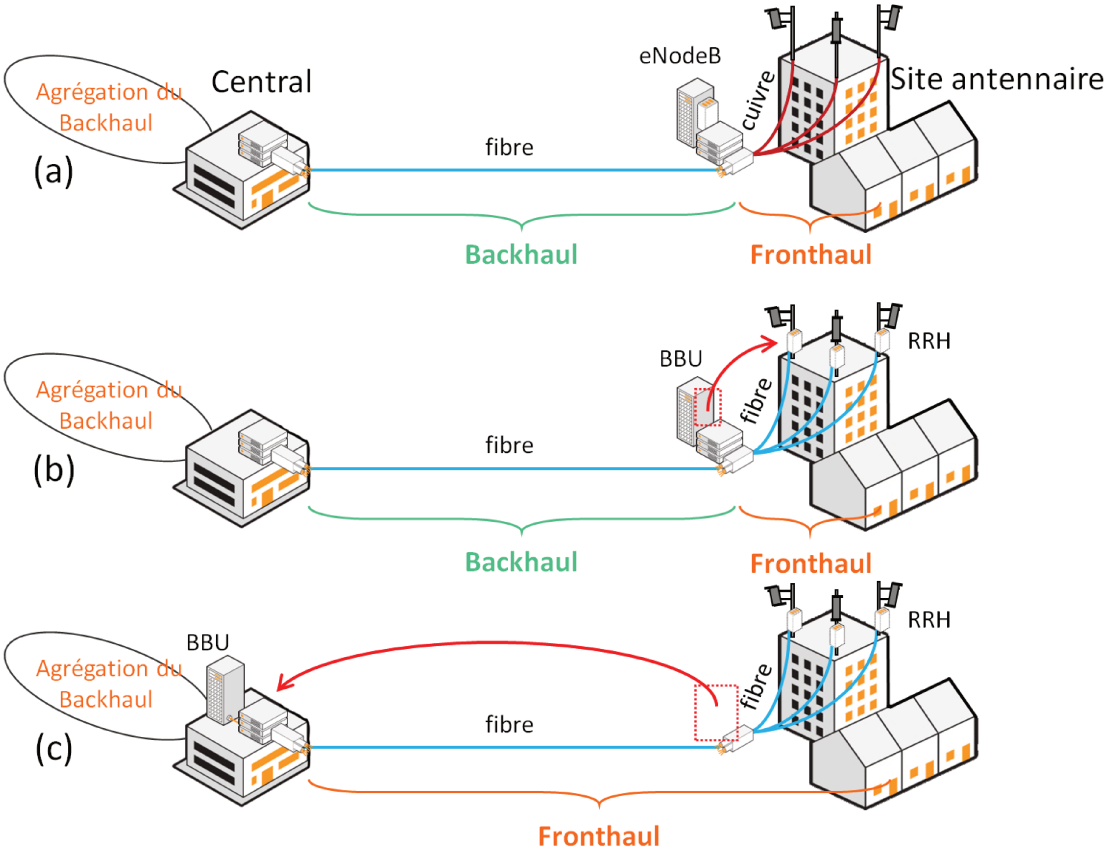


FIGURE 1.21 – Évolution du réseau d'accès mobile : (a) D-RAN cuivre, (b) D-RAN fibre et (c) C-RAN

Dans la Figure 1.21a, le *fronthaul* représente quelques dizaines à centaines de mètres et est réalisé avec des paires de cuivre ou câbles coaxiaux. Il relie l'antenne à l'eNodeB qui se trouve en bas des antennes, à portée d'intervention rapide de technicien. Le signal transporté sur le cuivre est le signal radio transposé en fréquence. Il s'agit de l'architecture utilisée pour la 2G et pour quelques sites 3G.

L'atténuation très forte de ces câbles demande l'utilisation de forts amplificateurs au niveau des antennes. Pour diminuer la consommation d'énergie par les amplificateurs, il a été décidé de séparer l'eNodeB en deux équipement distincts : la BaseBand Unit (BBU) en bas d'antenne et la Remote Radio Head (RRH) en haut. Le lien entre la BBU et la RRH ne transporte plus le signal radio analogique.

Avec la démocratisation de la fibre optique et des transceivers optiques ayant de bonnes performances, ce lien a été changé pour accueillir la fibre optique. Il s'agit de l'évolution du *fronthaul* décrite sur la Figure 1.21b que l'on retrouve sur la majorité des site 3G et 4G.

La Figure 1.21c représente la centralisation de la BBU au central opérateur. Avec la portée permise par la fibre optique, il a été proposé de regrouper les BBU de plusieurs sites antennaires en un endroit commun, on parle de Centralized Radio Access Network (C-RAN). Quelques sites 4G utilisent actuellement cette architecture.

Dans le cas du C-RAN, le *fronthaul* est le segment du réseau qui relie les sites antennaires par fibre optique au central opérateur. La segment *backhaul* entre le central et l'antenne est alors remplacé par le *fronthaul*.

1.5.2 La radio sur fibre en analogique/numérique

De nouveaux protocoles ont été normalisés et proposés pour le lien *fronthaul*, on y trouve le Common Public Radio Interface (CPRI) [87], le evolved CPRI (eCPRI) [88] et l'Open Base Station Architecture Initiative (OBSAI) [89].

Le CPRI et ses homologues, tout comme le protocole Ethernet, sont basés sur la transmission d'un signal NRZ. Dans le cas du *fronthaul*, le signal radio est numérisé. On parle alors de signal radio numérique sur fibre (Digital Radio-over-Fiber (D-RoF)) que l'on oppose au signal radio analogique sur fibre (Analog Radio-over-Fiber (A-RoF)) qui consiste à transmettre le signal radio (OFDM) transposé en fréquence.

Le CPRI est basé sur une quantification uniforme du signal radio, qui est très consommatrice de bande spectrale. L'A-RoF est plus efficace spectralement [90]. Pour palier à cette surconsommation de bande spectrale, des techniques de "compression" du signal ont été étudiées. Il s'agit d'améliorer l'efficacité de quantification du CPRI en supprimant une partie du signal radio ne contenant pas d'information [91].

Les interfaces binaires sont préférées par les industriels du fait de leur simplicité et de leur robustesse à la transmission optique.

1.5.3 5G et découpage fonctionnel

L'augmentation du débit prévue dans la 5G risque de surcharger le lien *fonthaul*. Avec le CPRI, actuellement adopté pour ce lien, on estime que le débit en ligne nécessaire augmenterait considérablement avec le débit radio et le nombre d'antennes utilisées. Le Tableau 1.5 représente les calculs de débit nécessaire sur le lien *fronthaul* selon l'organisme 3rd Generation Partnership Project (3GPP) [92].

	Largeur de bande radio			
Nombre d'antennes	10MHz	20MHz	200MHz	1GHz
2	1Gbit/s	2Gbit/s	20Gbit/s	100Gbit/s
8	4Gbit/s	8Gbit/s	80Gbit/s	400Gbit/s
64	32Gbit/s	64Gbit/s	640Gbit/s	3200Gbit/s
256	128Gbit/s	256Gbit/s	2560Gbit/s	12800Gbit/s

Tableau 1.5 – Débits nécessaires dans le *fronthaul* pour la 5G

La BBU et la RRH, équipements utilisés dans l'architecture 4G, vont être découpés en trois nouveaux équipements pour la 5G : un centralisé (Central Unit (CU)), un distribué (Distributed Unit (DU)) et un distant (Remote Unit (RU)). Cette séparation correspond à une découpe fonctionnelle permettant d'implémenter les notions de virtualisation dans le réseau. Cela assure une

meilleure flexibilité de l'allocation de ressource dans les trois entités distinctes, de baisser le débit global en ligne et d'assurer la demande de faible latence pour la 5G [93]. L'emplacement de ces équipements dépend du découpage fonctionnel choisi. On peut donc revenir à une architecture proche de celle de la 1.21b.

Nous ne rentrerons pas ici dans le détails des besoins du lien radio mais plutôt comment la fibre optique, via les solutions PON, permet de transporter les données mobiles.

La Figure 1.22 représente les fonctions utilisées dans l'eNodeB regroupée par blocs correspondant aux couches du modèle Open Systems Interconnection (OSI). Le découpage fonctionnel est défini en normalisation par le 3GPP [94] sous formes d'options. Le *fronthaul* traditionnel correspond à l'Option 8 (utilisant le CPRI ou l'OBSAI) et requiert un débit fixe. Il s'agit d'un découpage au niveau des fonctions traitant de la couche physique entre la BBU et la RRH, ou entre la DU et la RU selon l'architecture.

L'Option 2 est appréciée par les opérateurs, car elle permet d'avoir un débit plus bas que l'Option 8. Cependant cette option concerne un découpage fonctionnel de la couche 2 ce qui introduit plus de latence et peut être problématique pour le signal radio. On attend, avec cette option, une demande maximale de débit pouvant atteindre 10Gbit/s en sens montant et 20Gbit/s dans le sens descendant [95].

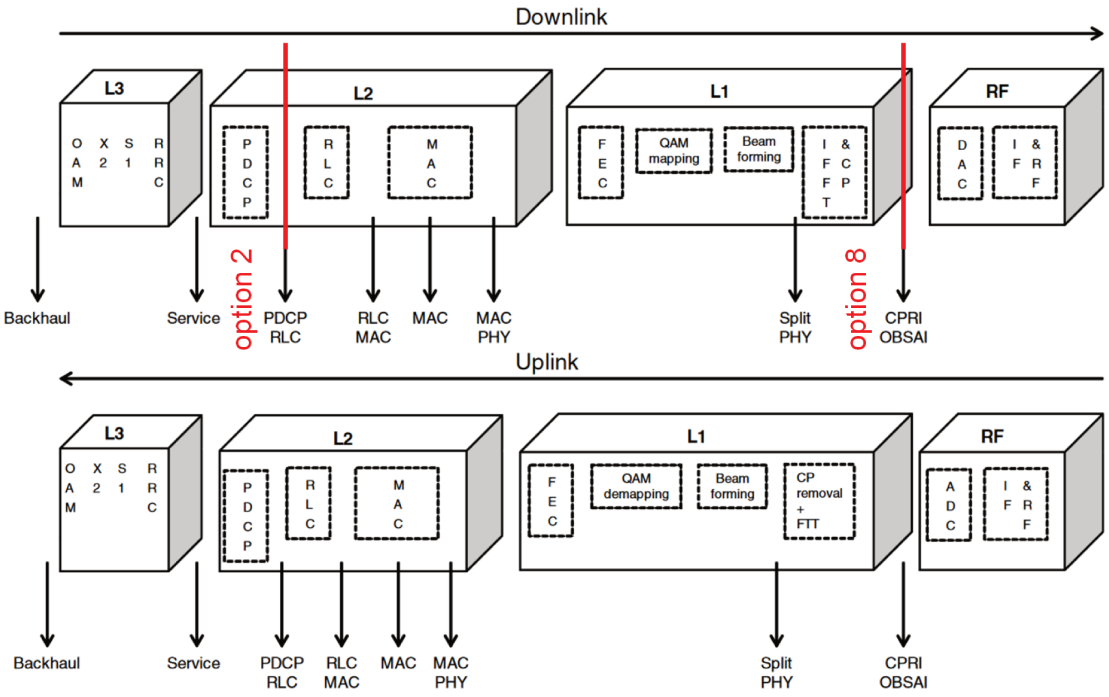


FIGURE 1.22 – Découpage fonctionnel de la BBU du lien montant et du lien descendant pour la 4G et la 5G et couches du modèle OSI [5]

Le choix de l'option du découpage fonctionnel implique des besoins différents en termes de débit, de portée de transmission et de latence pour le lien *fronthaul*. Cela encourage donc les études de performance des transmissions optiques afin de déterminer l'option la plus appropriée en adéquation avec les besoins de la 5G.

1.5.4 Implication du PON

Avec la montée en débit de la nouvelle 5G, le lien fibre du *fronthaul* doit aussi monter en débit. Deux solutions sont principalement proposées.

La première consiste en l'augmentation du débit de la transmission point-à-point. On retrouve les solutions proposées pour le PON, changement de format de modulation, traitement du si-

gnal, multiplexage en longueurs d'onde, etc... L'architecture particulière du Radio Access Network (RAN) permet d'imaginer des solutions de multiplexage en longueur d'onde des interfaces point-à-point comme proposé dans la norme NG-PON2 et son option PtP WDM.

La seconde se base sur le déploiement omniprésent du réseau d'accès résidentiel pour les sites antennaires urbains. Il s'agit d'utiliser des OLT XG(S)-PON pour mutualiser les antennes et sites antennaires. Cette solution soulève des problèmes de latence et d'allocation de bande passante à cause de l'architecture point-à-multipoints.

Dans le chapitre 3, nous explorons deux prototypes développant la première proposition.

1.6 Conclusions du chapitre

Ce premier chapitre dresse un panorama du réseau d'accès optique. Les motivations de la montée en débit et de l'installation de la fibre optique revêtent différents visages. Il peut s'agir du besoin ou de la demande des clients avec l'évolution des usages, la consommation de données et la demande de bande passante toujours grandissante (politique de la demande). Il y a une pression sur les opérateurs et équipementiers à mettre sur le marché de nouveaux produits afin de garder sa place dans ce domaine très concurrentiel (politique de l'offre). On note aussi la présence des pouvoirs politiques avec les organismes de régulation et les politiques de déploiement pour proposer un débit minimum pour chacun de ses citoyens (politique de régulation).

Les technologies de système d'accès sur fibre optique déployées jusqu'à présent concernent des liaisons point-à-multipoints à des débits inférieurs ou égaux à 10Gbit/s, avec le G-PON et le XG(S)-PON par exemple. Toutes les futures propositions concernant ce segment du réseau doivent donc être compatibles avec l'infrastructure physique et les technologies déjà déployées.

L'infrastructure est définie par son budget optique. En France, la classe de budget optique majoritaire est la classe N1 (29dB). Elle permet la compatibilité avec la grande majorité du réseau desservant 64 clients à une distance de 20km maximum et traversant deux coupleurs 1:8. Il faut donc que les expériences proposées soient compatibles avec cette classe de budget optique.

Tous les ONU doivent pouvoir recevoir et décoder le signal émis par l'OLT. Il est donc important de faire une transmission fonctionnant quelles que soient la distance et l'atténuation optique. Par exemple, le traitement du signal ou un format de modulation pour une transmission PON doit pouvoir être appliqué à l'ensemble des ONU connectés.

La longueur d'onde est un aspect important des transmissions optiques du réseau d'accès. En effet, si l'on souhaite pouvoir superposer plusieurs technologies sur le même arbre PON, les plages de longueurs d'onde ne doivent pas se chevaucher.

La montée en débit au delà de 10Gbit/s semble donc être réalisable par diverses solutions. Le format de modulation PAM4 semble un candidat prometteur afin de garder la simplicité du réseau d'accès et de garder les composants à faible bande passante. Le traitement du signal n'est a priori pas souhaitable pour le réseau d'accès mais les améliorations de performances qu'il apporte encourage son étude.

Pour cela nous allons étudier le format de modulation PAM4 dans le chapitre qui suit.

Chapitre 2

La montée en débit avec le format de modulation PAM

2.1 Introduction du chapitre

Comme montré dans le chapitre précédent, la montée en débit du réseau d'accès optique s'accompagne de propositions en termes de format de modulation. Le traditionnel NRZ se retrouve comparé alors à du duobinaire, du PAM4 ou encore de l'OFDM. Chacun a ses avantages et ses inconvénients [10].

Le PAM4 a déjà été étudié et continue de l'être dans le domaine des datacenters aussi bien en courtes distances (<2km), qu'en longues distances (>80km). Il est alors envisagé pour le réseau d'accès de profiter de l'expérience de la recherche sur ce format de modulation et notamment sur les composants déjà développés.

Dans la première partie de ce chapitre, nous allons étudier le PAM4 en détail afin de mettre en place un banc expérimental et tirer des conclusions quant à son implémentation dans le réseau d'accès.

Dans un second temps nous essaierons d'atteindre les contraintes de budget optique inhérentes à notre segment du réseau. Pour y parvenir, une solution possible est l'amplification optique que nous étudierons en temps réel dans la continuité de notre étude expérimentale.

Enfin, pour faire suite à la montée en débit, nous établirons un modèle numérique de notre banc expérimental afin de simuler une liaison utilisant une modulation PAM8 (et PAM4) et en analyser ses performances attendues. Cette simulation nous permettra de savoir s'il est plus intéressant d'augmenter la bande passante des composants optiques ou d'essayer de reproduire la proposition du PAM4 en conservant les composants déjà disponibles et de multiplier les niveaux d'amplitude.

2.2 Format de modulation PAM4

Dans cette partie nous allons étudier le format de modulation PAM4, ses spécificités. Cette première étape permet de mettre en lumière les principales différences avec le format de modulation historique : le NRZ.

Le PAM4, tout comme le NRZ est un format de modulation d'amplitude. Le NRZ peut d'ailleurs être nommer PAM2 dans certaines études et publications comme par exemple [96] qui est une étude approfondie de l'impact de la bande passante des composants sur les formats de modulation PAM2, PAM4, EDB et ODB. Les quatre niveaux d'amplitude du PAM4 permettent de transmettre deux fois plus de bits que le NRZ, c'est à dire que pour un même débit symbole, on double le débit bit. Cela permet aussi de réutiliser les composants opto-électroniques à bande passante limitée déjà développés pour les technologies précédentes, comme nous l'avons vu en introduction avec les autres formats de modulation avancés.

Différences dans le domaine spectral et le domaine temporel

La Figure 2.1 permet d'observer les différences entre PAM4 et NRZ d'un point de vue temporel avec le diagramme de l'œil et d'un point de vue fréquentiel avec les densités spectrales de puissance de ces deux formats de modulation.

On remarque bien les quatre niveaux d'amplitude du PAM4 sur son diagramme de l'œil. Lors d'un temps symbole du PAM4, deux symboles NRZ sont transmis pour être au même débit binaire. On remarque de plus que l'écart d'amplitude entre les niveaux du PAM4 est plus faible que celle du NRZ, ce qui le rend plus sensible au bruit, ce que l'on verra par la suite.

Au niveau du spectre, le premier lobe qui contient la majorité de l'information du signal est deux fois plus petit pour le PAM4 que pour le NRZ. On peut donc utiliser des composants électriques et optiques ayant une bande passante plus restreinte pour le PAM4, ce qui est intéressant d'un point de vue coût du système dans le cadre du réseau d'accès.

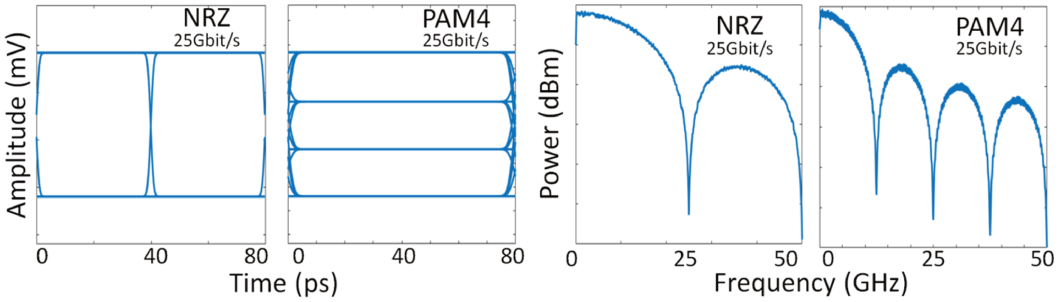


FIGURE 2.1 – Comparaison du diagramme de l'œil et du spectre d'un signal NRZ et PAM4 à 25Gbit/s

Impact du bruit

La présence de quatre niveaux d'amplitude, pour le format de modulation PAM4, donne un taux d'extinction plus petit pour chaque œil du signal PAM4 par rapport au NRZ. Le *white paper* proposé par TE Connectivity [97] présente une simulation utilisant le calcul du taux d'erreur (Bit Error Rate (BER)) par rapport au rapport signal-à-bruit (SNR) pour différents formats de modulation d'amplitude. La formule utilisée est la suivante :

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

Où L est le nombre de niveau d'amplitude du signal PAM (4 pour le PAM4). Q est la variable qui décrit le SNR et est définie comme étant le rapport entre la distance entre symboles 0 et 1 ($N_1 + N_0$), et les deux écart-types du bruit blanc gaussien de chaque niveau ($\sigma_1 + \sigma_0$), tous les deux sont exprimés en Watts et donc Q est sans unité.

$$Q = \frac{N_1 + N_0}{\sigma_1 + \sigma_0}$$

Lorsque l'on estime les écart des niveaux équivalents ($N_1 = N_0 = d$) et le bruit identique sur les deux niveaux ($\sigma_1 = \sigma_0 = \sigma$), on simplifie l'équation définissant Q par :

$$Q = \frac{2d}{2\sigma} = \frac{d}{\sigma}$$

.

La fonction *erfc* est la fonction d'erreur complémentaire définie par :

$$erfc(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2} dt$$

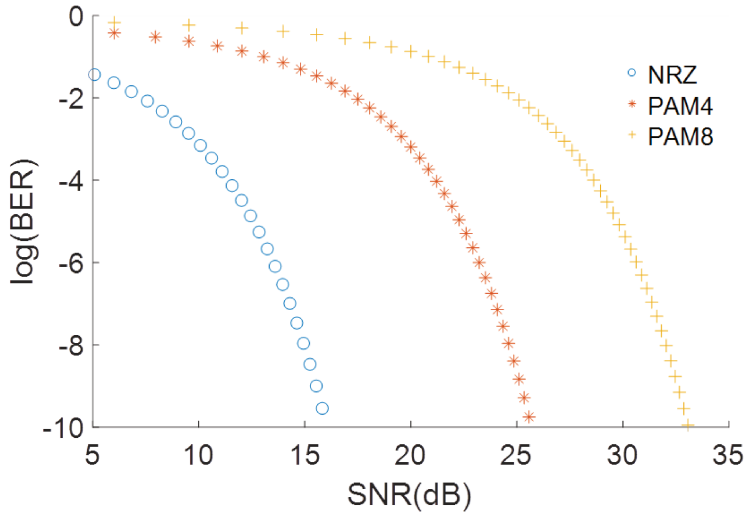


FIGURE 2.2 – BER en fonction du SNR pour les formats de modulation NRZ, PAM4 et PAM8

En suivant cette formule, nous pouvons tracer le SNR théorique du signal numérique pour le NRZ, pour le PAM4 et pour le PAM8 (Figure 2.2). A un BER égal à 10^{-3}, on remarque qu'il faut 10dB de plus pour transmettre du PAM4 par rapport au SNR nécessaire pour du NRZ. Il faut 7,5dB supplémentaires pour du PAM8 comparé à son équivalent à quatre niveaux.

Bien que l'efficacité spectrale du PAM4 soit meilleure que celle du NRZ à débit égal, le PAM4 est plus sensible au bruit. Pour bénéficier des avantages des modulations PAM, il faudra réussir à surpasser cette exigence en terme de SNR.

Transitions entre niveaux et gigue déterministe

Avec ses quatre niveaux, le PAM4, à un même débit symbole que le NRZ, génère plus de gigue déterministe due aux 16 transitions possible (Figure 2.3) par rapport aux 4 transitions du NRZ. Ces différents niveaux impliquent aussi trois temps de montée et trois temps de descente différents (un seul de chaque pour le NRZ).

Ces temps de montée influent sur la qualité de la transmission. En effet, la gigue est affectée par les transitions d'un niveau à l'autre d'un signal. La gigue est la déviation de la périodicité du signal par rapport à sa période idéale. Dans le cas du PON avec le NRZ, il existe des contraintes sur cette gigue pour assurer la récupération d'horloge et le décodage des données comme décrit dans la norme [6]. Les temps de montée et de descendante engendre une gigue que l'on peut prédire et qui se répète régulièrement, on parle de gigue déterministe.

Pour le signal PAM4, les temps de montée plus longs que ceux du NRZ augmentent la gigue déterministe pouvant gêner la bonne récupération de l'horloge et le décodage du signal.

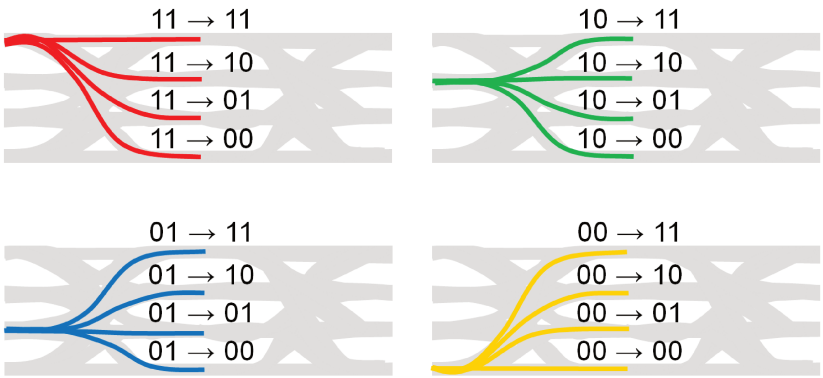


FIGURE 2.3 – Toutes les transitions de niveaux possibles pour le PAM4

Séquences de test

Le format NRZ nous a habitué à utiliser des séquences dédiées pour tester les transmissions. Une des plus connues est la séquence binaire pseudo aléatoire ou Pseudo Random Binary Sequence (PRBS). Elle est générée à l'aide d'un registre à décalage à rétroaction linéaire ou Linear-Feedback Shift Register (LFSR) dont la longueur notée k du polynôme détermine la longueur de la PRBS. Plus une PRBS est longue, plus elle stresse le canal de transmission.

Pour le PAM4, une autre séquence est proposée : la Pseudo Random Quaternary Sequence (PRQS) [98]. Son avantage est d'être construit pour couvrir toutes les transitions et les symboles de manière équitable. Une telle séquence requiert un peu plus de ressource, en effet pour réaliser une PRQS10 il faut deux PRBS20 ainsi qu'un convertisseur bit-symbol à deux entrées [99]. Il est à noter que l'intérêt de la PRQS10 est d'être moins consommatrice de mémoire que son homologue PRBS31, c'est à dire qu'elle représente un séquence binaire plus courte qui stresse suffisamment le canal.

Il a été montré que la PRBS31 stresse le canal de manière plus proche des données aléatoires qu'une PRQS10 [99]. S'agissant d'une séquence de test propriétaire et n'ayant pas la possibilité de réaliser une PRQS en temps réel, nous choisirons par la suite d'utiliser une PRBS31 pour nos expérimentations. Nous détaillerons la mise en place de cette séquence test dans la partie concernant le banc expérimental.

***Scrambling*, tension moyenne et récupération d'horloge**

Un autre impact de l'utilisation d'un nouveau format de modulation est la récupération d'horloge en réception du signal et l'introduction d'une composante continue à la tension appliquée aux composants. En effet, pour bien récupérer l'horloge en réception, les transitions de niveaux doivent être régulièrement réparties le long des trames reçues. Une séquence de 0 (ou de 1) trop longue empêche cette alternance de niveau et peut faire perdre la synchronisation. D'autre part, un déséquilibre entre le nombre de 0 et de 1 transmis introduit un décalage de la tension moyenne du signal impactant les composants de la chaîne de transmission. Pour éviter cela, les organismes de normalisation ont proposé une technique appelée *scrambling*.

Le *scrambling* est un brouillage du signal conçu pour équilibrer les séquences binaires en 0 et en 1, tout en assurant des transitions de niveaux lors des longues séquences du même bit. Par exemple, sur la Figure 2.4 (issue de la norme G-PON [6]), on remarque que le *scrambling* a permis de supprimer une suite de 144 bits à 0 (entourée en rouge), on note que le *scrambling* n'est pas appliqué au message de synchronisation (entouré en vert) mais seulement aux données.

La récupération d'horloge a été étudiée pour le PAM4 comme le montre l'article [100] datant de 2005 et présentant une technique de récupération d'horloge appliquée directement au signal à quatre niveaux. Dans notre cas, nous utiliserons dans notre banc expérimental un module de récupération d'horloge (Clock and Data Recovery (CDR)) fonctionnant pour le NRZ que l'on appliquera sur l'une des deux trames reçue après décodage sur signal PAM4.

Il existe différentes manières de réaliser le *scrambling*, deux sont principalement utilisées dans les communications optiques du réseau d'accès : le codage Xb/Yb et l'utilisation d'un LFSR. Le *scrambling* est la dernière étape avant la transmission des données, le FEC est appliqué avant cette étape.

Le premier consiste à traiter X bits pour former un mot de Y bits (X < Y). Le 8b/10b utilisé dans le EPON a cédé sa place au 64b/66b pour le 10G-EPON à cause de la perte de débit utile dans le préambule de ce codage. En effet le 8b/10b requiert un préambule de 25% du débit alors que 64b/66b pour sa part n'a que besoin que de 3,125% [101].

La seconde technique quant à elle ne consomme pas de débit utile. Il s'agit d'appliquer aux bits à transmettre une opération *OU* exclusif (eXclusive OR (XOR)) avec les bits générés par un LFSR. Le polynôme associé au LFSR utilisé pour le G-PON est $x^7 + x^6 + 1$. Pour le XG(S)-PON, le

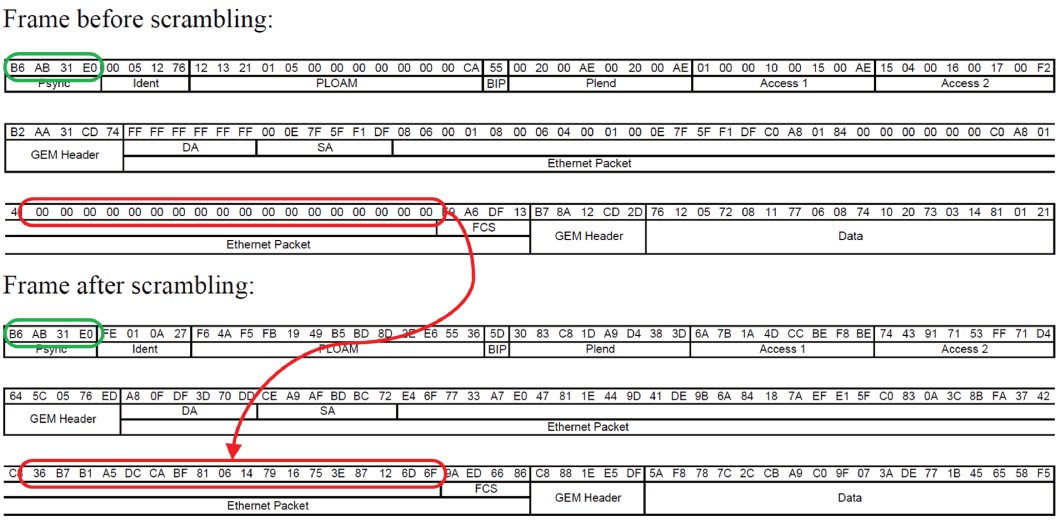


FIGURE 2.4 – Effet du *scrambling* sur une trame G-PON [6]

polynôme est $x^{58} + x^{39} + 1$.

L'implémentation du *scrambling* pour le PAM4 pose une question : à quel moment doit-on l'appliquer? Dans le cas du NRZ, les données envoyées correspondent au code en ligne. Pour le PAM4, les quatre niveaux imposent un découpage des données par paire de bits, un bit représente le bit de poids fort (Most Significant Bit (MSB)) et l'autre représente le bit de poids faible (Less Significant Bit (LSB)). Dans ce cas, il est possible d'appliquer le *scrambling* soit sur les données entières, soit sur chacune des séquences MSB et LSB.

Nous utilisons un générateur de séquence binaire pseudo-aléatoire (PRBS) dans nos études expérimentales. Les séquences PRBS sont générées par un LFSR, ce qui revient à utiliser un *scrambling* similaire à celui du G-PON et du XG(S)-PON.

Souhaitant étudier l'impact de l'implémentation du *scrambling*, nous avons décidé de réaliser une simulation sous Matlab pour tester le *scrambling* 8b/10b ainsi que le *scrambling* LFSR avec un polynôme $x^7 + x^6 + 1$, pour tester les deux configurations proposées.

Pour la simulation, nous générons une PRBS de longueur $2^{15} - 1$ (PRBS15) que l'on répète une fois pour obtenir une trame de 65534 bits dans laquelle on introduit 5 séquences de 500 bits à 1 et 5 séquences de 150 bits à 0 pour créer un déséquilibre dans la répartition des symboles. Ensuite nous appliquons le *scrambling* soit directement sur la trame (Figure 2.5a.), soit sur deux trames issues de la séquence initiale (Figure 2.5b.). Enfin nous générons le signal PAM4 et étudions la répartition des quatre symboles pour savoir si le *scrambling* a été efficace pour diminuer la présence de tension continue introduite dans la séquence.

On note les résultats dans le Tableau 2.1. Dans un premier temps, nous identifions la répartitions des symboles dans les trames, l'objectif est de se rapprocher d'une répartition de 25% sur chaque niveau pour ne pas introduire de décalage dans la tension moyenne. Dans la seconde partie du tableau, nous estimons ce décalage de tension en Volt (V) ou mV par rapport à un signal PAM4 à 1 Volt crête-crête (Volts peak-to-peak (Vpp)).

Pour le *scrambling* 8b/10b, le cas d'usage le plus favorable est le cas b. en étant appliqué sur le MSB et le LSB séparément. La répartition des symboles est proche des 25% et le décalage de tension moyenne après *scrambling* est égal à 0, la tension continue introduite est donc nulle. Dans le cas a. la répartition est fortement déséquilibrée et concentrée sur les symboles 01 et 10. Le décalage de tension est tout de même 10 fois inférieur à celui de la trame initiale.

Pour le *scrambling* par LFSR, le cas a. semble le plus favorable. Il permet une répartition très proche des 25% et diminue la tension continue. Le cas b. est moins adapté au LFSR, la répartitions des symboles est moins équilibrée et semble se répartir plus sur les niveaux 00 et 11 du PAM4. Le décalage de tension est légèrement moins diminué dans le cas b.

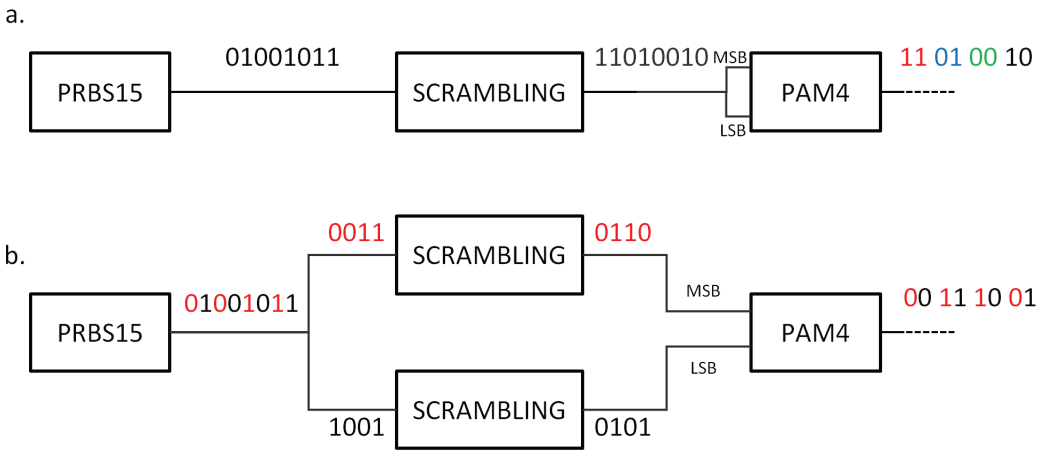


FIGURE 2.5 – Principe de la simulation du *scrambling* appliqué (a.) sur les données entièrement ; (b.) sur le MSB et le LSB séparément

	Répartition sans *scrambling*	Répartition avec 8b/10b		Répartition avec LFSR	
Symbole PAM4		cas a.	cas b.	cas a.	cas b.
00	24,86%	17,79%	25,66%	25,02%	26,37%
01	23,74%	31,86%	24,34%	25,15%	23,90%
10	23,79%	32,56%	24,34%	24,93%	23,63%
11	27,61%	17,79%	25,66%	24,90%	26,10%
Tension moyenne normalisée à 1Vpp	13,8mV	1,2mV	0mV	-0,97mV	-1,8mV

Tableau 2.1 – Résultats des simulations sur l'impact du *scrambling* sur la répartition des symboles du PAM4

De cette étude, nous mettons en lumière l'utilisation du *scrambling* sur le signal PAM4. Le choix de la méthode et l'emplacement de la technique semblent affecter les performances et encourager la mise en place d'un *scrambling* 8b/10b sur les MSB et LSB séparés, ou d'un *scrambling* LFSR sur la trame originale si l'on ne souhaite pas faire de compromis sur le débit en ligne.

Linéarité des composants et format de modulation multi-niveaux

La linéarité des caractéristiques des composants optiques est très importante pour le PAM4 qui est défini en partie par l'espacement entre ses niveaux que l'on souhaite constant sur toute la transmission. Généralement plus le signal comporte de niveaux, plus la linéarité des composants impacte les performances de transmission.

Dans la Figure 2.6, un exemple de diagramme de l'œil PAM4 après un laser ayant une caractéristique non-linéaire. On remarque dans ce cas de figure que l'œil PAM4 est déformé, l'écart entre ses différents niveaux n'est plus le même suite à la modulation du laser. Cette différence impacte le décodage du PAM4 et peut augmenter ou diminuer le taux d'erreur (BER). Il a été montré que les performances de transmissions peuvent être améliorées en augmentant l'amplitude de l'œil situé au milieu du signal PAM4 par rapport à l'œil situé en haut et l'œil situé en bas du signal [102].

Nous verrons dans nos expérimentations que l'écart entre les niveaux peut être modifié à la génération du signal PAM4 pour améliorer le BER dans nos conditions de mesure.

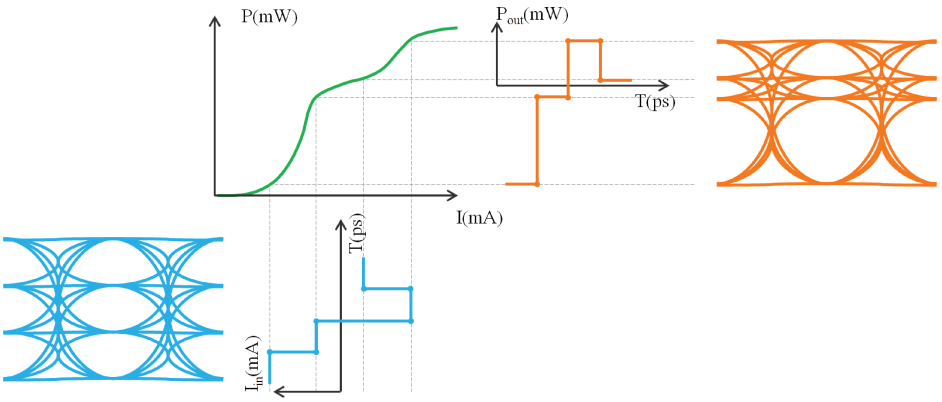


FIGURE 2.6 – Exemple de diagramme de l'œil PAM4 électrique en entrée et diagramme de l'œil PAM4 optique en sortie d'un laser ayant une courbe caractéristique non-linéaire

Décodage du PAM4 et code de Gray

Une autre spécificité de la modulation PAM4 est la réception et le décodage du signal. Là où le NRZ requiert un seuil de décision pour déterminer si le bit reçu est un 1 ou un 0, le PAM4 a besoin de trois seuils et d'opérations logiques sur les trames récupérées suite à ces seuils. Le circuit logique est différent si l'on transmet du PAM4 codé en binaire naturel (00, 01, 10 et 11) ou en code de Gray (00, 01, 11 et 10) décrit dans le brevet posé par Frank Gray en 1953 [103]. Ces circuits logiques sont représentés sur la Figure 2.7. On remarque que la structure pour le code de Gray est plus simple que celle pour le code binaire naturel. Elle comporte une porte XOR de moins et la récupération du LSB n'est pas dépendante du MSB. L'impact de cette dépendance est négligeable car le taux d'erreur du MSB est 100 à 10000 fois plus petit que celui du LSB (décalage de 2 à 4 décades sur le diagramme logarithmique). Ainsi doubler les erreurs du MSB n'est pas suffisant pour changer fortement le BER qui est donc défini principalement par les erreurs faites sur le LSB [104].

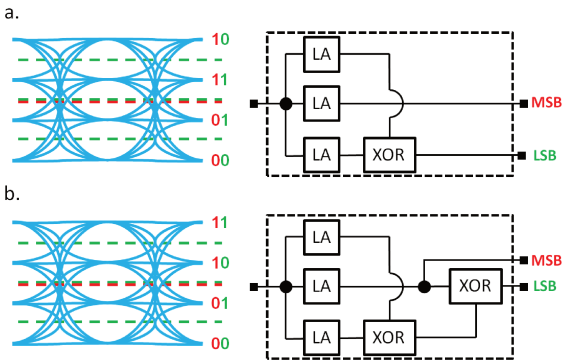


FIGURE 2.7 – Circuits logiques pour récupérer le MSB et le LSB en utilisant (a.) le code de Gray et (b.) code binaire naturel

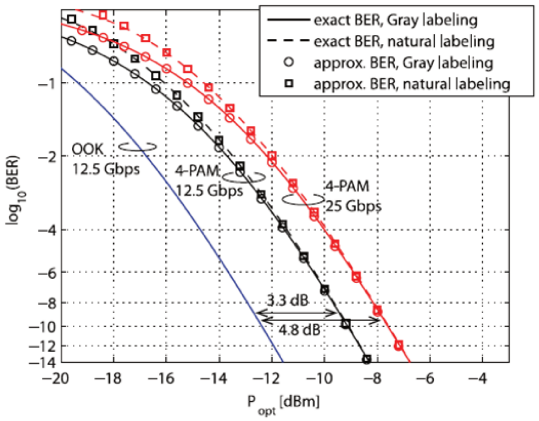


FIGURE 2.8 – Impact sur le taux d'erreur en fonction de la puissance reçue du code de Gray par rapport au code binaire naturel pour le PAM4 [7]

L'utilisation du code de Gray a déjà été étudié en 2012 dans un article traitant des transmissions à courtes distances [7]. Il y est montré que l'avantage apporté par le code de Gray est négligeable sur le BER (Figure 2.8). En revanche, l'implémentation en temps réel du code de Gray est plus difficile que celle du code binaire naturel. Elle nécessite une bonne synchronisation des trames MSB et LSB. On note de plus que le LSB doit être précodé sur ordinateur en code de Gray, ce qui limite la trame test à une PRBS15 à cause de la mémoire interne de l'équipement de test. Nous avons donc décidé d'effectuer nos expérimentations avec le code binaire naturel.

Dans la suite de ce chapitre, nous allons mettre en place un banc expérimental en prenant en compte les spécificités précédemment présentées.

2.3 Mise en place d'un banc expérimental

Tout d'abord, nous mettons en place un banc expérimental en temps réel. La notion de temps réel est utilisée en opposition aux manipulations dites offline.

Lors d'une manipulation offline, les données sont générées via ordinateur puis transposées en un signal électrique par un générateur de formes d'onde (Arbitrary Waveform Generator). Après transmission, le signal est reçu par un oscilloscope pouvant faire une acquisition des données. Les données ainsi récupérées sont traitées sous ordinateur. Lors du traitement des données, il est alors possible d'effectuer différents traitement du signal sans contrainte de temps de calcul. La limitation de puissance de calcul des ordinateurs empêche en général la génération et/ou le traitement de longues séquences PRBS.

Une expérience en temps réel utilise des équipements faisant la génération des données en ligne, la récupération de l'horloge du signal à la réception et le calcul du BER après réception en ligne. Toutes les étapes sont effectuées lors de la transmission. Ce genre de manipulation est plus exigeante à cause du besoin de synchronisation de la récupération d'horloge qui requiert des données lisibles.

2.3.1 Principe du banc expérimental

Notre banc PAM4 à 25Gbit/s est représenté sur la Figure 2.9. Les composants sont séparés pour former l'OLT à l'émission et l'ONU à la réception.

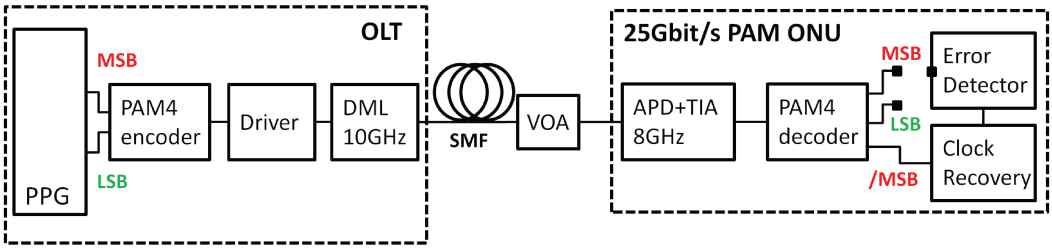


FIGURE 2.9 – Schéma expérimental de la transmission PAM4 à 25Gbit/s

Émission

Pour la création de notre signal PAM4 et pour éviter l'utilisation des coûteux ADC et Digital-to-Analog Converter (DAC), nous générons le signal PAM4 en utilisant deux trames NRZ qui représentent le MSB et le LSB. Les séquences PRBS sont de longueurs $2^{31}-1$ (PRBS31) et sont générées à l'aide d'un générateur de trames Pulse Pattern Generator (PPG) Anritsu à un débit de 12,5Gbit/s. L'une est atténuée et l'autre est retardée et inversée (pour décorréler les deux PRBS31) avant d'être toutes deux recombinées à l'aide d'un combineur de puissance (ou power combiner) (Figure 2.10). Le signal PAM4 obtenu est à 12,5Gbaud, soit 25Gbit/s.

Afin d'avoir avoir une excursion optimale du signal PAM4 en sortie du laser, nous amplifions le signal de modulation avec un amplicateur électrique très linéaire ayant une bande passante de 43GHz et 30dB de gain, puis nous l'atténuons de 10dB afin d'obtenir un signal à 5,5Vpp. Les bandes passantes mentionnées dans ce manuscrit correspondent à la bande passante à -3dB.

Le laser utilisé est un laser à rétroaction répartie (Distributed FeedBack (DFB)) ayant 10GHz de bande passante. La modulation est directement appliquée sur le courant de polarisation du laser. Par abus de langage, on parle de laser modulé directement (DML). Le laser émet à la longueur

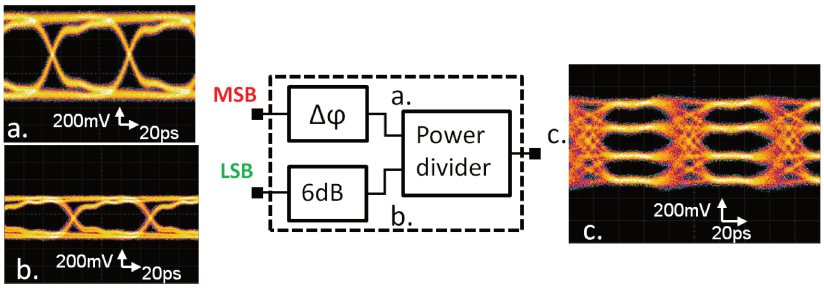


FIGURE 2.10 – Principe de génération du PAM4 avec les digrammes de l'œil associés aux MSB, LSB et PAM4

d'onde 1311,3nm et à une puissance de 11,8dBm (Figure 2.11) pour un courant de 90mA, à 20°C. Le taux d'extinction obtenu est de 4,87dB.

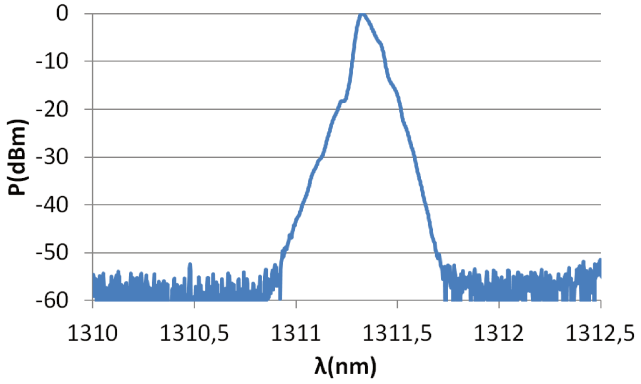


FIGURE 2.11 – Mesure du spectre du laser normalisé à 0dBm après émission

Le signal optique ainsi généré se propage dans la fibre optique SSMF. Nous changeons la fibre selon la distance de propagation que l'on souhaite pour la mesure. Avant la réception, nous introduisons un atténuateur optique variable (Variable Optical Attenuator (VOA)) nous permettant de modifier la puissance reçue sur la photodiode et donc d'effectuer des courbes de BER en fonction de la puissance reçue et en fonction du budget optique.

Réception

Pour convertir le signal optique en signal électrique, nous utilisons une photodiode à avalanche (APD) qui possède une meilleure sensibilité que les photodiodes habituellement utilisées dans le réseau d'accès (PIN Photodiode). Un amplicateur transimpédance (TransImpedance Amplifier (TIA)) amplifie le signal électrique obtenu. Le photodétecteur comprend l'APD et le TIA intégrés ensemble de façon hybride. La bande passante en résultant est de 8GHz.

Après la photodiode, nous retrouvons le décodeur PAM4. Ce dernier est un prototype qui a été réalisé suivant le circuit logique présenté précédemment (Figure 2.7b) par une entreprise du nom de Vectrawave.

Le réglage des seuils de décisions se fait manuellement via des potentiomètres. Il s'agit d'une étape critique du décodage. En effet, lorsque la puissance reçue change, l'amplitude du signal électrique PAM4 change et nous devons modifier la valeur de chaque potentiomètre. Nous optimiserons les seuils de décision à chaque point de mesure.

A une même puissance optique reçue, le LSB a un Vpp plus faible que le MSB et est beaucoup plus bruité à cause du plus grand nombre d'opérations logiques qu'il subit (Figure 2.12).

Suite à la récupération du MSB et du LSB, nous mesurons le taux d'erreur à l'aide d'un tiroir Error Dectector dans la valise Anritsu. Nous effectuons en parallèle une récupération d'horloge avec un module Clock Recovery (CR) afin de synchroniser le tiroir Error Detector.

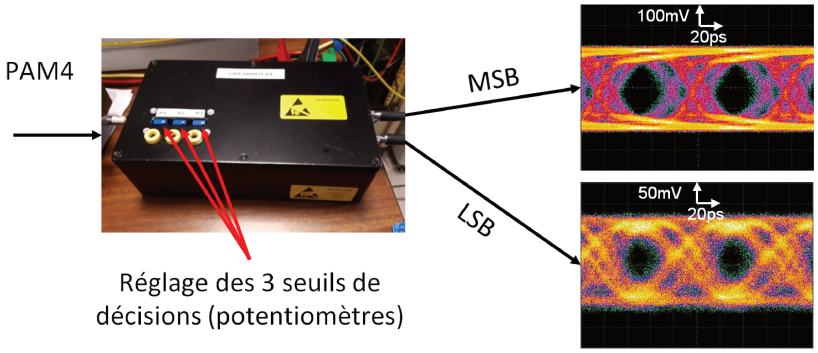


FIGURE 2.12 – Photo du décodeur PAM4 avec diagrames de l'œil du MSB et LSB pour une puissance reçue de -12,5dBm

Optimisation du banc

Avant d'effectuer des mesures pour valider notre banc de mesure, nous l'optimisons. Nous partons du point de fonctionnement de notre système et nous modifions l'allure du diagramme de l'œil de notre signal PAM4.

Dans la grande majorité de nos mesures, nous nous fixerons un BER à ne pas dépasser de 10^{-3}. Il représente la limite du code correcteur d'erreur Reed-Solomon (255,223) qui assure une correction donnant un BER de sortie de 10^{-12} [22] [105].

Nous souhaitons augmenter la taille de l'œil situé au milieu du signal. N'utilisant pas de DAC, nous pouvons seulement modifier l'amplitude de la trame NRZ du MSB en fonction de celle du LSB comme schématisé sur la partie droite de la Figure 2.13. Sur ce schéma, la grandeur L représente l'amplitude de l'œil du milieu et la grandeur H représente l'amplitude globale du signal PAM4. Dans le cas usuel, l'amplitude H est trois fois plus grande que L. Nous utilisons le rapport L/H pour obtenir un pourcentage discriminant la taille de l'œil du milieu par rapport à l'amplitude du signal dans nos mesures d'optimisation.

Dans la partie gauche de la Figure 2.13, nous illustrons les mesures de BER faites en changeant le rapport L/H. Par l'utilisation d'un seul seuil de décision et d'aucune porte logique, le MSB ne génère que très peu d'erreurs. Quant à lui, le LSB nécessite les trois seuils de décision et un circuit logique, ce qui provoque plus d'erreurs. Nous nous sommes placés dans un cas de faible puissance reçue (-15,7dBm) afin de générer des erreurs aussi bien sur le LSB que sur le MSB. On remarque que l'on ne détecte plus d'erreur sur le MSB à partir d'une certaine amplitude alors que le LSB connait seulement un minimum d'erreur lorsque que l'amplitude de l'œil du milieu représente 40% de l'amplitude totale du signal. Le BER du PAM4 est calculé en faisant la somme des erreurs faites sur le LSB et sur le MSB, divisée par l'ensemble des données transmises.

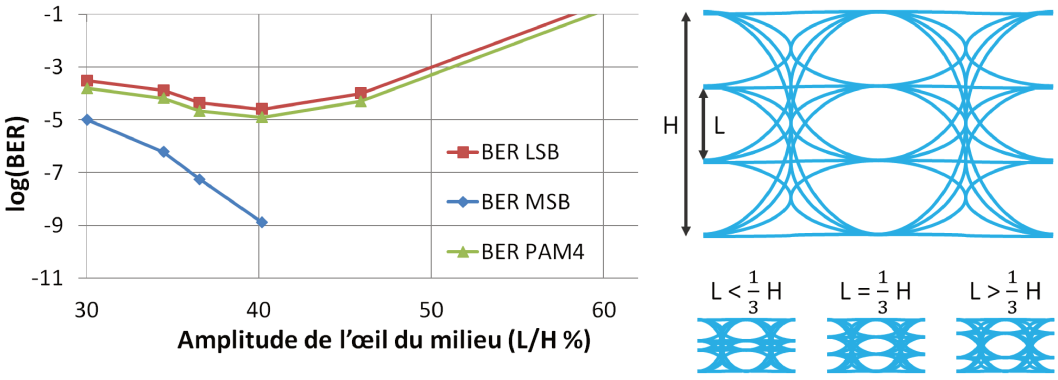


FIGURE 2.13 – Ber en fonction de l'ouverture de l'œil du milieu du signal PAM4 (à gauche) ; Représentation schématique de l'ouverture de l'œil du milieu et des grandeurs L et H (à droite)

Pour valider cette optimisation, nous mesurons le BER en fonction de la puissance reçue (Figure 2.14) pour un signal PAM4 avec une répartition équitable de ses niveaux d'amplitude (*equally spaced* PAM4) et un signal PAM4 avec l'amplitude de l'œil du milieu représentant 40% de l'amplitude globale du signal (*unequally space* PAM4). On observe un gain sur la sensibilité à un BER à 10^{-3}.

L'*unequally space* PAM4 atteint une sensibilité de -19dBm alors que l'*equally spaced* PAM4 atteint une sensibilité de -17,2dBm. Ce gain de 1,8dB est présent et semble constant quel que soit le BER.

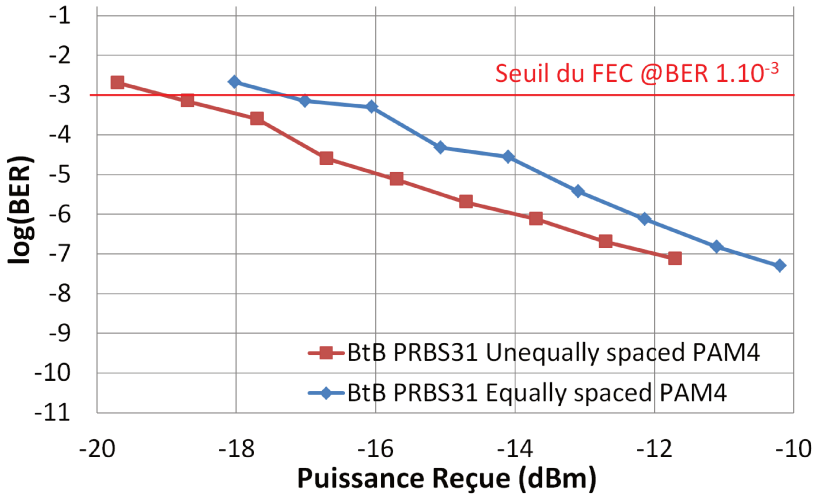


FIGURE 2.14 – BER du PAM4 en fonction de la puissance reçue dans le cas d'une liaison PAM4 aux niveaux équitablement répartis et d'un PAM4 aux niveaux non-équitablement répartis

Nous garderons ce paramétrage optimisé pour toutes les prochaines mesures.

2.3.2 Résultats

Après la mise en place du banc expérimental, nous réalisons des mesures en temps réel pour plusieurs distances de propagation : 0km, 10km, 20km, 30km et 40km.

Résultats de la réception PAM4

Nous mesurons le BER de la transmission PAM4 à 25Gbit/s pour les différentes longueurs de fibre. Nous traçons à partir des ces mesures les courbes de BER en fonction de la puissance reçue (Figure 2.15). Nous déduisons de ces résultats et de la puissance optique d'émission, qui est à 11,8dBm, les courbes de BER en fonction du budget optique (Figure 2.16).

On remarque sur la Figure 2.15 que les courbes mesurées se superposent toutes, pour toutes les longueurs de fibre testées. A 25Gbit/s et en bande O, la dispersion chromatique est assez faible pour ne pas dégrader significativement la transmission et ce même au delà de la distance typique de 20km du réseau d'accès.

Nous atteignons, pour un BER de 10^{-3}, une sensibilité de -18,5dBm en temps réel ce qui, avec les 11,8dBm de puissance du laser, permet d'atteindre un budget optique de 30dB pour toutes les longueurs de fibre testées . Ce budget optique est compatible avec la classe de budget N1 (29dB) qui est préconisée dans la norme XG(S)-PON [11] et qui est actuellement déployée.

Dans la littérature, au moment où ce résultat a été publié, la plupart des travaux étaient réalisés offline. La publication [63] rapporte une sensibilité de -14,5dBm correspondant à un budget optique de 24,5dB à 20km de SSMF. Il s'agit du montage expérimental le plus proche du notre malgré l'utilisation d'une photodiode PIN et le traitement offline. La plupart des autres publications

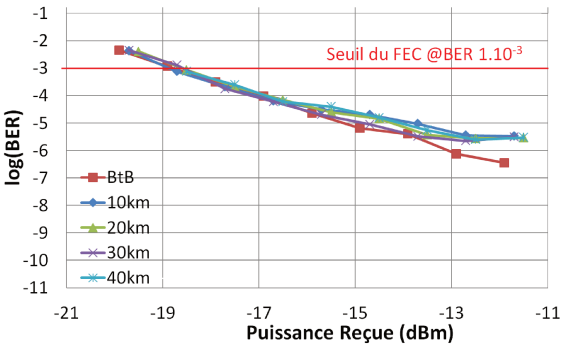


FIGURE 2.15 – BER du PAM4 en fonction de la puissance reçue pour 0 à 40km de fibre

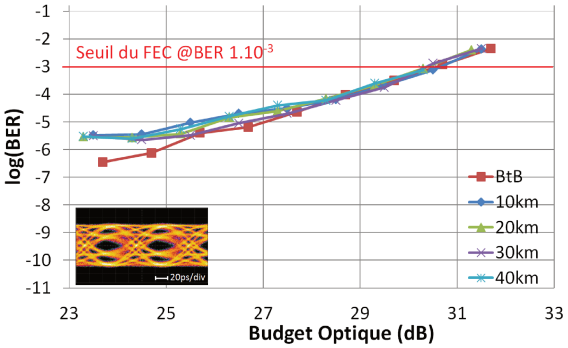


FIGURE 2.16 – BER du PAM4 en fonction du budget optique pour 0 à 40km de fibre pour une source de puissance optique de 11,8dBm

sont aussi offline et utilisent soit de l'amplification optique, soit un modulateur externe de type Mach-Zehnder (MZM), soit une combinaison des deux.

On remarque un plancher d'erreur qui apparaît avec la fibre optique. Ceci peut être causé par la présence d'effets non-linéaires dans la fibre tenant au fait que la puissance injectée est 11,8dBm et/ou provenir des défauts du décodeur PAM4. Nous proposons une expérience pour investiguer ces hypothèses dans le paragraphe suivant.

Étude du plancher

Pour investiguer les raisons de la présence de ce plancher, nous mesurons une transmission PAM4 à 25Gbit/s (soit 12,5Gbaud). Nous observons les courbes de BER du MSB et du LSB en fonction du budget optique (Figure 2.17).

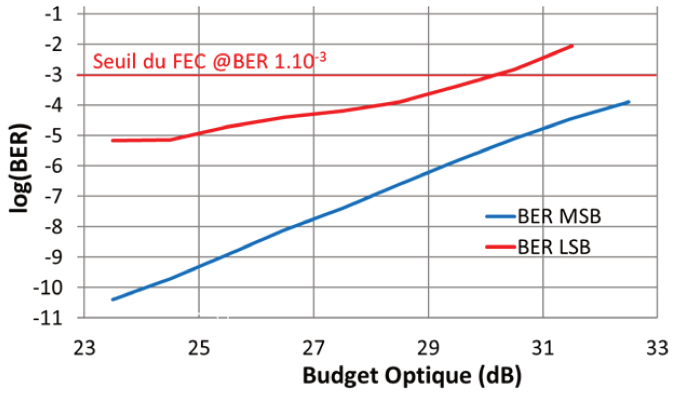


FIGURE 2.17 – BER du MSB et du LSB du signal PAM4 à 25Gbit/s (12,5Gbaud) en fonction de la puissance après 10km de propagation

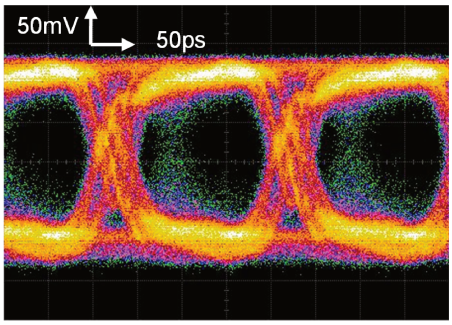


FIGURE 2.18 – Diagramme de l'œil du LSB pour un PAM4 à 5Gbaud

On remarque sur ces courbes de BER que le plancher est présent seulement sur celle du LSB. Ce plancher semble directement lié au décodeur PAM4. En effet en relevant l'œil à la sortie du LSB, on remarque une double trace (Figure 2.18). Il n'y a que peu de points, mais ils s'avèrent suffisamment nombreux pour avoir un nombre minimal d'erreurs toujours présentes.

En plus de l'effet du décodeur PAM4, la puissance d'émission supérieure à 10dBm peut engendrer l'apparition d'effets non-linéaires que nous ne pouvons correctement mesurer.

2.3.3 Conclusions et perspectives

Nous avons vu au travers d'expérimentations qu'il est possible de transmettre du PAM4 en temps réel avec une très bonne sensibilité par rapport à l'état de l'art à 25Gbit/s : -18,5dBm. La forte puissance de notre laser nous permet d'atteindre aussi un budget optique suffisant pour être compatible avec la classe N1 de la norme XG(S)-PON [23].

Dans le réseau d'accès actuel, une marge de budget optique est prévue pour permettre à l'opérateur des fonctionnements sur une gamme de température de -40°C à +70°C pour les OLT et une gamme de 0°C à 40°C pour les ONU. Dans la norme [11], on estime qu'il faut un budget de 30 à 34dB pour être compatible avec la classe N1 (29dB).

Bien que nos précédents résultats soient compatibles avec la classe de budget optique N1, ils se situent dans la partie basse de la norme (30,3dB) et cela avec un laser qui a une puissance d'émission hors norme (11,8dBm).

On remarque dans la norme, l'existence d'une classe hybride N2b pour atteindre les 31dB de budget optique requis dans la classe N2 [11] (Tableau 2.2). Cette classe permet l'utilisation de lasers émettant entre 10,5 et 12,5dBm et demande une sensibilité du photo-récepteur de -21,5dBm. Bien que dans ce cas notre laser soit compatible avec la recommandation, le budget optique de 31dB n'est pas atteint et la sensibilité de -18,5dBm n'est pas suffisante.

		N1	N2		E1	E2	
			N2a	N2b		E1a	E2b
Puissance émise MIN	dBm	+2,0	+4,0	+10,5	+6,0	+8,0	+12,5
Puissance émise MAX	dBm	+6,0	+8,0	+12,5	+10,0	+12,0	+16,5
Sensibilité MIN @BER 10^{-3}	dBm	-28,0	-28,0	-21,5	-28,0	-28,0	-21,5

Tableau 2.2 – Paramètres de puissance d'émission et de sensibilité pour une transmission descendante XG(S)-PON à 9,95328Gbit/s [11]

Bien qu'il n'y ait pas encore de proposition de classe de budget optique pour les transmissions au-delà de 10Gbit/s [10]. Il est raisonnable de penser que la classe actuelle N1 (29dB), qui correspond au budget typique de l'architecture déjà déployée, soit conservée dans la plupart des cas.

En outre, augmenter le budget optique permet aussi d'augmenter le taux de couplage et donc d'avoir plus d'ONU par arbre PON. Ce qui peut être une motivation pour la montée en débit dans le réseau d'accès comme vu dans le chapitre précédent.

Dans la suite de ce chapitre, nous examinerons dans un premier temps une architecture atypique profitant des spécificités du PAM4 pour proposer un PON à deux débits descendants. Dans un second temps, nous explorerons la limitation de budget optique mentionnée ici avec de l'amplification optique adaptée à la longueur d'onde utilisée dans la transmission.

2.4 Architecture à deux débits

Lors des mesures, on remarque que le décodage du signal PAM4 est plus simple sur la partie MSB que sur le LSB. De plus, on observe un meilleur taux d'erreur sur le MSB.

A partir de cette constatation, nous proposons une architecture de PON pouvant fonctionner à deux débits différents selon la manière de décoder le signal PAM4 reçu.

2.4.1 Principe du PAM4 double débit

Nous avons vu lors de la description du décodage que l'on obtient le MSB avec les seuils de décision du milieu (Figure 2.7). Cette spécificité a déjà été étudiée dans le but de transmettre le MSB et le LSB à deux ONU différents [106].

Nous souhaitons, pour notre part, utiliser cette possibilité pour faire cohabiter sur le même arbre PON différents types de clients ou différents services (résidentiel, mobile, entreprise) afin de proposer deux ONU distincts dans leur fonctionnement, leur débit et leur prix (Figure 2.19). Le but de l'expérience est d'avoir un OLT qui émet en permanence un signal PAM4 à 25Gbit/s, un ONU à 25Gbit/s qui récupère le signal PAM4 en entier et un ONU à 12,5Gbit/s qui ne lit que le MSB du PAM4.

Il s'agit ici d'une démarche stratégique opérateur. Le but est de mutualiser les réseaux d'accès, de partager les équipements et donc de diminuer les coûts de déploiement du réseau d'accès.

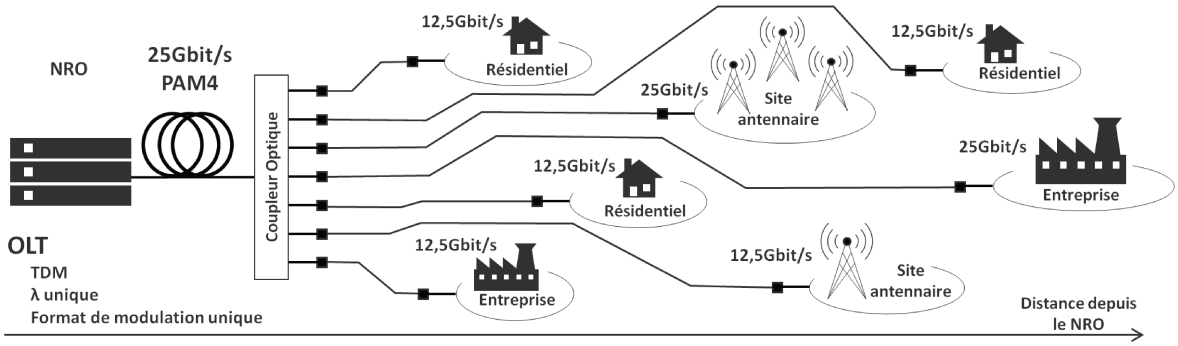


FIGURE 2.19 – Schéma de principe d'un arbre PON partageant différents services à différents débit

2.4.2 Modification du banc expérimental

Ajout d'un ONU décodant le NRZ à 12,5Gbit/s

Pour réaliser notre réception à 12,5Gbit/s en NRZ, nous avons décidé d'utiliser un tranceiver commercial développé pour les transmissions point à point à 10Gbit/s (Commercially Off The Shelf (COTS) enhanced Small Form-factor Pluggable (SFP+)). Actuellement, il n'existe pas de norme concernant les transmissions point-à-point à 10Gbit/s en mono-fibre. On trouve seulement des systèmes propriétaires dont les caractéristiques peuvent répondre à des accords passés entre vendeurs (Multi-Source Agreement (MSA)).

Le banc expérimental de la Figure 2.20 reprend le banc PAM4 à 25Gbit/s utilisé précédemment (2.9). Nous ajoutons un deuxième ONU correspond à notre réception NRZ à 12,5Gbit/s. Cet ONU est composé d'un COTS SFP+ conçu pour la réception NRZ à 10Gbit/s avec une photodiode PIN. Les transceivers SFP+ sont composés d'une partie émission et réception. Dans le cadre de l'étude, nous utilisons seulement la partie réception.

La récupération d'horloge et la mesure du taux d'erreur est similaire à celle faite pour le PAM4. Le COTS SFP+ est enfiché sur une carte d'évaluation disposant de deux sorties électriques. L'une des sorties est utilisée pour la récupération d'horloge et l'autre est pour la mesure de BER.

Les COTS Small Form-factor Pluggable (SFP)+ n'étant pas conçus pour fonctionner dans nos conditions expérimentales, nous avons eu à tester plusieurs transceivers et valider leurs performances pour notre étude.

Choix du transceiver pour la réception NRZ

Avant d'effectuer nos mesures de BER pour toutes les longueurs de fibre, nous avons cherché à avoir un COTS SFP+ fonctionnant dans les conditions de notre expérience pour réaliser notre ONU fonctionnant à un débit divisé par deux, à moindre coût. C'est à dire un transceiver capable de fonctionner à 12,5Gbit/s alors qu'ils sont conçus seulement pour 10Gbit/s. De plus, le transceiver doit pouvoir recevoir un signal à quatre niveaux tout en l'interprétant comme un signal à deux niveaux par un seul seuil de décision. On souhaite obtenir le MSB à 12,5Gbit/s à partir du PAM4 à 25Gbit/s.

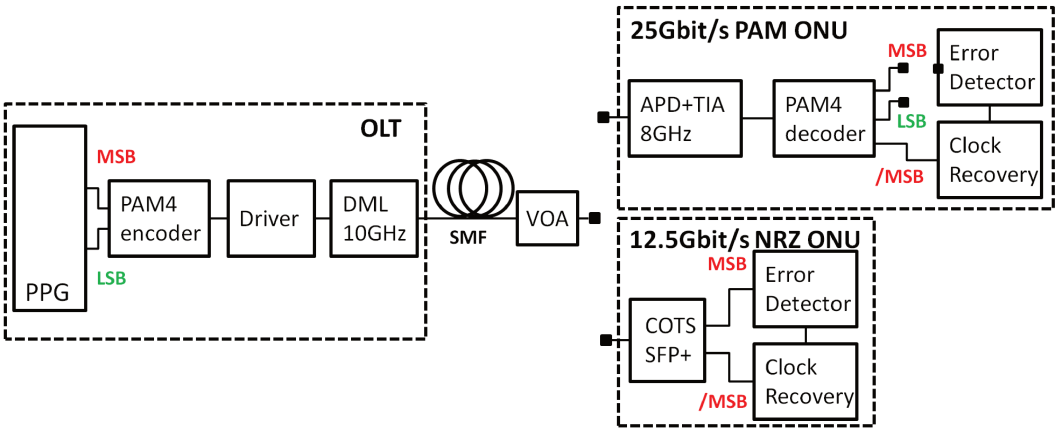


FIGURE 2.20 – Schéma du banc expérimental

Sur la dizaine de SFP+ différents testés, seuls six modèles ont été capables d'interpréter correctement le PAM4 en NRZ à 12,5Gbit/s. Certains ne fonctionnaient pas à 12,5Gbit/s en NRZ étant conçus pour des transmissions à 10Gbit/s. D'autres n'ont pas été capables d'interpréter le signal PAM4 en NRZ ni à 10Gbaud, ni à 12,5Gbaud, le signal multi-niveaux ressemblant à du bruit et résultant à un SNR trop élevé pour ces SFP+.

Tous les SFP+ ont été conçus pour des distances de transmission de 10km comme décrit dans l'accord multi-vendeurs (MSA) sur les transmissions point-à-point à 10Gbit/s. Les photodiodes présentes dans les tranceivers sont des diodes PIN. Les différents marques testées sont Finisar, Optoway, Skylane et Netgear.

Nous avons réuni sur un même graphe les résultats pour ces SFP+ (Figure 2.21). On remarque des différences entre les pentes et les budgets atteignables, un SFP+ se démarque en ayant un budget optique supérieur aux 29dB définis dans la classe N1 (norme XG-PON [11]). Le budget optique est ici calculé avec la même puissance que précédemment (Figure 2.22).

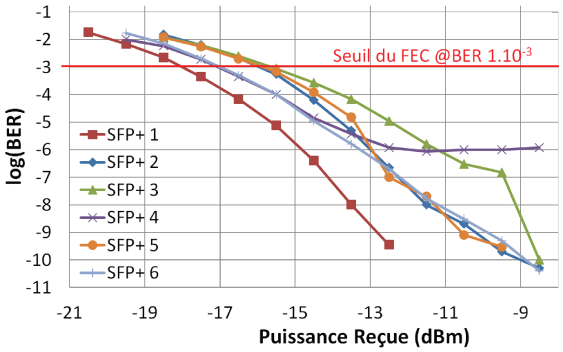


FIGURE 2.21 – BER en fonction de la puissance reçue pour les SFP testés

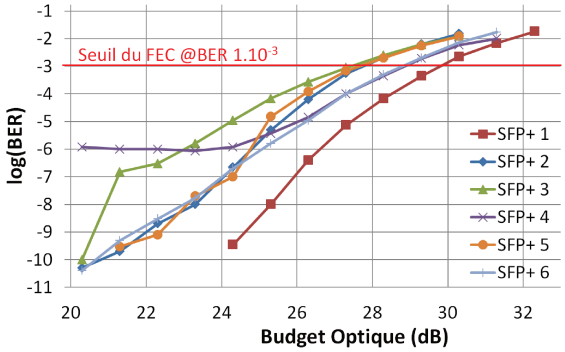


FIGURE 2.22 – BER en fonction du budget optique pour les SFP testés pour une source de puissance optique de 11,8dBm

Pour la suite de nos tests, nous utiliserons le SFP+ 1 qui a les meilleures performances. Ce dernier est compatible avec notre étude aussi bien en termes de sensibilité, de capacité d'interpréter le PAM4 en NRZ, que de fonctionnement à un débit supérieur à 10Gbit/s. Nous pouvons alors imaginer qu'un cahier des charges correspondant à nos attentes soit réalisable. L'existence d'un ONU fonctionnant à un débit divisé par deux sur un arbre PON PAM4 25Gbit/s est réaliste.

2.4.3 Résultats

A présent, nous effectuons nos mesures de BER pour les mêmes distances de propagation étudiées avec le PAM4 à 25Gbit/s. La Figure 2.23a réprésente les captures de diagrammes de l'œil en PAM4 et NRZ, avant (par l'intermédiaire d'un récepteur large bande) et après le passage du signal dans le COTS SFP+. On remarque que l'utilisation du PAM4 impacte la gigue déterministe comme vu dans la partie sur les temps de montée du signal à quatre niveaux. Nous mesurons alors, à l'aide de la fonction dédiée sur notre oscilloscope, la gigue en sortie du SFP+ lorsque l'on applique du PAM4 ou du NRZ en entrée du SFP+.

L'appareil de mesure évalue la gigue déterministe lorsque le SFP+ reçoit du PAM4 à une valeur moyenne quadratique (Root Mean Square (RMS)) de 8,15ps. Lorsque le signal d'entrée est du NRZ ayant la même amplitude que l'œil central du PAM4, cette gigue RMS vaut 3,04ps. Ce phénomène est visible sur les diagrammes de l'œil dans la Figure 2.23b.

Outre la gigue déterministe, le signal PAM4 introduit du bruit en sortie du SFP+. Nous mesurons ce bruit à l'aide de l'oscilloscope. Il en résulte un SNR de 8,8dB pour le signal PAM4 détecté en NRZ par le SFP+ et un SNR de 11,5dB pour le NRZ reçu et détecté par le SFP+.

La Figure 2.23b représente les mesures de budget optique lorsque l'on transmet un signal PAM4 depuis l'OLT et que le COTS SFP+ est en réception à l'ONU. On remarque que l'on atteint 29dB de budget quelle que soit la distance parcourue, ce qui correspond dans ce cas à une sensibilité de -17,5dBm. Nous avons également mesuré les performances en Back-to-Back (BtB) avec une émission NRZ ayant la même amplitude que l'œil du milieu du signal PAM4. On remarque que le bruit et la gigue déterministe apportés par le PAM4 impactent la pente des courbes de BER.

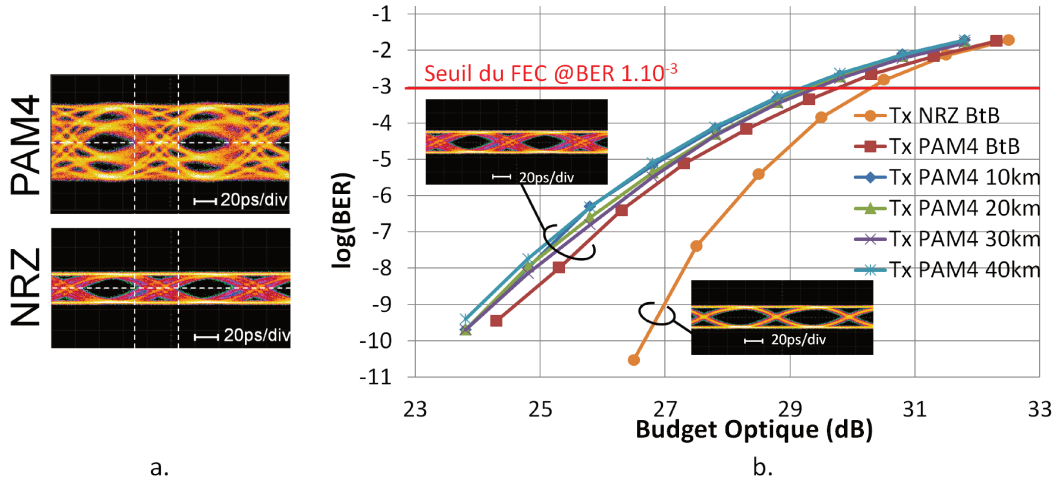


FIGURE 2.23 – BER en fonction du budget optique pour différentes longueurs de fibre pour le SFP+ recevant un signal PAM4, pour une source de puissance optique de 11,8dBm

2.4.4 Conclusions

Notre expérience a prouvé la possibilité d'avoir deux types d'ONU fonctionnant à deux débit différents sur un même arbre PON. Le format de modulation PAM4 nous a permis de proposer un décodeur PAM4 à 25Gbit/s, mais aussi un décodeur plus simple fonctionnant à 12,5Gbit/s et décodant le signal PAM4 en NRZ.

Les performances de ce second ONU rendent la proposition compatible avec la classe de budget optique N1 de la norme XG(S)-PON [11]. Cette solution est prometteuse. Cependant les transceivers SFP+ sont des boites noires. De ce fait, ils ne peuvent pas être étudiés en profondeur dans leur fonctionnement afin d'améliorer les performances obtenues.

Cette expérience montre donc la possibilité de mutualiser les différents types de réseau d'accès qui requièrent des débits différents.

Cette proposition originale et les résultats obtenus ont permis la publication d'un article lors de la conférence internationnale Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC) 2018 à San Diego [67].

2.5 Amplification optique d'un signal PAM4

Dans cette partie, nous allons étudier l'amplification optique appliquée à une transmission PAM4 dans le but d'augmenter le budget optique.

L'aspect passif de l'architecture PON limite l'implémentation d'une amplification optique à l'émission et/ou à la réception. Le choix d'implémentation est principalement motivé une fois encore par le coût.

2.5.1 Les limitations en budget optique

Le budget optique du réseau d'accès est lié à l'infrastructure déployée et est un véritable défi pour les prochaines technologies.

Lorque l'on augmente le débit, la sensibilité de la réception diminue à cause de l'augmentation de la bande passante du signal qui augmente le bruit. Cela est dû à la diminution de la taille de puce qui améliore la bande passante du composant en réduisant la capacité du circuit et donc l'effet capacitif limitant la bande passante. La diminution des puces photo-réceptrices entraîne aussi une baisse de la sensiblité en rendant le recueil du flux lumineux plus difficile (document de référence pour la future norme [10]).

Comme nous l'avons précédemment vu, l'usage du PAM4 permet de conserver les composants développés pour les technologies à 10Gbit/s, cependant l'ajout de niveaux d'amplitude impacte le budget ne serait-ce qu'avec un SNR requis plus grand. La sensibilité qui en résulte est fortement affectée (8dB d'écart sur la Figure 2.17).

Un moyen de contrer cela est d'avoir des lasers qui émettent à une forte puissance ou d'amplifier le signal optique. Il faut alors faire attention au bruit optique apporté par l'amplification et à l'introduction d'effets non-linéaires.

Amplification optique

Une technique connue pour augmenter le budget optique est l'amplification optique [107][108]. Il existe plusieurs techniques d'amplification du signal optique : amplificateur à fibre dopée, amplificateur à semi-conducteur, amplificateur à effet Raman, etc... Nous allons nous concentrer sur les amplificateurs que l'on peut utiliser sur des distances courtes et compatibles avec une séparations en branches comme c'est le cas avec le PON. Nous verrons l'amplificateur à fibre dopée et celui à semi-conducteur.

Un des types les plus connus d'amplificateur est basé sur l'utilisation de terres rares pour doper le cœur d'une fibre optique optique qui sert de milieu amplificateur, il s'agit des amplificateurs à fibre dopée [109]. De nombreuses terres rares telles que l'erbium, l'holmium, le néodyme, le samarium, le thulium, l'ytterbium et le praséodyme sont utilisés pour l'amplification à fibre dopée pour des longueurs d'onde comprises entre 500nm et 3500nm.

Le plus connu dans le domaine des télécommunications est l'erbium. Un amplificateur à fibre dopée à l'erbium (Erbium-Doped Fiber Amplifier (EDFA)) permet l'amplification des longueurs d'onde situées en bande C (de 1530 à 1565nm) ou bande L (de 1565 à 1625nm) qui sont fortement utilisées dans les télécommunications optiques (cœur, métro, accès).

Nous utiliserons un amplificateur à fibre dopée au praseodymium (Praesodymium-Doped Fiber Amplifier (PDFA)). Cet élément dopant permet l'amplification des longueurs d'onde en bande O (de 1260 à 1360nm), longueurs d'onde qui sont moins fréquentes dans les télécommunications optiques.

Un amplificateur à semi-comducteur (Semiconductor Optical Amplifier (SOA)) est plus abordable que son équivalent à fibre dopée. Un SOA est quatre fois moins cher qu'un PDFA [110][111]. Dans notre laboratoire, nous disposons de plusieurs SOA et d'un PDFA pour l'amplification en bande O.

Le SOA a une structure similaire à celle d'un laser semiconducteur Fabry-Pérot avec des éléments pour contrer la réflexion afin ne pas générer le phénomène laser. Une grande partie des bandes optiques pour les télécommunications peuvent être couvertes par différents matériaux semi-conducteurs.

Le SOA introduit plus de bruit qu'un EDFA/PDFA à cause du temps de réponse des phénomènes électroniques qui sont proches des temps caractéristiques de la modulation dans le SOA [112]. Il offre généralement moins de gain [110][111].

Implémentation dans le PON

Dans le sens descendant de transmission, pour le PON, l'implémentation de l'amplification optique peut seulement se faire soit à l'émission (OLT), soit à la réception (ONU).

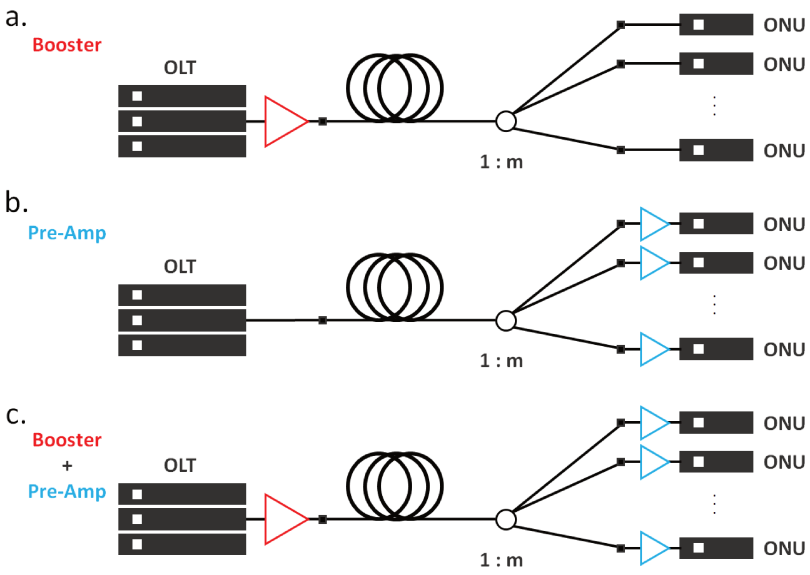


FIGURE 2.24 – Schéma d'implémentation de l'amplification avec (a.) *Booster*, (b.) *Pre-Amp*, (c.) *Booster* et *Pre-Amp*

Dans le premier cas, l'amplificateur avant transmission, après le laser, est appelé *Booster* (Figure 2.24a). Il permet d'obtenir une puissance plus élevée en sortie et donc d'augmenter le budget optique. Dans le sens descendant, il suffit d'un seul amplificateur à l'OLT pour un arbre PON, ce qui permet de diminuer le coût total. Il faut surveiller la puissance reçue par les ONU les plus proches si les coupleurs optiques sont en cascades pour éviter la saturation de la photodiode. De plus, la puissance optique injectée dans la fibre est élevée et peut faire apparaître des effets non-linéaires pouvant détériorer les performances du système.

Pour le second, l'amplificateur après transmission, avant photodiode, est appelé *Pre-Amplificateur* ou *Pre-Amp* (Figure 2.24b). Cette solution est plus onéreuse que celle basée sur l'utilisation d'un *Booster*, il y a autant de *Pre-Amp* que d'ONU. Chaque ONU possédant un *Pre-Amplificateur*, ils peuvent adapter l'amplification selon la puissance reçue via un asservissement des amplificateurs optiques. L'implémentation de l'amplification adaptative permet une amplification optimale pour chaque ONU de l'arbre PON.

Il est possible de combiner ces deux implémentations pour profiter des avantages de chacune (Figure 2.24c). Cette solution est la plus onéreuse mais potentiellement celle qui a les meilleures performances.

L'amplification peut également être mise en œuvre dans le sens montant. L'utilisation de *Booster* au niveau des ONU est coûteuse et consommatrice d'énergie. On préférera utiliser de la *pré-amplification* à l'OLT pour mutualiser les coûts.

2.5.2 Mise en place d'un banc expérimental

Dans l'ensemble, nous reprenons le schéma expérimental vu précédemment pour le PAM4. On y ajoute des éléments pour effectuer l'amplification optique en amont ou en aval de la fibre optique (Figure 2.25).

On retrouve le PPG qui génère deux PRBS31, une pour le MSB et l'autre pour le LSB. Ces deux trames sont ensuite envoyées dans le codeur PAM4, le signal à quatre niveaux d'amplitude est amplifié électriquement puis il module un laser DFB ayant 10GHz de bande passante et qui émet à la longueur d'onde 1311,3nm. L'amplification en mode *Booster* est introduite à ce moment pour amplifier le signal optique qui est à 3,5dBm en sortie du laser. Le signal optique, amplifié ou non, est transmis sur plusieurs longueurs de fibre optique mono-mode standard (SSMF).

Avant d'être reçu, le signal passe au travers d'un VOA pour les mesures de budget optique. On ajoute ou non l'amplification en *Pre-Amp* avant la photodiode. La photodiode est un module APD+TIA dont la bande passante est de 8GHz. Le signal électrique arrive au décodeur PAM4 qui décode le MSB et LSB pour récupérer le signal d'horloge et mesurer le taux d'erreur.

Il est à noter que nous utilisons une APD en photodiode. Cette dernière effectue déjà une amplification du nombre de photo-électrons. On ne peut donc pas décorréler l'amplification du *pré-amplificateur* et de la photodiode à avalanche. Le pre-amplifcateur n'est pas nécessaire si le cœfficient d'avalanche est suffisamment élevé.

A l'émission, comme le prix de l'équipement est partagé pour l'ensemble des ONU connectés au PON, il est raisonnable d'envisager l'utilisation d'un PDFA pour amplifier le signal optique (Figure 2.25a). Notre PDFA offre une bande spectrale d'environ 40nm centrée autour de 1310nm. Cet amplificateur possède un gain élevé (26dB) et un facteur de bruit ou Noise Figure (NF) faible (5dB) à 1310nm, pour un courant de pompe de 800mA. Ses bonnes performances et le faible bruit apporté au signal, permettent une émission dans des conditions optimales dans le cadre de l'amplificateur en mode *Booster*.

En réception, nous utilisons une amplification moins onéreuse : un SOA (Figure 2.25b). Notre SOA peut opérer sur une plage de 60nm centrée autour de 1310nm, il possède un gain de 18,5dB et un NF de 6,5dB à 1310nm, pour un courant de 300mA. Son principal intérêt est d'améliorer l'amplitude du signal reçu et de faciliter le décodage du PAM4.

L'amplification optique est faite grâce à l'émission spontanée amplifiée Amplified Spontaneous Emission (ASE) des photons. Ce signal optique aléatoire doit être filtré.

Il existe de nombreux types de filtres ; plus le filtre est étroit et précis plus il est coûteux. Dans notre expérimentation, nous utilisons des filtres multiplexeurs de type CWDM (Figure 2.25a et b) ayant une largeur de 13nm et qui sont produits à grande échelle, afin de suivre une approche réaliste de l'utilisation de filtres pour le réseau d'accès optique d'un point de vue coût des équipements.

Après l'amplification et le filtrage en réception, nous utilisons un VOA pour atténuer le signal optique et maintenir une puissance fixe sur la photodiode. Ceci émule un asservissement de la puissance de sortie du SOA et optimise les performances en réception.

2.5.3 Résultats et conclusions

Les cas de *Booster* et *Booster+Pre-Amp* (Figure 2.24a et c) sont ici étudiés. Le cas du *Pre-Amp* (Figure 2.24b) n'a pas été étudié suite à une défaillance du décodeur PAM4. Cette panne a eu lieu en cours d'expérience, elle nous a empêché de compléter cette étude.

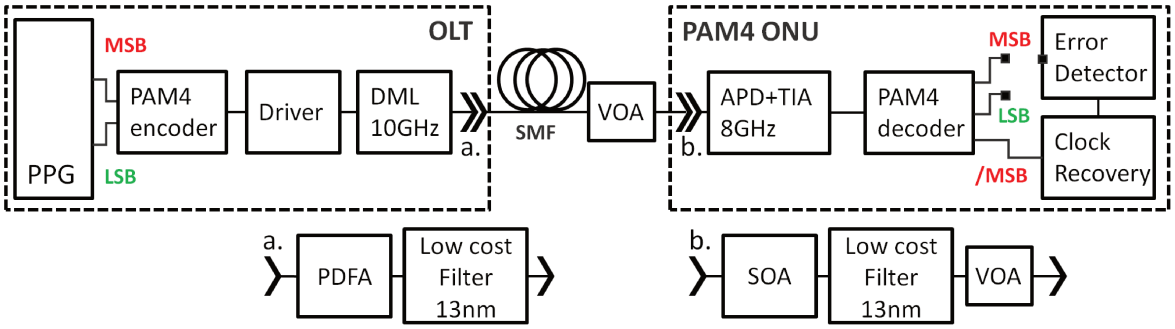


FIGURE 2.25 – Schéma expérimental du banc PAM4 avec amplification optique (a.) à l'émission et (b.) à la réception

Résultats avec Booster

Les premiers résultats sont obtenus avec l'utilisation du PDFA à l'émission (Figures 2.25 et 2.25a). L'amplificateur a un gain de 11,1dB, il amplifie la puissance moyenne émise par le laser de 3,5dBm à 14,6dBm.

Dans un premier temps, nous mesurons le BER en fonction la puissance reçue (Figure 2.26). Pour un BER de 10^{-3}, nous mesurons une sensibilité de -18,8dBm sans le *Booster* et une sensibilité de -19,3dBm avec le *Booster*. Les performances en termes de sensibilité sont similaires avec ou sans *Booster*.

On remarque, lorsque l'on utilise le *Booster*, l'apparition d'un plancher à -12dBm avec un changement de la pente des courbes mesurées. Ce début de plancher semble moins marqué que celui trouvé dans l'expérience avec une puissance d'émission de 11,8dBm. Cela s'oppose à une interprétation fondée sur la présence d'effets non-linéaires, la cause du plancher est donc différente.

Dans un second temps, nous déduisons des mesures précédentes et de la puissance d'émission le BER en fonction du budget optique (Figure 2.27). Le budget atteint avec amplification du *Booster* est de 33,9dB alors qu'il est de 22,3dB sans amplification pour un BER à 10^{-3}. Cette amélioration du budget optique de 11,6dB est de même ampleur que l'amplification à l'émission qui est de 11,1dB.

Cette performance rend notre système compatible avec la classe de ODN N1 (29dB) mais aussi avec la classe plus contraignante E1 (33dB). Bien qu'un haut budget soit atteint, la sensibilité minimale requise vue au Tableau 2.2 n'est pas atteinte.

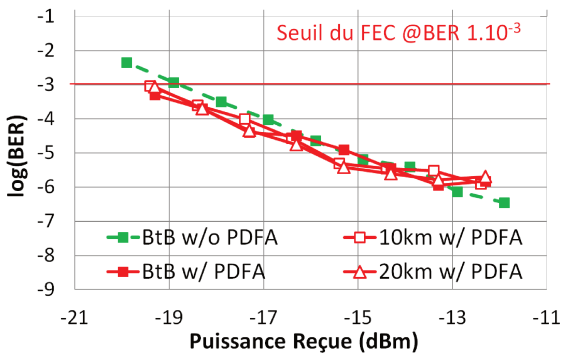


FIGURE 2.26 – BER du PAM4 en fonction de la puissance reçue en BtB (sans *Booster*) et jusqu'à 20km de fibre (avec *Booster*)

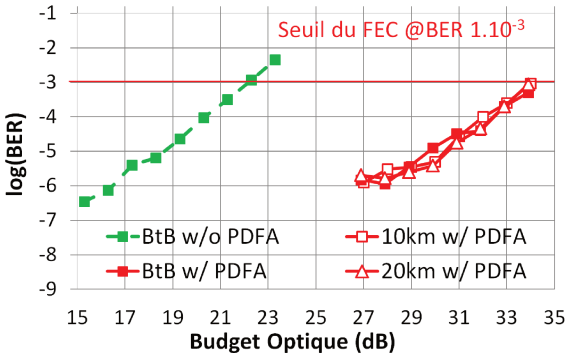


FIGURE 2.27 – BER du PAM4 en fonction du budget optique en BtB (sans *Booster*) et jusqu'à 20km de fibre (avec *Booster*)

Résultats avec Booster et pré-Amplification

Nous continuons l'expérience avec le banc expérimental précédent en ajoutant le SOA (Figures 2.25, 2.25a et2.25b).

Nous mesurons d'abord le BER en fonction de la puissance reçue en BtB pour le cas sans amplification ni à l'émission, ni à la réception, pour le cas avec *Booster* et pour le cas avec *Booster* et *Pre-Amp* (Figure 2.28).

On remarque que l'ajout de *pré-Amplification* améliore les performances de près de 2dB par rapport aux résultats obtenus en l'absence d'amplification (-20,6dBm par rapport à -18,8dBm) et de 1,3dB par rapport au *Booster* seul. Cela résulte du maintien de l'amplitude du signal électrique sur l'entrée du décodeur PAM4. On peut voir sur les digrammes de l'œil Figure 2.28a et 2.28b que pour une puissance reçue faible, la *pré-amplification* permet de maintenir l'amplitude du signal et donc de paramétrer les seuils du décodeur sur une gamme plus large de valeurs de puissance reçue. En effet, comme nous l'avons vu précédemment, les seuils de décision sont paramétrés manuellement pour chaque point de mesure. Contrairement au cas sans *Pre-Amp*, l'amplitude du signal électrique reste quasiment constante grâce à l'utilisation du VOA. Cette amplitude stable facilite l'optimisation des seuils et permet de continuer à détecter un BER malgré une puissance optique reçue faible sur la photodiode.

A haute puissance optique reçue sur le photo-récepteur, l'introduction du SOA donne des résultats légèrement moins bons que précédemment à cause du bruit de l'amplificateur.

Ce gain au niveau de la puissance reçue s'applique aussi au niveau du budget optique, puisqu'on atteint un budget optique de 35,2dB ce qui est 1,3dB de plus que sans le SOA en *Pre-Amp* et 12,9dB de plus que sans aucune amplification. Malgré l'amélioration de sensibilité par rapport aux expérimentations sans amplification, le banc expérimental n'atteint pas la sensibilité minimale de -21,5dBm décrit dans la norme (Tableau 2.2). Les bonnes performances en budget optique permettent d'atteindre la classe de ODN E2 (35dB) et donc également toutes les classes moins contraignantes N1, N2 et E1.

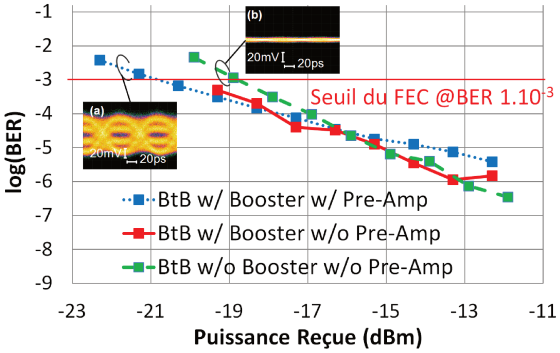


FIGURE 2.28 – BER du PAM4 en fonction de la puissance reçue en BtB; sans *Booster*; avec *Booster*; avec *Booster* et *Pre-Amp*

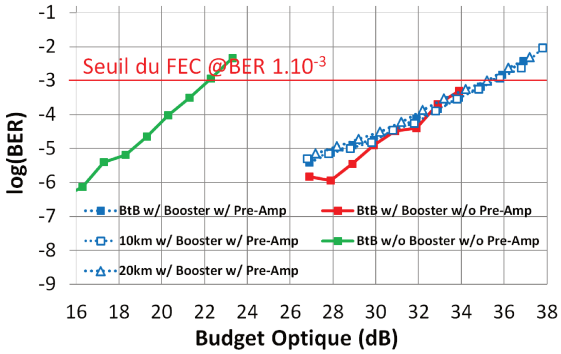


FIGURE 2.29 – BER du PAM4 en fonction du budget optique en BtB (avec *Booster*) et jusqu'à 20km de fibre (avec *Booster* et *Pre-Amp*)

Conclusions et perspectives sur l'amplification PAM4

Au travers des précédentes expériences, nous avons montré que l'amplification optique est une solution intéressante pour augmenter le budget optique global soit pour disposer d'une plus grande marge sur le vieillissement des équipements, soit pour monter en classe de l'ODN.

L'utilisation d'un *Booster* assure cette marge alors que l'utilisation de *pré-Amplification*, en plus du *Booster* permet de maintenir une puissance reçue fixe sur le décodeur PAM4. Cela améliore les performances de sensibilité et simplifie grandement l'optimisation des seuils de décision et donc l'implémentation dans un produit commercial.

L'amplification peut ajouter des défauts, notamment du bruit dû à l'amplificateur et des effets non linéaires si la puissance d'injection dans la fibre devient trop élevée. Il est important de vérifier si ces défauts n'impactent pas trop les performances. Pour le bruit, l'ajout d'un filtre optique avec des caractéristiques bas coûts après l'amplification est une solution qui limite l'impact du bruit et est compatible avec les contraintes du réseau d'accès.

Nous devons également évoquer les limites pratiques d'utilisation opérationnelle dans un contexte professionnel ouvert. En effet, la plupart des installations d'équipements sont faites pour des règles de sécurité concernant des puissances optique inférieures à 10dBm, une intégration et des règles d'ingénierie pour limiter les risques pour les techniciens sont à étudier.

Ces résultats ont permis la publication d'un article lors de la conférence internationnale European Conference on Optical Communication (ECOC) 2018 à Rome [68].

2.6 Montée en débit du PAM4 et format de modulation PAM8

Au-delà de 25Gbit/s, nous retrouvons les mêmes propositions qu'à 25Gbit/s : le NRZ, le changement de format de modulation (EDB, ODB, PAM4, etc...) et/ou l'égalisation analogique ou numérique (DSP).

Dans la suite de nos travaux, nous souhaitons continuer à étudier le format PAM afin de diminuer le plus possible la bande passante des composants et d'éviter l'utilisation d'égalisation soulevant des problèmes d'interopérabilité entre les différentes implémentations et techniques de traitement du signal.

Pour monter en débit, nous devons alors soit réaliser une transmission PAM4 à 50Gbit/s en comptant sur une augmentation de la bande passante des futurs composants opto-électroniques, soit conserver les composants actuels en travaillant avec un format de modulation ayant une meilleure efficacité spectrale, comme nous l'avons fait auparavant avec le PAM4 par rapport au NRZ.

Pour cela, le PAM8 et l' OFDM sont des solutions proposées dans la littérature. Le PAM8 semble être un candidat ayant de meilleures performances que l'OFDM à budget optique restreint comme le montre une publication de 2016 à ECOC [62]. Il peut aussi permettre d'atteindre 100Gbit/s en restant en IMDD mais avec l'utilisation d'apprentissage statistique (*machine learning*) [113].

PAM8 et nécessité de simuler un dispositif expérimental

Le PAM8 est similaire au PAM4. Il s'agit d'un format de modulation d'amplitude à huit niveaux. Ses huit niveaux permettent de transmettre trois bits par symbole. Pour un même débit symbole, le PAM8 possède donc un débit trois fois plus grand que le NRZ et une fois et demie plus grand que le PAM4. Plus exigeant concernant le SNR que le NRZ et le PAM4, le PAM8 doit être étudié pour valider son intérêt pour ce segment du réseau.

Pour réaliser une transmission PAM8, il est nécessaire d'avoir un encodeur et un décodeur. La génération du PAM8 est légèrement plus compliquée car elle nécessite une troisième trame de données dont l'excursion correspond à un quart de celle du MSB. La principale difficulté vient du décodeur qui comporte sept seuils de décision et de la complexité du circuit logique permettant de récupérer chaque trame (Figure 2.30). Huit portes XOR et quatre séparations de ligne sont nécessaires pour récupérer le MSB, le LSB et le troisième bit entre les deux autres que l'on nommera Mid-bit.

Le grand nombre d'opérations logiques et de connexions rend la réalisation expérimentale très complexe. Le paramétrage des seuils a besoin d'être très précis, ce qui est exigeant pour un paramétrage manuel. A priori l'expérience sur le paramétrage du décodeur PAM4, pour chaque mesure, montre que l'optimisation manuelle des seuils prendrait énormément de temps et serait impossible pour des faibles amplitudes de signal reçu.

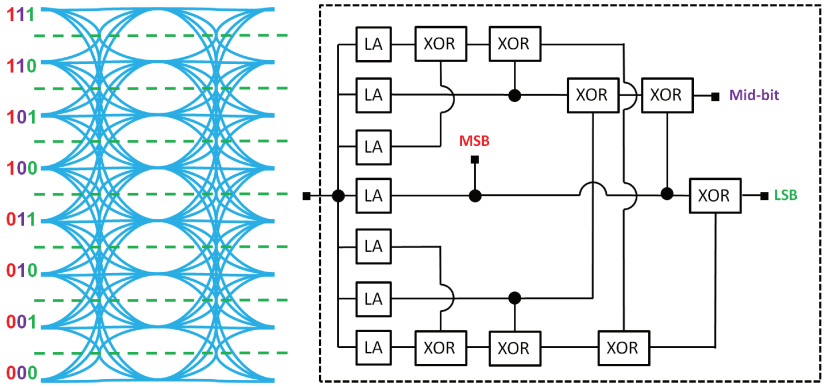


FIGURE 2.30 – Circuit logique logique pour décoder le PAM8 codé en binaire naturel

De manière similaire au PAM4, l'utilisation du code de Gray simplifie grandement le décodeur PAM8 aussi bien en termes de nombre de portes XOR et de la dépendance du décodage des trames entre elles (Figure 2.31). Le nombre de portes XOR est divisé par deux et aucun diviseur de puissance n'est nécessaire pour séparer des trames en cours de décodage.

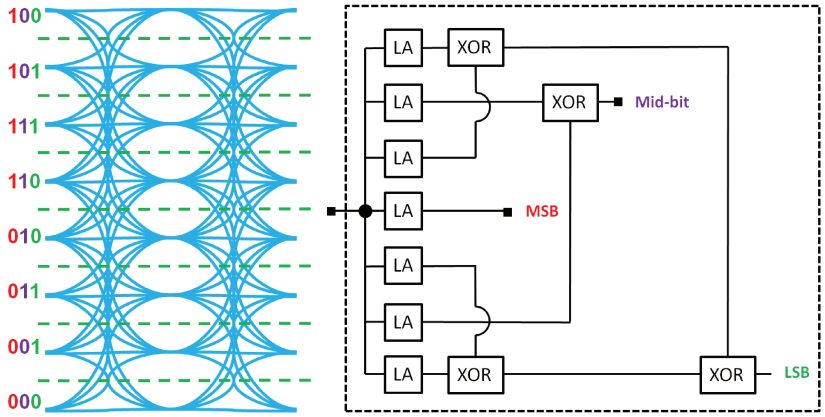


FIGURE 2.31 – Circuit logique logique pour décoder le PAM8 codé en code de Gray

Pour le PAM8 nous introduisons l'approximation du calcul de BER avec la distance de Hamming moyenne d_{avg} définie par :

$$d_{avg} = \frac{\sum_{k=0}^{log_2(\mathrm{M})-1} \left(log_2(\mathrm{M}) - k\right)2^k}{\mathrm{M}-1} = 2 - \frac{log_2(\mathrm{M})}{\mathrm{M}-1}$$

Avec M le nombre de niveaux du signal PAM. Dans le cas où les niveaux sont espacés de la même amplitude et que le bruit thermique est le bruit prépondérant, nous pouvons approximer le gain du code de Gray par :

$$\mathrm{BER}_{Gray} \approx \frac{\mathrm{BER}_{natural}}{d_{avg}}$$

Le calcul du BER est ici le même que celui utilisé dans la section présentant le PAM4 et sa plus grande sensibilité au SNR par rapport au NRZ.

Avec ces formules, nous pouvons tracer les courbes de BER en fonction du SNR, le NRZ, PAM4 et PAM8 en code de Gray ou en binaire naturel (Figure 2.32). Nous remarquons que le gain apporté par le code de Gray pour le PAM8 est plus élevé que pour le PAM4, mais il reste petit. En effet à la limite du FEC pour un BER de 10^{-3}, on observe un gain de 0,35dB pour le PAM8 alors qu'il est de 0,2dB pour le PAM4.

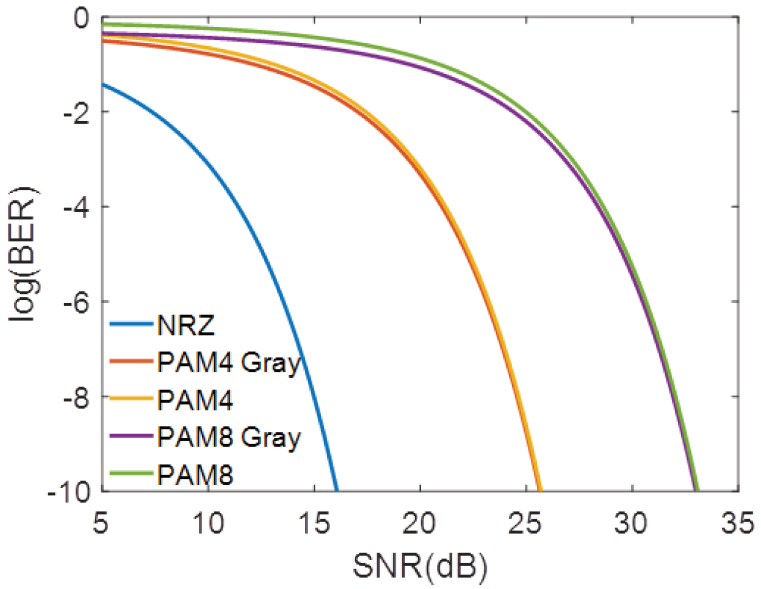


FIGURE 2.32 – Impact du code de Gray sur le BER du PAM4 et PAM8 en fonction du SNR

L'émission en temps réel du code de Gray est plus complexe que le code binaire naturel et le gain en sensibilité reste minime.

Au vu de la complexité pour réaliser un banc en temps réel avec du PAM8, une simulation s'avère une solution pertinente pour débuter une étude de ce format de modulation et analyser les performances attendues en utilisant les résultats expérimentaux obtenus avec le PAM4 comme référence. Pour une comparaison équitable, nous utilisons des niveaux d'amplitude équidistants au sein d'un même format de modulation.

2.6.1 Simulation et extrapolation du banc expérimental

Ayant déjà un banc expérimental fonctionnant en temps réel, nous souhaitons ajuster la simulation sur ces résultats et pouvoir extrapoler ce banc à plus haut débit soit en changeant les composants, soit en changeant le format de modulation.

Présentation globale du banc simulé

Nous reprenons le schéma de notre banc expérimental et nous modélisons chaque élément l'un après l'autre. Nous souhaitons dans un premier temps paramétrer la simulation par rapport aux résultats expérimentaux à 25Gbit/s en PAM4. Ensuite nous extrapolerons ce banc simulé pour transmettre un signal PAM4 à 50Gbit/s en modifiant les caractéristiques des composants de la chaine de transmission. Enfin, nous reviendrons aux caractéristiques initiales des composants et nous changerons l'encodeur et le décodeur afin de transmettre un signal PAM8. Avec le débit symbole des expériences précédentes, le débit en PAM8 est de 37,5Gbit/s.

La Figure 2.33 représente le concept de la simulation. Des séquences PRBS sont d'abord générées avant d'être encodées dans le format de modulation souhaité. Ce signal est alors ajusté en amplitude puis il module directement un laser.

Le signal optique simulé est atténué et subit de la dispersion chromatique dépendant de la longueur de fibre de la mesure. Avant réception, le signal est atténué pour les mesures de budget optique.

En réception, le signal simulé passe du domaine optique au domaine électrique avant d'être décodé. Le décodeur traduit le signal en deux à trois séquences de données selon le format de

modulation testé (PAM4 ou PAM8). Enfin les séquences reçues sont comparées aux séquences émises pour le calcul du taux d'erreur.

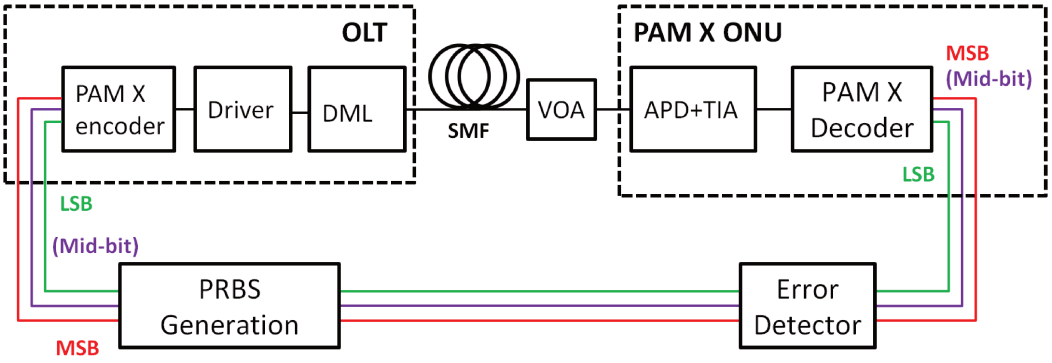


FIGURE 2.33 – Schéma du banc expérimental transposé en simulation pour le PAM4 et le PAM8

Génération des séquences

Avec l'outil de simulation Matlab, nous générons des trames PRBS15. La longueur des séquences est limitée par la capacité de calcul et de mémoire de l'ordinateur avec lequel la simulation est faite. Il s'agit d'une longueur de trame commune dans les transmissions *off-line*. La PRBS15 est générée à partir d'un LFSR de Fibonacci correspondant au polynôme unitaire $x^{15} + x^{14} + 1$ (Figure 2.34). Quelle que soit la graine (séquence binaire initiale) mise dans le LFSR, le cycle de réapparition du même mot de 15 bits aura lieu après $2^{15} - 1$ bits.

Nous générons une séquence binaire deux à trois fois plus longue que $2^{15} - 1$ bits que nous renvoyons tant qu'un minimum d'erreurs n'est pas perçu, pour assurer un BER le plus fiable possible.

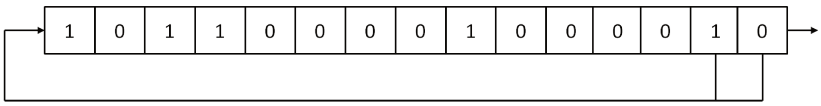


FIGURE 2.34 – LFSR permettant de générer un PRBS15

Après la génération des données, pour réaliser le signal PAM4, nous inversons la trame qui représente le MSB et la décalons de plusieurs bits pour avoir une seconde trame qui corresponde au LSB. Cette technique est proche de ce que nous utilisons sur le banc temps réel vu précédemment. Pour la génération du PAM8, nous utilisons une troisième PRBS15 décalée de plusieurs bits par rapport aux deux autres.

Nous entrelaçons ces deux trames (trois trames pour le PAM8) pour former nos symboles PAM4 (et PAM8).

Émission

Le signal PAM est échantillonné sur 32 échantillons par symbole, on obtient un signal "carré". Un filtre passe bas est utilisé pour arrondir le signal et simuler le temps de montée et de descente de 15ps (10-90%) du générateur PRBS utilisé dans l'expérience de référence. Le signal a une amplitude de 5Vpp.

La séquence de données module directement un laser DFB dont les caractéristiques sont identiques à celle de l'expérience. Sa puissance d'émission est 11,8dBm. Les caractéristiques utilisées pour émuler le système sont listées dans le Tableau 2.3. Le modèle numérique utilisé pour émuler le laser est basé sur la réponse mesurée de la puissance optique en fonction de l'intensité du courant. Une approximation polynomiale est d'abord générée à partir du laser de référence. Une fonction en est déduite et est appliquée sur le signal.

Des fluctuations sont ensuite ajoutées pour représenter le bruit. Le bruit d'intensité relative ou Relative Intensity Noise (RIN) est prépondérant. Bien que le RIN ait une distribution particulière, nous l'avons simulé par un bruit blanc gaussien (Additive White Gaussian Noise (AWGN)) correspondant au bruit maximum généré par le RIN.

Parameter	Value
Longueur de la séquence PRBS	PRBS15 (32767 bits)
Format de modulation	PAM4 [PAM8]
Débit symbole	25Gbaud [12,5Gbaud]
Débit binaire	50Gbit/s [37,5Gbit/s]
Longueur d'onde	1311,6nm
Chirp, paramètre α	3
Chirp, paramètre f_c	2GHz
Bande passante	10GHz [20GHz] à 90mA
Rendement de conversion electro-optique	0,15mW/mA
Courant de seuil	27,8mA
Courant de saturation	138mA
RIN	-110dBm (AWGN)

Tableau 2.3 – Paramètres utilisés dans la partie émission de la simulation

La déviation fréquentielle du signal issue du laser, aussi appelée chirp, est modélisée suivant l'estimation faite dans l'article [114] qui analyse ses deux composantes appelées : chirp adiabatique et du chirp transitoire.

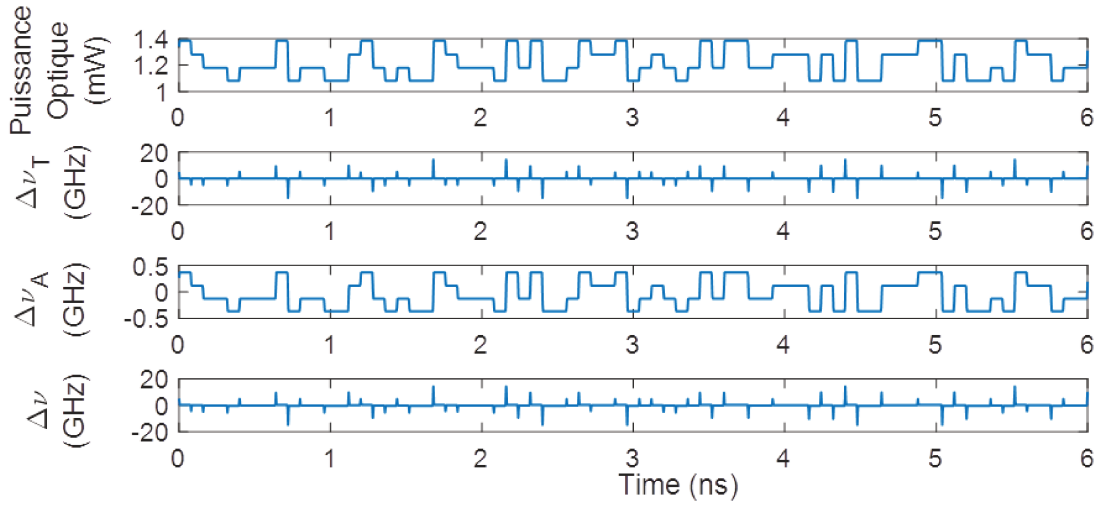


FIGURE 2.35 – Représentation du chirp transitoire $\Delta\nu_T$ et adiabatique $\Delta\nu_A$ selon les transitions du signal PAM4

Le chirp adiabatique $\Delta\nu_A$ représente une dérive lente de la fréquence directement reliée à la puissance du signal optique, c'est à dire du niveau d'amplitude du signal. Le chirp transitoire $\Delta\nu_T$ quant à lui est lié aux transitions du signal. Sur la Figure 2.35, on observe le chirp adiabatique et transitoire ainsi que leur somme $\Delta\nu$ en synchronisme avec la puissance optique du signal PAM4.

Fibre optique

La simulation de la propagation du signal dans la fibre optique utilise le modèle de l'approximation de la variation lente de l'enveloppe ou Slowly Varying Envelope Approximation (SVEA) décrite dans Fiber-Optic Communication Systems de G. Agrawal [109]. Ce modèle relativement

simple peut être adopté dans une simulation du réseau d'accès mono-canal car les effets non-linéaires optiques dans la fibre sont négligeables du fait de la faible puissance injectée et de la courte distance de transmission.

Les caractéristiques de la fibre optique sont listées dans le Tableau 2.4. Notre simulation concerne une longueur d'onde de 1311,36nm, la dispersion y est très faible (-0,4ps/nm/km) comparée à celle en bande C (17ps/nm/km). On considèrera la dispersion chromatique nulle dans les prochaines simulations.

Parameter	Value
Fibre	SMF
longueur de fibre	0, 10 ou 20km
Atténuation	0,4dB/km
Dispersion Chromatique	0ps/nm/km

Tableau 2.4 – Paramètres utilisés dans la transmission sur la fibre

Dans les simulations, des distances de fibre allant jusqu'à 20km sont considérées. Ces distances sont typiques dans le réseau d'accès déjà déployé et qui restera le support physique des transmissions optiques du réseau d'accès même pour les générations de PON au delà de 10Gbit/s.

Un atténuateur optique VOA est modélisé par une atténuation ce qui nous permet de mesurer le budget optique.

Réception

Dans le système physique, en réception, la photodiode convertit le signal optique en signal électrique. Les caractéristiques de la photodiode sont détaillées dans le Tableau 2.5. Les bandes passantes des composants électro-optiques à 20GHz sont basées sur des datasheets de composants de laboratoire.

Le modèle de la photodiode imite le comportement de la photodiode APD+TIA. Le bruit de grenaille (shot noise) et le bruit thermique (thermal noise) sont ajoutés en suivant le modèle de G. Agrawal [109].

Parameter	Value
Format de modulation	PAM4 [PAM8]
Photodiode+TIA	APD
Responsivité	0,8A/W
Bande passante	8,5GHz [21GHz]
Gain de transImpedance	36dB

Tableau 2.5 – Paramètres utilisés pour simuler la photodiode

Le décodeur PAM ajoute du bruit qui, pour sa part, est simulé par un bruit gaussien dont l'écart-type varie comme montré dans la Figure 2.36. Il faut noter que, dans le cas réel, le bruit est légèrement différent selon le niveau d'amplitude à cause des écarts de puissance entre les niveaux. Dans la simulation, nous décidons de négliger cette différence et donc d'appliquer le même bruit gaussien sur chaque niveau.

Détection et décodage

Pour la détection des niveaux d'amplitude, nous utilisons un système de masques rectangulaires comme précisé dans la norme XG(S)-PON [23]. Le masque utilisé pour le signal descendant avec le NRZ est défini aussi bien en termes d'amplitude qu'en termes de temps (Figure 2.37a).

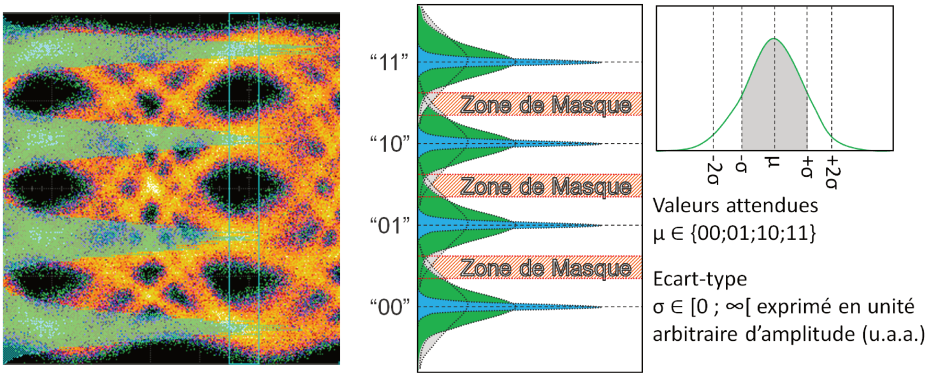


FIGURE 2.36 – Mesure (à gauche) et Représentation (à droite) du bruit gaussien sur chaque niveau d'amplitude du PAM4 pour différent écart-types

Nous nous inspirons de ce premier masque pour définir un second masque pour la modulation PAM4 pour le paramétrage de la simulation (Figure 2.37b). Nous ne prenons pas en compte dans notre masque les limites supérieures et inférieures (les ordonnées -0,25 et 1,25 sur la Figure 2.37a) du diagramme de l'œil, l'élément limitant étant les rectangles inscrits à l'intérieur des yeux du PAM4. Nous fixons la largeur du masque à 20% de l'œil pour le PAM4 (et le PAM8) comme c'est le cas pour le NRZ. La hauteur du masque pour le NRZ est 50% de l'amplitude totale du signal. Pour le PAM4 et ses trois yeux, la hauteur théorique des yeux serait de 16%.

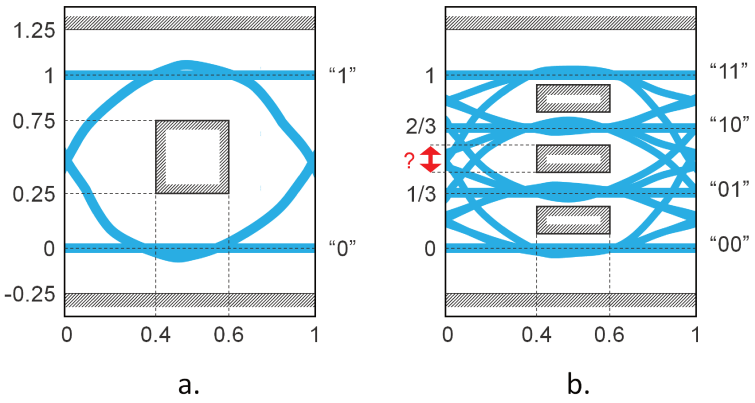


FIGURE 2.37 – Masque NRZ issu de la norme (a) et masque proposé pour le PAM4

A partir de ces masques, nous déduisons les trames correspondantes à chaque seuil de décision du décodeur. Lorsqu'un point se situe en dehors d'un rectangle défini par le masque, les seuils de décision au dessus du point prennent alors la valeur 0 et les seuils en dessous prennent la valeur 1. Lorsqu'un point se situe à l'intérieur d'un rectangle, une ambiguïté existe. Le point chevauche alors le seuil de décision et peut être aussi bien correctement détecté comme il peut introduire une erreur. On donne aléatoirement une valeur 1 ou 0 au point qui présente une incertitude. Cette erreur de décision ne concerne bien sûr que le seuil de décision sur lequel se pose l'ambiguïté.

Les trames issues du circuit de décision passent ensuite par un circuit logique correspondant au format de modulation choisi à l'émission.

Paramétrage de la simulation

Dans cette partie, nous nous concentrons sur le réglage de notre simulation pour qu'elle soit le plus fidèle possible à notre expérience de référence avec le format de modulation PAM4.

Dans un premier temps, nous reprenons les mesures du banc temps réel concernant l'écart entre les niveaux d'amplitude du signal PAM4 2.14. La simulation étant limitée à une PRBS15,

nous effectuons aussi une mesure sur le banc expérimental avec une séquence PRBS15.

Les résultats de ces mesures sont observables sur la Figure 2.38. On remarque le gain apporté par le déséquilibre des niveaux sur le budget optique et une légère différence après utilisation de la PRBS15 au lieu de la PRBS31 qui relève de la précision de la mesure. La courbe de BER pour la PRBS15 sera la référence pour optimiser la simulation.

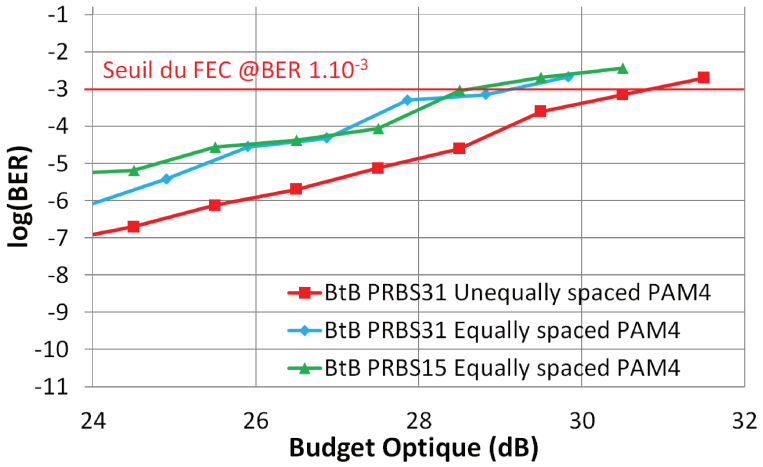


FIGURE 2.38 – BER du PAM4 en fonction de la puissance reçue dans le cas d'une liaison PAM4 aux niveaux équitablement répartis et d'un PAM4 aux niveaux non-équitablement répartis pour des séquences PRBS31 et PRBS15

Ensuite, nous choisissons la hauteur des masques qui permet d'obtenir une courbe de BER simulée la plus proche de celle relevée sur le banc de référence.

La Figure 2.39 présente les résultats de la simulation par rapport à la référence (PRBS15, PAM4 équidistant) en termes de BER en fonction du budget optique pour le MSB et le PAM4 dans sa globalité. On remarque que la simulation permet d'atteindre des BER élevés là où, dans l'expérience, le système d'acquisition ne permettait plus d'effectuer des mesures de taux d'erreur à cause du trop grand nombre d'erreurs. Par contre, la simulation ne permet pas de mesurer des BER très faibles (en dessous de 10^{-6}) du fait de la longueur de la PRBS. Pour avoir une mesure de BER fiable, nous répétons la transmission plusieurs fois afin d'obtenir un nombre d'erreurs suffisant (plus de cent).

Le bruit blanc gaussien ajouté au décodeur est ici optimisé pour correspondre aux résultats expérimentaux. Le diagramme de l'œil de la Figure 2.40 illustre les masques permettant la récupération des trames. La hauteur optimale est de 14% de la taille totale de l'œil dans notre simulation pour obtenir un résultat cohérent avec la référence.

On peut résumer grossièrement l'optimisation : le bruit génère la pente de la courbe de BER alors que la hauteur des masques est liée au budget optique atteint à un BER à 10^{-3} (Figure 2.39).

2.6.2 Résultats et conclusions sur la simulation PAM4 et PAM8

Résultat à 50Gbit/s PAM4

Dans un premier temps, la simulation calcule la valeur de BER pour des transmissions PAM4 à 50Gbit/s pour des longueurs de propagation de 0km, 10km et 20km.

Les résultats de la simulation sont représentés sur la Figure 2.41. Les performances du PAM4 à 50Gbit/s sont proches des résultats simulés à 25Gbit/s (courbe rouge). La transmission permet d'atteindre 29dB de budget optique dans des conditions comparables à celles réalisées à 25Gbit/s.

En comparant au PAM4 à 25Gbit/s, on remarque une différence dans le diagramme de l'œil qui est due à la plus grande bande passante relative dans notre simulation (Figure 2.42). En effet,

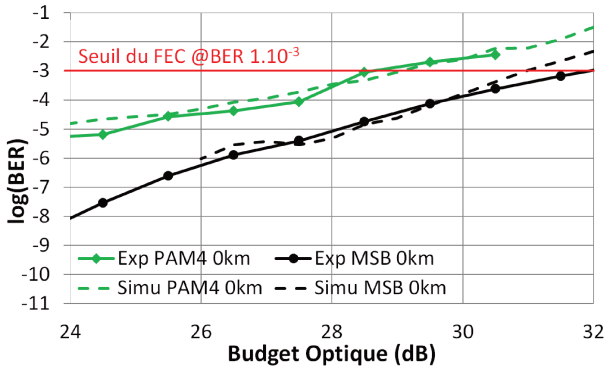


FIGURE 2.39 – Comparaison des résultats expérimentaux avec la simulation pour la mesure du BER en fonction du budget optique pour un signal PAM4 à 25Gbit/s et le MSB

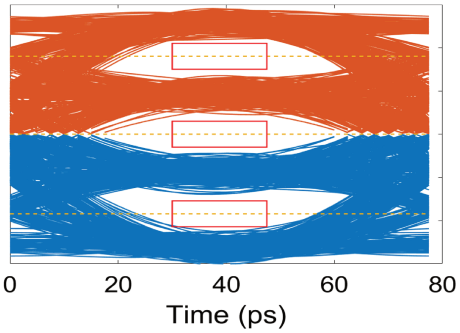


FIGURE 2.40 – Diagramme de l'œil PAM4 simulé avec les masques rectangulaires

dans l'expérience en temps réel à 25Gbit/s et dans sa simulation, la bande passante limitante est à 8,5GHz (soit 68% du débit symbole), alors que dans la simulation à 50Gbit/s la bande passante limitante est de 20GHz (soit 80% du débit symbole). Cet élargissement de l'œil n'impacte pas les performances de la transmission.

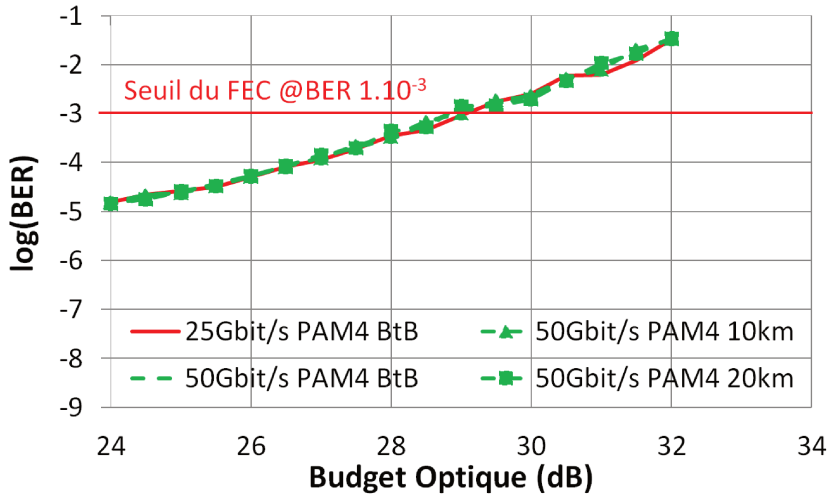


FIGURE 2.41 – BER en fonction du budget optique du 50Gbit/s PAM4 simulé pour 0, 10 et 20km

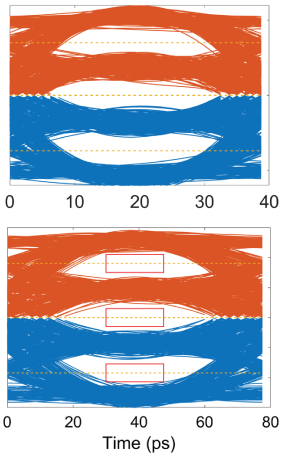


FIGURE 2.42 – Diagrammes de l'œil PAM4 simulé à 50 et 25 Gbit/s

Contrairement aux simulations du PAM4 à 25Gbit/s pour régler la simulation, il est à noter que les composants opto-électroniques à 20GHz ne sont qu'une extrapolation de ceux à 10GHz avec des bandes passantes issue de datasheet prise comme référence.

La transmission PAM4 à 50Gbit/s en IMDD semble réalisable. La principale difficulté réside donc dans l'existence et les caractéristiques des encodeur/décodeurs PAM4 fonctionnant à ce débit, ainsi que des composants électro-optiques. Il faudra alors étudier la compensation des potentiels limites des composants par du traitement du signal.

Résultat à 37,5Gbit/s PAM8

Dans cette section, nous changeons le format de modulation de la simulation pour transmettre du PAM8. Nous changeons aussi les bandes passantes des composants pour simuler un banc à 10GHz comme le banc expérimental de référence.

De manière similaire aux simulations PAM4, nous réalisons des simulations de mesures de BER en fonction du budget optique.

Dans un premier temps, dans les mêmes conditions de simulation que le PAM4, nous remarquons qu'il est impossible de transmettre un signal PAM8 avec un BER inférieur à 10^{-3} comme le montre la courbe notée "500" sur la Figure 2.43d. Pour comprendre ce phénomène, nous avons observé le digramme de œil correspondant à cette courbe (Figure 2.43a). On remarque que le bruit ajouté au signal est très élevé et empêche de lire correctement les niveaux d'amplitude du PAM8.

Afin d'améliorer les performances de transmission, nous souhaitons représenter une amélioration du décodeur en diminuant le bruit progressivement de l'équipement (Figure 2.43a-c). Nous simulons alors la transmission d'un signal PAM8 en BtB optique pour plusieurs valeurs d'écart-type de bruit gaussien. Nous intéressons à l'étude d'un cas favorable présentant tout de même du bruit, nous choisissons alors la première courbe ne présentant pas de plancher d'erreur trop prononcé, il s'agit de celle correspondant à un écart-type noté 140u.a.a. dans la Figure 2.43. Cette valeur correspond à une amplitude de ~ 6mVpp sur chaque niveau pour une amplitude totale de 120mVpp du signal PAM8.

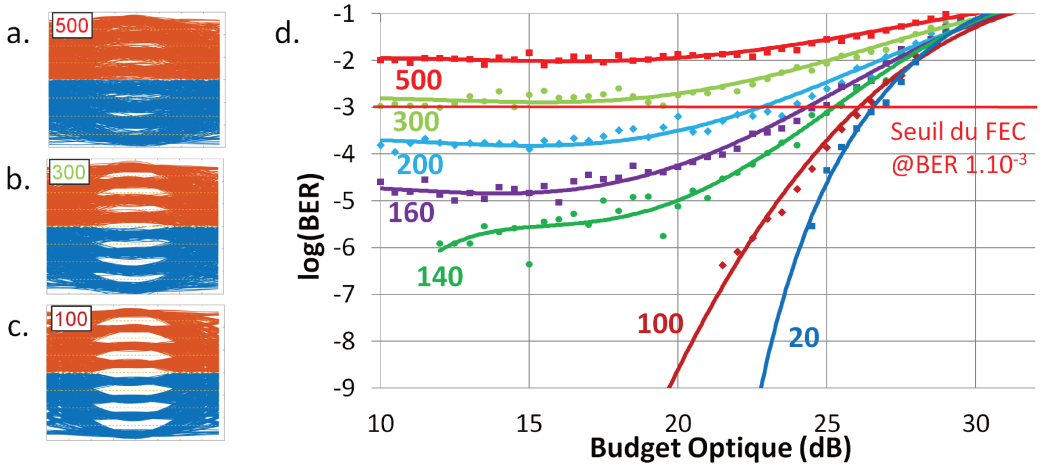


FIGURE 2.43 – Diagrammes de l'œil PAM8 pour des bruits gaussiens avec un écart-type de (a) 500u.a.a., (b) 300u.a.a. et (c) 100u.a.a. (d) Simulations et approximations polynomiales de BER en fonction du budget optique pour différents écart-types du bruit gaussien du décodeur

Même avec cette configuration de bruit plus avantageuse que celle initiale, le PAM8 n'atteint pas 28dB de budget optique (Figure 2.44) et n'est donc pas compatible avec les classes ODN de la norme [23]. Ces classes sont donc atteignables non seulement au prix d'un meilleur décodeur mais aussi au prix de l'ajout de traitement du signal, ce qui complexifie le système et augmente son coût.

Nos simulations montrent que les performances du PAM8 à 37,5Gbit/s sont inférieures à celle du PAM4 à 50Gbit/s (Figure 2.44). En comparaison, la simulation du PAM8 a 3dB minimum de pénalité comparée au PAM4 et cela avec un débit 25% plus faible. Le PAM8 est plus exigeant et moins performant que le PAM4.

Le PAM8 ne semble donc pas être une solution pertinente pour la montée en débit à moindre coût dans le réseau d'accès optique.

PAM8 multi-débit ?

En prolongement de l'expérience de référence, nous souhaitons analyser les performances de transmission lorsque le PAM8 est utilisé pour transmettre trois débits différents dans le cas

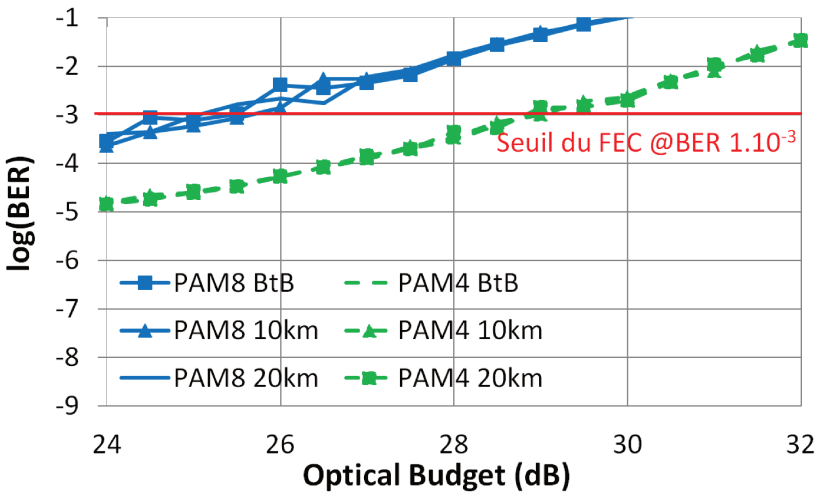


FIGURE 2.44 – Comparaison des BER en fonction du budget optique du 50Gbit/s PAM4 et du 37,5Gbit/s PAM8 simulés pour 0, 10 et 20km

d'un arbre PON possédant plusieurs classes de clients (Gold, Silver, etc...) ou mutualisé entre le résidentiel, le business et la radio comme illustré sur la Figure 2.45.

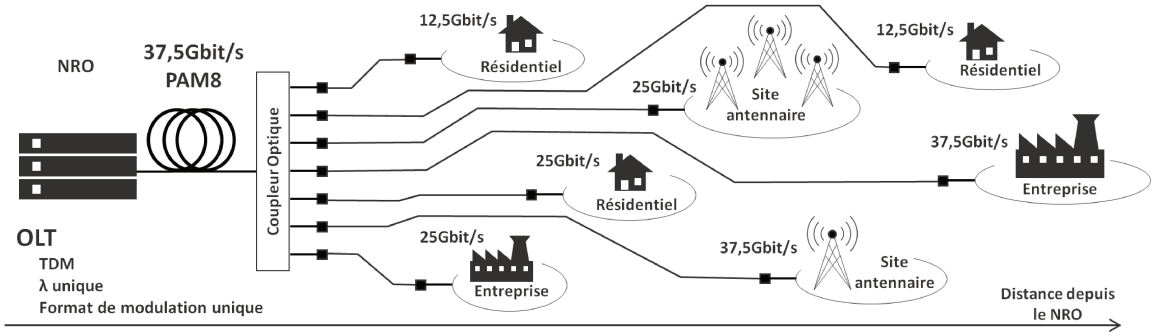


FIGURE 2.45 – Schéma d'un PON multi-débit basé sur le PAM8

Partant de la simulation PAM8 précédente, nous rajoutons deux décodeurs supplémentaires en réception afin de ne décoder que du NRZ ou du PAM4 à partir du signal PAM8 reçu. Le principe est similaire à celui vu dans l'expérience temps réel sur l'architecture à deux débits avec un signal PAM4. Le décodage de ces formats de modulation à moindre débit est plus simple, il requiert moins de seuils de décision que le décodeur PAM8 qui en a sept et moins de portes logiques. Il en ressort un équipement simplifié et moins onéreux.

Pour une réception d'un signal PAM8 à 37,5Gbit/s, le décodeur NRZ à 12,5Gbit/s ne requiert qu'un seul seuil de décision pour décoder le MSB, il s'agit du seuil 4. Le décodage du PAM4 à 25Gbit/s nécessite trois seuils de décision, le seuil 2, le seuil 4 et le seuil 7.

Nous mesurons alors le taux d'erreur en fonction du budget optique pour les deux nouveaux décodeurs de la même manière que pour les précédentes simulations. On représente les résultats obtenus sur la Figure 2.46. On observe de meilleures performances pour les réceptions PAM4 et NRZ. En recevant et décodant le PAM8 entièrement, le budget optique est inférieure à 26dB. En décodant du PAM4 (à 25Gbit/s) à partir du PAM8 reçu, un budget de 26,4dB est atteint. De même en décodant seulement du NRZ (à 12,5Gbit/s), on obtient un budget optique de 27,2dB en recevant du PAM8.

Le gain par le décodage de formats de modulation inférieurs au PAM8 est relativement faible

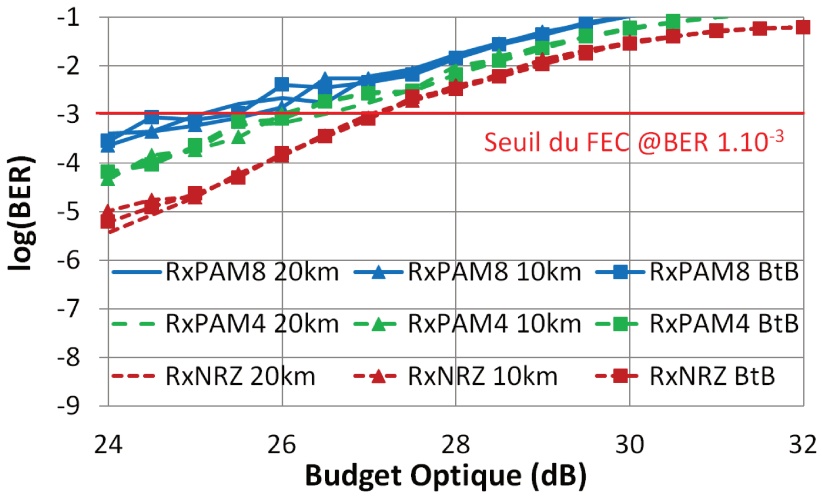


FIGURE 2.46 – BER en fonction du budget optique du PAM8 simulé en réception PAM8 37,5Gbits, PAM4 25Gbit/s et NRZ 12,5Gbit/s pour 0, 10 et 20km

(à peine plus de 1dB). La possibilité d'avoir différents débits sur le même arbre PON est très alléchante mais les performances du PAM8 restent à améliorer si l'on souhaite implémenter ce type de transmission dans le réseau d'accès. Le PAM4 reste moins complexe à implémenter, plus avantageux en termes de performances mais n'offrirait que deux débits.

2.6.3 Comparaison et conclusions sur la simulation

La simulation développée ci-dessus, conçue au plus proche des caractéristiques mesurées du système physique, montre que le format de modulation PAM8 n'est pas facilement implémentable dans le réseaux d'accès optique à cause de ses besoins en budget optique et de son exigence sur les composants. La transmission PAM8, bien que permettant la réutilisation des optiques à 10GHz de bande passante, est très exigeante concernant le bruit ajouté par les composants sur toute la chaîne de transmission. Même en réduisant le bruit dans la chaîne de transmission, atteindre le budget optique minimum requis demandera l'utilisation de traitement du signal pour compenser les défauts de transmission et augmentant le SNR global.

Le PAM4, pour sa part, semble plus prometteur pour transmettre à plus haut débit. Non seulement, il permet d'atteindre un débit de 50Gbit/s sur des composants ayant des bandes passantes de 20GHz, mais en plus le SNR requis est plus faible. Réussir à être compatible avec les classes d'ODN décrites dans la norme est donc plus facilement réalisable. L'utilisation de traitement du signal via DSP ou plus simplement par égalisation analogique peut alors améliorer les performances de la transmission à moindre coût et assurer une plus grande marge dans le budget optique.

Le travail de simulation ici présenté a permis la publication de ces résultats dans le journal Photonics en novembre 2018 [115].

2.7 Conclusions du chapitre

Pour les formats de modulation PAM, en absence d'amplification optique ou sans une forte puissance d'émission du laser, le budget optique requis dans le réseau d'accès n'est pas atteignable. Cela est dû aux multiples niveaux d'amplitude qui forment le signal et cela augmente le SNR nécessaire pour transmettre correctement le signal. En plus de ce besoin de SNR plus élevé, le PAM4 possède un décodage plus complexe que le NRZ, historiquement utilisé dans l'accès. La présence de plusieurs seuils de décision pour décoder le signal PAM4 sont sources d'erreurs impactant les performances mesurées.

Malgré toutes ces contraintes, nous avons montré que le PAM4 permet de réutiliser les optiques développées à 10GHz pour transmettre un signal numérique à 25Gbit/s compatible avec

les classes d'ODN N1, E1 et E2 selon la puissance d'émission. Ces travaux, dont le mode expérimental est en temps réel, ont permis de faire la démonstration d'un système dont la sensibilité constitue une amélioration par rapport à l'état de l'art.

La simulation et l'extrapolation du banc expérimental permet de renforcer le choix du PAM4 au détriment du PAM8 pour monter en débit. Ce format de modulation a plus de contrainte concernant le SNR et une complexité du décodage accrue.

D'un point de vue opérateur, le changement de format de modulation n'est pas un critère d'acceptation ou de rejet d'une technologie. Ce qui fera l'adoption de la prochaine génération de PON sera la capacité du système à être compatible avec l'infrastructure déployée et interopérable avec les autres solutions proposées par les vendeurs. Si le PAM4 est adopté, les critères d'interopérabilité de la couche physique deviendront plus contraignant que sur le NRZ. Par exemple, comme nous l'avons vu dans la partie simulation, des masques sur le diagramme de l'œil seront à définir afin que le signal PAM4 soit normalisé pour le réseau d'accès.

Bien que le PAM4 soit prometteur à 25Gbit/s et 50Gbit/s, l'arrivée des composants optiques à 20GHz et l'étude du traitement du signal encourage la réutilisation du NRZ. En effet, dans le monde la recherche pour 50Gbit/s, le format de modulation NRZ avec un fort traitement du signal est un concurrent considéré sérieux au PAM4 avec un traitement du signal plus léger : sensibilité de -21dBm pour du NRZ [116] et -15dBm avec du PAM4 [117].

Pour cela nous étendrons le travail effectué dans cette thèse par une étude sur le traitement du signal et sa compatibilité avec le PON. Cet aspect est décisif quant au maintien des coûts actuels du réseau d'accès qui est usuellement utilisé avec des transmissions IMDD sans égalisation.

Chapitre 3

Solutions industrielles pour la montée en débit

3.1 Introduction du chapitre

La montée en débit du réseau d'accès voit s'affronter de nombreuses techniques. Dans ce chapitre, nous allons présenter une partie de ces propositions au travers de trois prototypes industriels évalués au cours de la thèse.

Dans un premier temps, nous étudierons le format de modulation duobinaire par l'intermédiaire d'un premier prototype. Ce dernier est utilisé pour réaliser une transmission à 25Gbit/s TDM PON. Ce prototype, réalisé par le laboratoire de recherche et développement de Huawei situé à Shenzhen en chine, fait appel à une opération de filtrage et à une procédure d'égalisation afin d'obtenir des performances compatibles avec les classes de budget optique de la norme XG(S)-PON.

Ensuite, nous évaluerons un prototype de PON basé sur le multiplexage en longueur d'onde (WDM). Le débit par canal est de 2,5Gbit/s à 3Gbit/s selon le protocole utilisé par le système. Le système, proposé par SOLiD, est pensé pour le réseau d'accès mobile. Ce prototype a pour objectif de répondre aux exigences NG-PON2 [118] concernant principalement l'accordabilité en longueur d'onde des transceivers pour des transmissions point-à-point.

Le dernier prototype évalué concerne la 5G. Il s'agit d'un système WDM avec trois longueurs d'onde. Chaque canal fonctionne à un débit de 25Gbit/s et permet de transmettre sur des distances proches de 10km.

Ces évaluations de prototypes sont importantes pour un opérateur. Elles permettent de connaître l'état d'avancement des industriels ainsi que les difficultés à intégrer une technologie dans un système commercial. Il s'agit aussi de l'occasion d'échanger avec les constructeurs afin de les conseiller concernant l'architecture choisie par l'opérateur et ses besoins. Ces échanges sont bénéfiques aussi bien à l'opérateur, qu'au constructeur.

3.2 Transmission duobinaire à 25Gbit/s en bande latérale résiduelle

Ce premier prototype utilise un des formats de modulation, candidats à la montée en débit, plus efficaces spectralement que le NRZ. Il s'agit du duobinaire qui est un format de modulation déjà connu depuis de nombreuses années [119].

Le prototype possède trois caractéristiques spécifiques : le format de modulation duobinaire, la modulation en bande latérale résiduelle (Vestigial-Side Band (VSB)) et l'égalisation.

La modulation en VSB, décrite dans la suite de ce chapitre, permet de réduire la sensibilité à la dispersion chromatique et d'obtenir un meilleur taux d'extinction (ouverture du diagramme de l'œil).

D'abord, nous allons étudier succinctement la génération du signal duobinaire et la modulation en VSB. Pour une description détaillée du duobinaire et ses différentes générations, le lecteur peut se reporter au manuscrit de thèse de Justine Konopacki [57] qui a également travaillé sur l'évaluation de ce prototype. Nous ne décrirons pas l'égalisation dans ce chapitre, le chapitre 4 y est consacré.

Dans un deuxième temps, nous présenterons le prototype dans sa globalité et le banc expérimental utilisé lors de l'évaluation.

Nous finirons avec l'étude des performances du prototype et les pistes d'amélioration de la transmission.

3.2.1 Principe du duobinaire

Comme vu dans le premier chapitre de ce manuscrit, le duobinaire est un concurrent au format de modulation NRZ hérité des générations de technologies PON précédentes. Comme le PAM4, le duobinaire nécessite une bande passante deux fois moins large que celle du NRZ pour un même débit binaire (Figure 3.1).

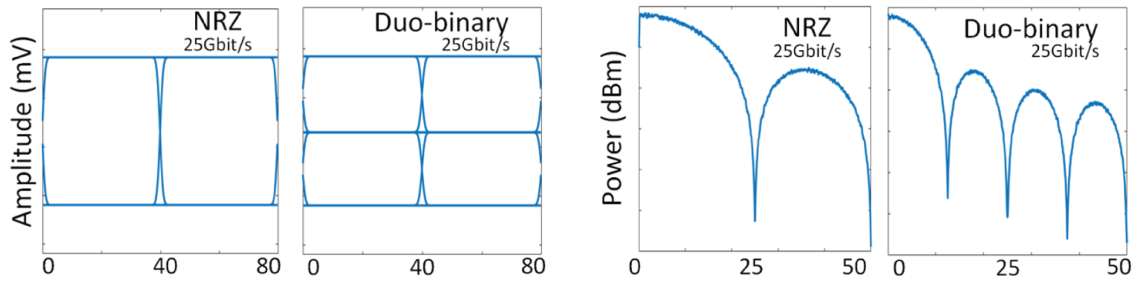


FIGURE 3.1 – Comparaison du diagramme de l'œil et du spectre d'un signal NRZ et Duobinaire à 25Gbit/s

En utilisant la même modélisation qu'au chapitre précédent, la Figure 3.2 compare le besoin en rapport signal-à-bruit (SNR) des formats de modulation NRZ, duobinaire et PAM4. Avec ses trois niveaux d'amplitude au lieu de deux, à un taux d'erreur de 10^{-3}, le duobinaire requiert un SNR minimum de 16,1dB alors que le NRZ a besoin de 9,8dB et le PAM4 nécessite 19,7dB. Ce besoin en SNR plus élevé est critique pour le choix du format de modulation pour le réseau d'accès PON qui est défini par un budget optique élevé, pouvant atteindre plus de 29dB, dû à sa nature point à multipoint. Le gain en efficacité spectrale du duobinaire est contrebalancé par une sensibilité supérieure au bruit par rapport au NRZ.

Le duobinaire est une source de travaux de recherche visant l'augmentation du débit pour le PON. Il a été déjà étudié à 50Gbit/s en comparaison avec le NRZ à 25Gbit/s et le PAM4 à 50Gbit/s dans [120]. Dans ce papier, la transmission duobinaire possède une meilleure sensibilité que le PAM4, mais une sensibilité moins bonne que le NRZ à cause de son besoin plus grand en SNR (Figure 3.2).

Par ailleurs, le duobinaire a aussi été étudié pour le sens montant du PON qui s'effectue en mode *rafale* (mode *burst*) [121]. Le duobinaire nécessite, dans ce cas, une égalisation adaptative devant être optimisée pour chaque configuration d'ONU (longueur de fibre, atténuation, bande passante des composants, etc...).

Malgré ses nombreux avantages, le duobinaire est plus compliqué à mettre en œuvre que le NRZ. Il existe deux manières communément admises pour générer le duobinaire : électriquement et optiquement.

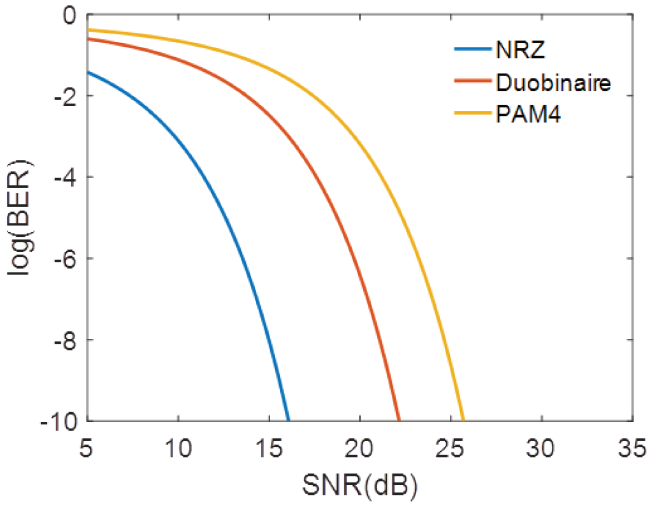


FIGURE 3.2 – Simulation du BER en fonction du SNR pour les formats de modulation NRZ, Duobinaire et PAM4

Duobinaire généré sur le signal électrique (EDB)

Lorsque l'on met en forme un signal de modulation électrique en duobinaire, on parle par abus de langage de duobinaire électrique. Comme vu au chapitre 1, le duobinaire est défini sur trois niveaux d'amplitude -1, 0 et +1. Ce signal électrique est appliqué sur le modulateur électro-optique (EO) que l'on choisit linéaire pour conserver le caractéristiques du format de modulation.

Afin d'obtenir un signal duobinaire dans le domaine électrique nous utilisons un pré-codage suivi d'un filtre à réponse impulsionnelle finie (FIR).

Le pré-codage consiste en l'application d'une boucle à rétro-action avec une opération OU-exclusif (XOR) [122]. La séquence ainsi pré-codée est ensuite appliquée à un filtre FIR à deux *taps* (le nombre de niveaux de décalage fourni par le filtre). Ce filtrage revient à effectuer la somme de la séquence binaire à la même séquence décalée d'un temps bit (voir Figure 3.3a).

Ce filtre peut être émulé par un laser ou une photodiode avec une bande passante deux fois plus petite que le débit, faisant office de filtre passe-bas. Utiliser la bande passante des composants EO et OE présente l'avantage de laisser le choix de l'emplacement du filtre dans la transmission, ce qui permet de le faire soit à l'émission, soit à la réception, soit en combinant les deux.

A la réception, le décodeur duobinaire possède deux seuils de décision et une opération logique XOR (Figure 3.3b) [122].

Pour expliquer cette technique, le Tableau 3.1 décrit un exemple de trame binaire encodée en duobinaire puis décodée en NRZ. Les niveaux -1 et +1 du code duobinaire sont notés - et +. On obtient un bit n de la séquence duobinaire à partir des bits n et n-1 de la séquence pré-codée. Ainsi, si dans la séquence pré-codée on a deux 0 de suite, le duobinaire vaudra -1. Si l'on a deux 1, le duobinaire vaudra +1. Si l'on a un 1 et un 0, le duobinaire vaudra alors 0.

Il est à noter que, lors des tests laboratoires, des séquences pseudo-aléatoires PRBS sont utilisées et que les spécificités de la génération de ce type de séquence équivaut à un précodage des données. En effet, lorsque l'on transmet une PRBS de la manière décrite précédemment, on récupère la même PRBS décalée de plusieurs bits [123].

Duobinaire généré sur le signal optique (ODB)

La génération du signal duobinaire optique nécessite un modulateur externe de type Mach-Zehnder (MZM). Son champ électromagnétique E en fonction de la tension de commande est

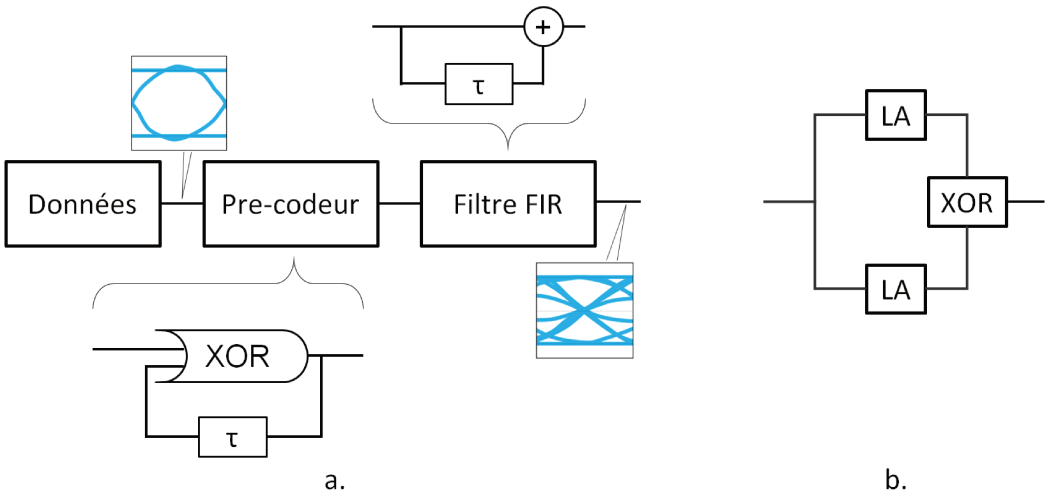


FIGURE 3.3 – Principe de (a.) l'encodeur et du (b.) décodeur duobinaire

PRBS	1	1	1	0	1	0	0	1	1	1	0	0	0	1	1	0	1	0	0	0
Pré-codage	1	0	1	1	0	0	0	1	0	1	1	1	1	0	1	1	0	0	0	0
Duobinaire		0	0	+	0	-	-	0	0	0	+	+	+	0	0	+	0	-	-	-
Seuil 1		0	0	1	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	1	0	0	0	0	0
Seuil 2		1	1	1	1	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0
Trame décodée		1	1	0	1	0	0	1	1	1	0	0	0	1	1	0	1	0	0	0

Tableau 3.1 – Exemple d'encodage et de décodage d'un signal duobinaire généré électriquement par pré-codage

une sinusoïde et son intensité lumineuse (puissance optique) P en fonction de la tension de commande est proportionnelle au carré du champ. On les représente sur la Figure 3.4.

L'amplitude du champ et la puissance s'annulent pour la même valeur de tension d'entrée : V_π. Conventionnellement, quand on utilise un MZM, on centre le signal modulant à $V_{\pi/2}$ en ayant une amplitude correspondante à la plage allant de 0 à V_π (Figure 3.4a). Il est possible d'utiliser cette plage pour convertir un signal duobinaire électrique dans le domaine optique, mais l'utilisation d'un MZM permet également de générer un duobinaire optique [124].

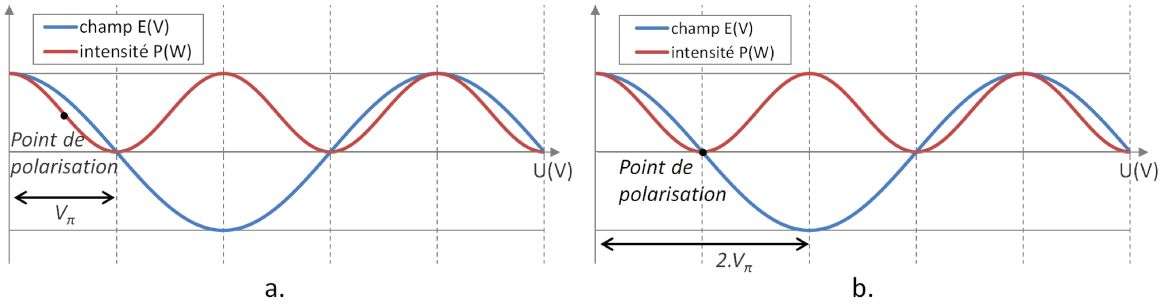


FIGURE 3.4 – Réponse en amplitude de champ électromagnétique et en intensité lumineuse

En effet, pour le duobinaire optique, le signal modulant est centré à V_π avec une amplitude de $2.V_\pi$ (Figure 3.4b). En partant du point d'amplitude nulle, E augmente en valeur absolue (donc P aussi) mais prend des valeurs positives ou négatives, ce que l'on exprime habituellement en parlant d'un déphasage de π. Le niveau de puissance optique associé aux symboles -1 et 1 sont donc les mêmes mais on dit qu'ils sont déphasés de π (voir Figure 3.5).

Les diagrammes de l'œil simulés, avec la même simulation qu'au chapitre 2, nous montre la sensibilité du duobinaire à la bande passante de la chaine de transmission. Le diagramme de l'œil à 25Gbit/s est bien plus fermé que celui à 20Gbit/s avec des composants simulés avec 10GHz de bande passante.

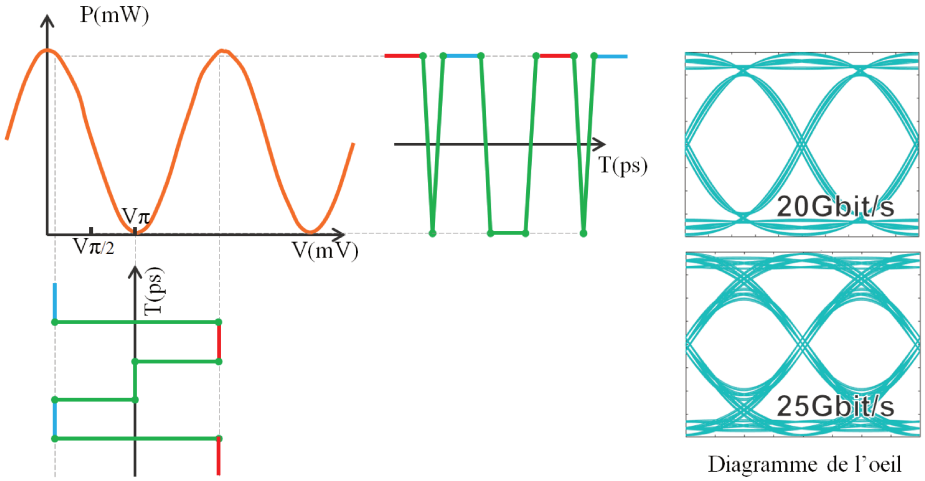


FIGURE 3.5 – Principe de génération du duobinaire optique avec la réponse d'un modulateur Mach-Zehnder (à gauche) et diagrammes de l'œil simulés (à droite) à 20Gbit/s et 25Gbit/s sur des composants à 10GHz de bande passante

Le diagramme de l'œil optique ressemble à un signal NRZ, ce qui occulte l'information sur la phase, mais le signal est deux fois moins large spectralement. Après détection directe le signal est simplement récupéré en NRZ et occupe la même largeur spectrale qu'avant encodage en duobinaire (Tableau 3.2).

PRBS	1	1	1	0	1	0	0	1	1	1	0	0	0	1	1	0	1	0	0	0
Pré-codage	1	0	1	1	0	0	0	1	0	1	1	1	1	0	1	1	0	0	0	0
Duobinaire		0	0	+	0	-	-	0	0	0	+	+	+	0	0	+	0	-	-	-
Signal optique		0	0	1	0	1	1	0	0	0	1	1	1	0	0	1	0	1	1	1
Trame détectée		1	1	0	1	0	0	1	1	1	0	0	0	1	1	0	1	0	0	0

Tableau 3.2 – Exemple d'encodage et de décodage d'un signal duobinaire optique

3.2.2 Bande latérale double, unique et résiduelle (DSB, SSB et VSB)

Lors d'une modulation d'intensité pure (c'est à dire sans *chirp*), en modulation directe ou en modulation externe, le spectre du signal modulé est par nature en bande latérale double (Double-Side Band (DSB)). Cette caractéristique, ajoutée à la dispersion chromatique de la fibre optique conduit à un comportement de filtre passe-bas du lien optique pour le signal de modulation. Ce filtre a une bande passante qui varie comme la racine carré de la longueur de fibre et du paramètre de dispersion à la longueur d'onde utilisée [125]. En revanche, une modulation mono-fréquence en bande latérale unique (Single-Side Band (SSB)) n'est pas soumise à cet effet de filtrage par la dispersion chromatique [126].

Le prototype étudié utilise un filtre optique en sortie du modulateur MZM. Ce composant transforme la modulation DSB en modulation SSB par suppression de l'une des bandes latérales. En pratique, un filtre Fabry-Perot à la suite d'un MZM n'atténue qu'une partie de la bande, on parle alors de bande latérale résiduelle (VSB).

3.2.3 Évaluation du prototype

Dans cette partie, nous présenterons en détails le prototype testé, ainsi que le banc expérimental ayant permis son évaluation. Puis nous examinerons les performances du prototype.

Présentation du prototype

Le prototype PON à 25Gbit/s est basé sur une transmission sur un canal en bande C (1550,57nm) à 25Gbit/s pour le sens descendant et deux canaux en bande O (1271,57nm et 1333,41nm) à 10Gbit/s pour le sens montant. L'ensemble de la chaîne de transmission et du banc expérimental est représenté sur la Figure 3.6.

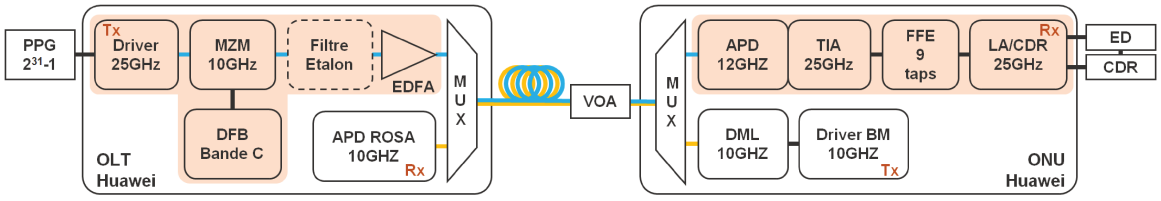


FIGURE 3.6 – Banc d'évaluation du prototype 25Gbit/s PON en sens descendant avec le format de modulation ODB

Pour le sens descendant, l'émetteur est sous la forme d'un transceiver C Form-factor Pluggable (CFP)2 (Figure 3.7). Pour le sens descendant, il inclut un laser DFB accordable dans la bande C émettant à 1550,57nm, un MZM ayant 10GHz de bande passante, un filtre optique de Fabry-Perot (filtre étalon) de largeur 100GHz que l'on peut intercaler ou non, pour moduler le signal en VSB, et un amplificateur à fibre dopée à l'erbium EDFA pour compenser les pertes d'insertion du modulateur Mach-Zehnder. L'utilisation du MZM permet l'émission d'un signal ODB choisi par Huawei pour ses meilleures performances que l'EDB comme vu dans le chapitre 1.

FIGURE 3.7 – Représentation à l'échelle des transceivers les plus répandus dans les communications optiques (images issues du catalogue en ligne de Finisar [8])

Les fibres optiques utilisées sont des fibres monomodes standards (SSMF) correspondant à celles déployées en France. Nous testons la transmission jusqu'à 30km de SSMF. Avant la réception, nous introduisons un atténuateur optique variable (VOA) afin d'émuler les pertes des coupleurs présents dans un arbre PON et de réaliser nos mesures de budget optique.

A la réception, une photodiode à avalanche (APD) combinée à un amplificateur TIA est utilisée pour convertir le signal optique reçu en signal électrique, l'ensemble possède une bande passante de 12GHz. Un égaliseur de type Feed-Forward Equalizer (FFE) est utilisé pour compenser les distorsions du signal subies lors de la transmission, principalement dues à la dispersion chromatique de la bande C et à la limite de bande passante des composants. Le FFE dispose de 9 cœfficients à paramétrer et 25GHz de bande passante. Un ampli-limiteur (Limiting Amplifier (LA)) sert de seuil de décision pour décoder la trame reçue avant d'atteindre le système de récupération d'horloge et de données (CDR).

Nous évaluons les performances de la transmission au travers de l'impact de la VSB, du FFE et de la longueur de fibre optique sur le signal duobinaire à 25Gbit/s.

Le sens montant fonctionnant à 10Gbit/s avec des technologies déjà connues du monde de la recherche et des équipementiers pour le XG(S)-PON et le 10G-EPON, nous ne le détaillerons pas et ne l'évaluerons pas.

Afin de tester la transmission descendante, nous utilisons un générateur de trame (PPG) cadencé par une horloge en émission. En réception, après les éléments du prototype, nous utilisons un module de détection d'erreur associé à une CDR.

Performances du prototype

Le paramétrage des *taps* du FFE n'est pas réalisé automatiquement dans la version testée du prototype. Nous avons donc décidé, afin de pouvoir effectuer tous les tests souhaités pendant la période de temps durant laquelle le prototype était à notre disposition, d'optimiser le FFE pour un point de la courbe précis. Nous avons optimisé le FFE pour chaque mesure utilisant l'égalisation pour une faible puissance reçue.

La procédure d'optimisation est la suivante : dans un premier temps nous réglons l'atténuateur optique afin de mesurer un BER proche de 10^{-3} ; ensuite nous paramétrons le FFE pour obtenir le BER le plus faible possible. Si ce dernier est inférieur à 10^{-3}, nous augmentons l'atténuation optique de 1dB et nous recommençons l'optimisation du FFE, sinon nous gardons le paramétrage d'égalisation et conservons cette atténuation comme début de la courbe pour la mesure en cours.

La Figure 3.8 représente les réponses fréquentielles du canal de propagation avec et sans le filtre étalon. On remarque que la dispersion chromatique amène un évanouissement de la réponse fréquentielle dans le cas de la modulation DSB comme prévu par la théorie (courbe bleue). L'ajout du filtre et son ajustement par rapport à la longueur d'onde d'émission permet de supprimer l'évanouissement.

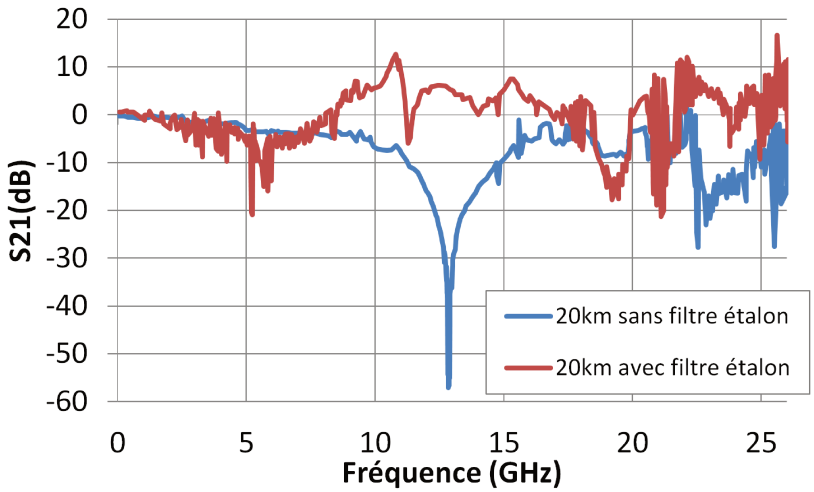


FIGURE 3.8 – Réponses fréquentielles du prototype après transmission sur 20km de fibre (avec et sans filtre)

Sur la Figure 3.9, nous observons les performances en budget optique obtenues avec (Figure 3.9a) ou sans (Figure 3.9b) le filtre étalon pour différentes distances parcourues et en ayant optimiser le FFE pour un point de la courbe. On remarque une amélioration de 1dB (après 20km et 30km) à 3dB (en BtB) sur la sensibilité du système avec le filtre étalon. Dans cette configuration, les sensibilités atteintes sont -24,4dBm, -26,3dBM et -27,2dBm pour 0km, 20km et 30km respec-

tivement. Les performances sont meilleures après propagation, ce qui confirme l'effet de filtrage par la dispersion chromatique. Ce format de modulation est donc très sensible à la bande passante globale du système de transmission.

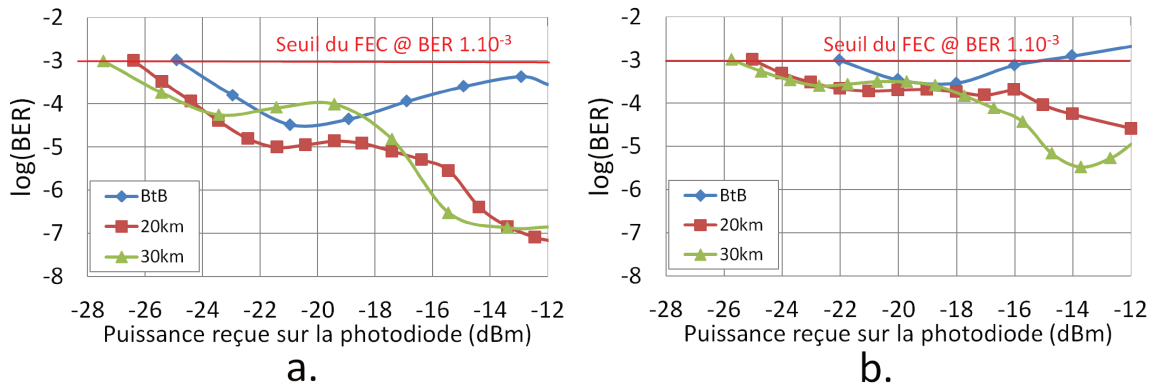


FIGURE 3.9 – BER en fonction de la puissance reçue sur la photodiode en BtB, après 20km et 30km de fibre, (a.) avec et (b.) sans filtre)

Nous pouvons observer l'effet du filtre sur l'ouverture du diagramme de l'œil (Figure 3.10). Les diagrammes de l'œil a, b et c sont obtenus sans le filtre étalon, alors que les diagrammes d, e et f sont relevés avec le filtre étalon. Pour chaque mesure, on remarque que la présence du filtre permet d'augmenter l'ouverture de l'œil. Cet effet est d'autant plus notable après 20km de fibre, car il s'agit de la distance typique du PON pour laquelle le prototype a été optimisé, ce qui peut être problématique pour des clients se situant à 10km ou 15km du central.

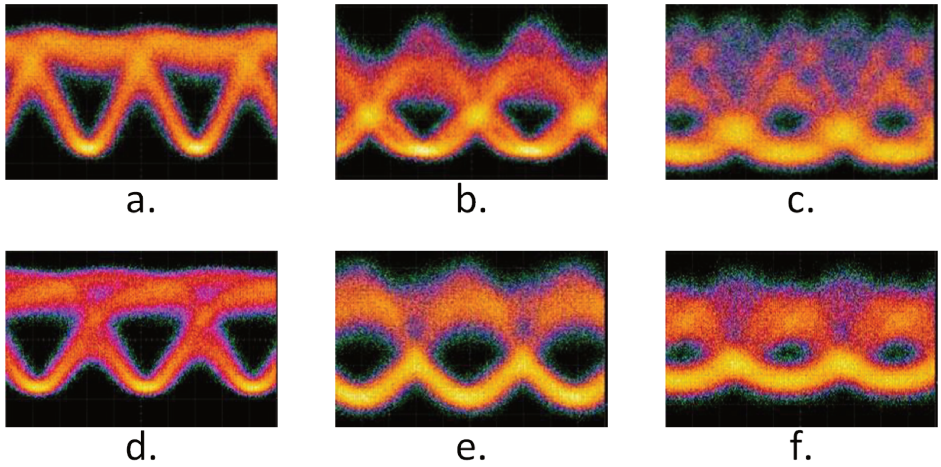


FIGURE 3.10 – Diagrammes de l'œil du signal ODB détecté par une photodiode large bande :
(a) en BtB, (b) après 20km de fibre et (c) après 30 km de fibre sans le filtre étalon
(d) en BtB, (e) après 20km de fibre et (f) après 30 km de fibre avec le filtre étalon

Par ailleurs l'égalisation réalisée par le FFE compense les distorsions après transmission. Sur la Figure 3.11, nous avons relevé les diagrammes de l'œil en trois points du système : en sortie de l'OLT (Figure 3.11a), après 20km de fibre monomode (Figure 3.11b) et après égalisation par le FFE (Figure 3.11c). On remarque que le signal ODB émis est correctement remis au format NRZ après réception et égalisation.

Les performances du prototypes sont caractérisées pour le sens descendant à 25Gbit/s avec des courbes de BER en fonction de la puissance reçue sur la photodiode PIN et en fonction du budget optique associé.

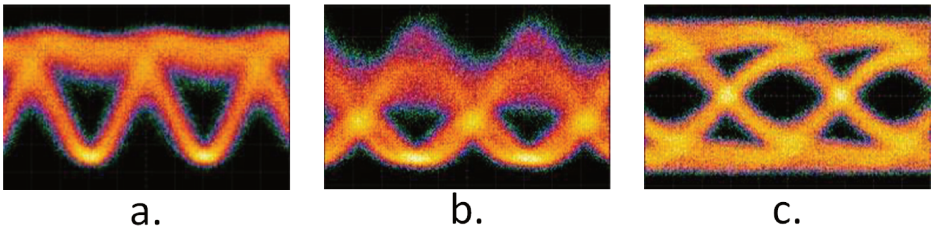


FIGURE 3.11 – Diagrammes de l'œil du signal ODB détecté par une photodiode large bande sans le filtre étalon : (a) en BtB, (b) après 20km de fibre et (c) après 20 km de fibre et égalisation

La Figure 3.12 représente le taux d'erreur en fonction de la puissance reçue pour des transmissions sur 30km sans égalisation, avec égalisation optimisée à un seul point et avec égalisation optimisée à chaque point de la courbe. On remarque l'importance du FFE qui fait gagner au minimum 1,6dB pour des mesures effectuées avec 30km de propagation. L'égalisation améliore non seulement la sensibilité mais aussi la tendance de la courbe, on observe un tracé "aléatoire" dans le cas sans égalisation comparé aux résultats obtenus avec l'égalisation. L'optimisation à un seul point de l'égalisation permet d'améliorer la sensibilité mais ne semble pas suffisante. En effet, on remarque une courbe non rectiligne pour la mesure réalisée avec une seule optimisation alors que la courbe correspondant à l'égalisation optimisée à chaque point est linéaire.

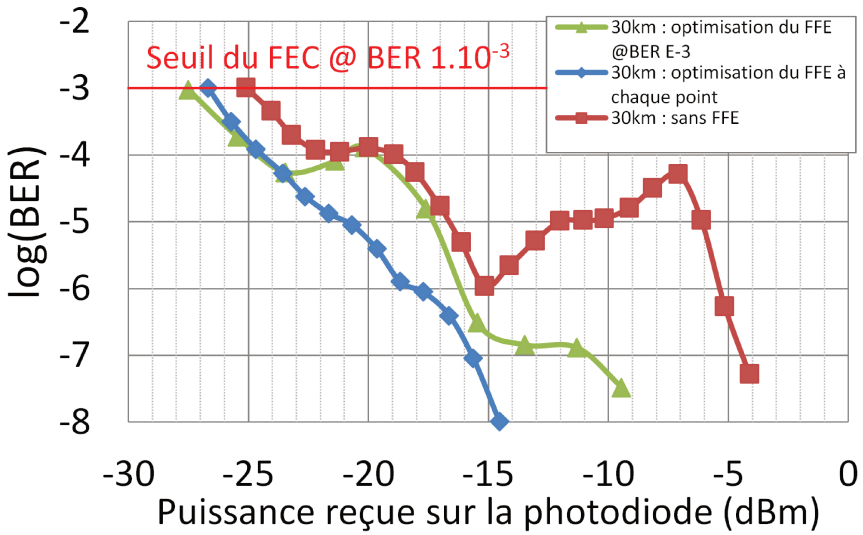


FIGURE 3.12 – BER en fonction de la puissance optique reçue sur la photodiode sur 30km de fibre en optimisant le FFE pour un BER à 10^{-3}, en optimisant le FFE à chaque point de la courbe et sans optimisation

Les Figures 3.13a et 3.13b présentent les performances en BER du système en fonction de la puissance reçue et du budget optique pour 0km, 20km, 30km et 40km de propagation lorsque l'on optimise le FFE seulement pour un point.

Concernant la sensibilité, l'état de l'art indique que l'ODB a atteint -20,8dBm pour un BER à 10^{-3}, à 25Gbit/s en BtB et en bande C, ainsi que -26,2dBm et -24dBm pour 20km et 30 km respectivement [127]. Par ailleurs, un banc expérimental d'ODB [71], aussi en bande C à 25Gbit/s, a reporté les sensibilités de -23dBm, -27,5dBm et -26,6dBm en BtB, après 20km et 30km de fibre optique pour un BER de 10^{-3} avec égalisation.

Le prototype a permis d'atteindre des sensibilités de -25dBm en BtB, -26,5dBm à 20km, -27,5dBm à 30km et -23dBm à 40km avec le filtre étalon assurant le VSB et en optimisant l'égalisation à BER égal à 10^{-3}. Ces performances s'inscrivent en cohérence avec l'état de l'art. On observe que pour la transmission à 40km, la sensibilité est la plus mauvaise et l'optimisation à un seul

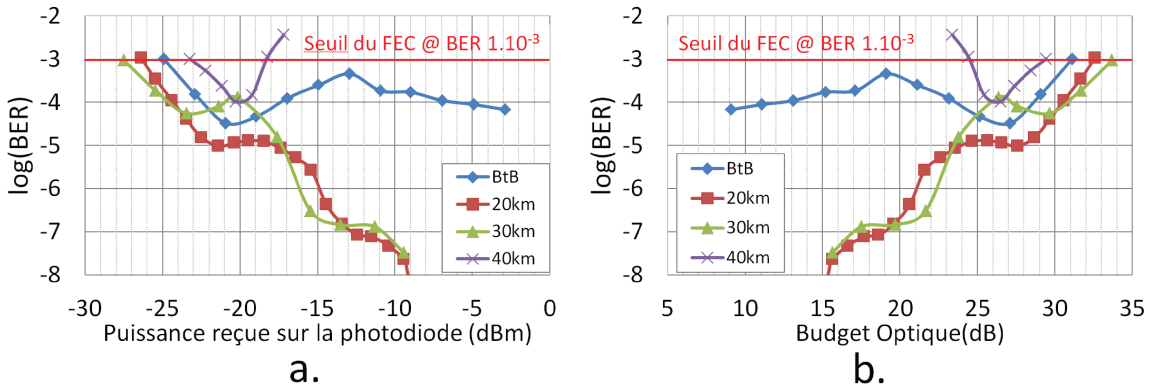


FIGURE 3.13 – BER en fonction de la puissance optique reçue sur la photodiode (a) et BER en fonction du budget optique (b) en BtB, à 20km, 30km et 40km de fibre en optimisant le FFE pour un BER à 10^{-3}

point fait remonter la courbe au dessus du seuil de FEC lorsque l'on augmente la puissance reçue. Nous atteignons les limites du système conçu pour transmettre sur des distances avoisinant les 20km.

La puissance d'émission après l'EDFA est de 6,2dBm. Avec cette valeur, nous pouvons tracer les courbes de BER en fonction du budget optique 3.13b. Les budgets optiques relevés sont 31,2dB en BtB, 32,7dB pour 20km, 33,7dB pour 30km et 29,2dB pour 40km de propagation pour un BER de 10^{-3}. Tous sont supérieurs aux 29dB requis par la classe N1 de la norme [11]. Les budgets optiques en BtB, pour 20km et pour 30km sont supérieurs à 31dB et sont donc compatibles avec la classe N2.

3.2.4 Conclusions

Le prototype étudié dans cette section nous a présenté une transmission en ODB, avec un filtrage VSB et utilisant de l'égalisation en réception. Ce format de modulation permet d'utiliser des bandes passantes plus faibles que ce qui serait nécessaire avec le NRZ pour un même débit. La présence d'un filtre étalon permet de générer le duobinaire en VSB, le rendant moins sensible à la dispersion chromatique. De plus, l'utilisation d'égalisation en réception augmente l'ouverture des diagrammes de l'œil reçus et améliore la sensibilité.

Le prototype, dans son ensemble, réalise une transmission à 25Gbit/s et il est compatible avec la classe de budget optique N1 (29dB) pour un FEC associé à un BER de 10^{-3} jusqu'à 40km de fibre SSMF. Toutefois, il faut noter que l'égalisation n'est pas automatique et qu'il est nécessaire d'optimiser son paramétrage pour chacune de nos mesures. Son automatisation, ou du moins son optimisation pour toutes les longueurs de fibre, est un critère essentiel afin que tous les ONU du PON puissent correctement recevoir les données.

Les résultats de cette étude ont été obtenus en commun avec Ye Zhicheng et Justine Konopacki qui ont publié sur le sujet lors de la conférence ECOC 2017 [72], ainsi que dans le manuscrit de thèse de Justine Konopacki soutenue en janvier 2018 [57].

3.3 Système NG-PON2 avec l'option WDM PtP

Ce second prototype utilise le format de modulation NRZ. Il base cependant la montée en débit sur le multiplexage en longueur d'onde comme proposé par la norme NG-PON2 [118], notamment sa variante pour les transmissions point-à-point (PtP WDM).

Ce prototype est pensé pour faire le lien entre le site antennaire et le central de l'opérateur dans le réseau d'accès mobile en fibre optique. Il s'agit du segment appelé *fronthaul* dans le réseau d'accès mobile [128]. Cette solution technique a été prévue pour venir en superposition du réseau déjà existant, basé sur du multiplexage en longueur d'onde *grossier* (CWDM). En effet, la

solution proposée à travers ce prototype permet d'implémenter plusieurs canaux de multiplexage en longueur d'onde dense (DWDM) dans un seul canal CWDM.

3.3.1 Cas d'usage du NG-PON2 point à point pour le réseau d'accès mobile

La Figure 3.14 illustre l'architecture classique du *fronthaul*. On y trouve l'unité de bande de base (BBU) à gauche dans le central de l'opérateur et la tête radio déportée (RRH ou Remote Radio Unit (RRU)) à droite, sur le site antennaire. Le lien se fait sur fibre optique et traverse deux multiplexeurs/démultiplexeurs CWDM, le premier au central et le second sur le nœud distant (Remote Node (RN)) avant les sites antennaires pour séparer les canaux pour chaque site desservi.

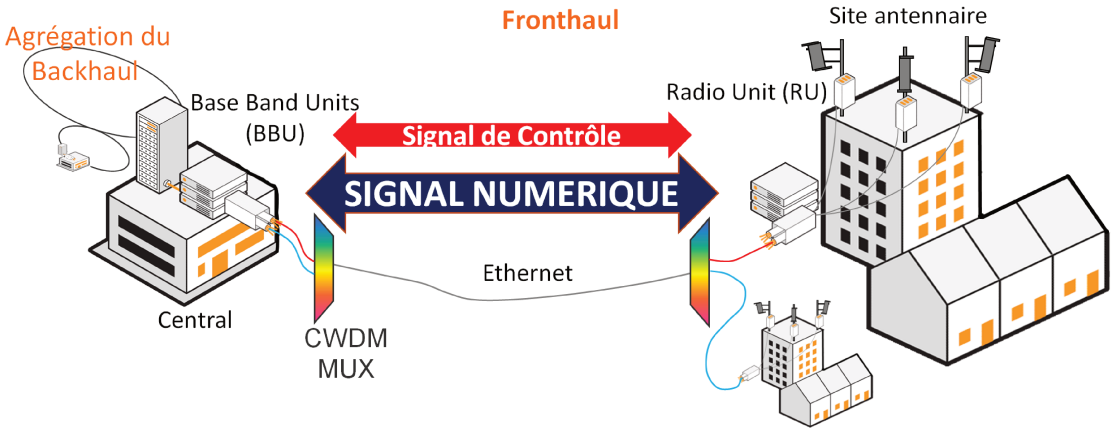


FIGURE 3.14 – Architecture Fronthaul avec un système CWDM

Au vu du faible nombre de liens entre un central et un site antennaire, compte tenu de la contrainte de faible latence de l'accès radio, le PON basé sur le multiplexage en temps (TDM) n'est pas le meilleur candidat pour la 5G.

Comme vu dans le premier chapitre, dans la section 1.5, le réseau d'accès radio est réalisé à l'aide de liaisons fibres PtP Ethernet. Le nombre d'équipements et de fibres peut être réduit grâce au multiplexage en longueur d'onde (DWDM). Le DWDM est d'autant plus intéressant quand le nombre de fibres déployées est limité et/ou que l'on n'est pas le propiétaire des câbles [129].

Ainsi le NG-PON2, et notamment avec son option PtP WDM [130], apparaît comme une solution intéressante pour la 5G. Dans la norme PtP WDM NG-PON2, un canal de contrôle et de management auxiliaire (Auxiliary Management and Control Channel (AMCC)) est prévu pour contrôler les transceivers achromatiques (*colorless*) dont la longueur d'onde est modifiable à distance.

L'AMCC peut prendre la forme d'un signal émis sur une fréquence porteuse, à un débit moindre que le reste des données de la transmission. Ce canal est nécessaire pour le DWDM PON accordable en longueur d'onde, mais son utilisation dans la transmission a tendance à détériorer les performances de cette dernière [131].

3.3.2 Présentation du prototype et mise en place expérimentale

La Figure 3.15 décrit le montage expérimental comprenant le prototype ainsi que l'architecture *fronthaul*. Notre *fronthaul* expérimental est composé d'équipements commerciaux déployés pour la 4G : la BBU et la RRH ou (RRU). Habituellement, un SFP est connecté sur la BBU et un autre est connecté à la RRH fonctionnant à la même longueur d'onde fixe. Le signal optique traverse ainsi des multiplexeurs CWDM, un sur le RN avant le site antennaire et l'autre au central. Outre les deux CWDM, le *fronthaul* expérimental utilise 30km de fibre SSMF.

Le prototype est composé des éléments suivants : un terminal au central (Central Office Ter-

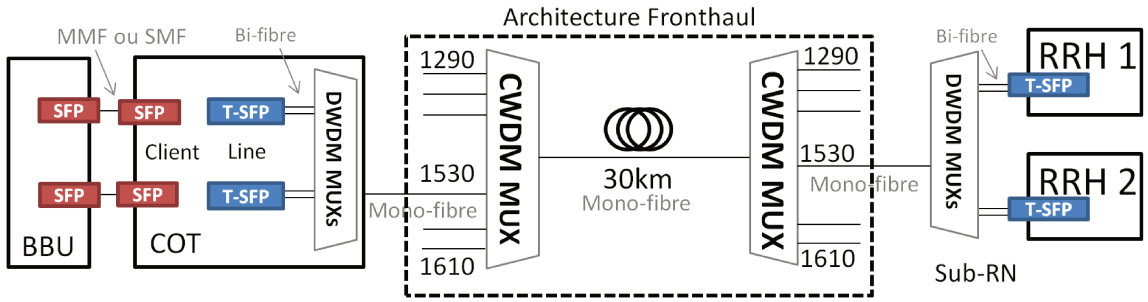


FIGURE 3.15 – Banc expérimental du prototype

minal (COT)), introduit après la BBU pour convertir les données dans le protocole choisi et pour émettre sur les canaux DWDM, 16 paires de transceivers (16 au central, 16 sur les sites antennaires) et deux multiplexeurs DWDM superposés aux multiplexeurs CWDM. Le SFP mono longueur d'onde de la RRH commerciale du laboratoire est remplacé dans par un SFP accordable en longueur d'onde d'émission (Tunable-SFP (T-SFP)), fourni par le constructeur SOLiD. Ce T-SFP est bi-fibre, c'est à dire qu'il possède un port pour le canal montant, ainsi qu'un port pour le canal descendant.

Les multiplexeurs utilisés, notés DWDM MUXs, sont composés de deux AWG (un pour le sens montant et un pour le sens descendant) suivis d'un multiplexeur DWDM. Ils permettent de recombiner/séparer les différents canaux pour passer du câble bi-fibre du prototype à celui mono-fibre de l'architecture *fronthaul*. Les AWG possèdent 16 canaux avec un espacement de 100GHz (0,8nm). En comparaison, l'espacement des canaux CWDM est de 20nm. Dans le prototype, deux AWG sont testés, un compatible avec le canal CWDM centré à 1530nm et un compatible avec le canal centré à 1550nm.

Aucun système actif n'est nécessaire sur le site antennaire. Tout le management est intégré dans le T-SFP, il s'agit du même type de transceiver aussi bien au central, qu'au site antennaire. Il est contrôlé à distance depuis l'équipement du central via l'AMCC. Il n'est pas obligatoire de fixer chaque longueur d'onde de chaque transceiver lors de leur déploiement, l'allocation et le verrouillage de la longueur d'onde sont gérés depuis le logiciel embarqué dans le COT au central. Il s'agit d'un avantage important pour le déploiement d'une solution WDM PON.

Le laser intégré au T-SFP est un laser accordable à cavité externe (Tunable External Cavity Laser (T-ECL)). La Figure 3.16 représente le T-ECL qui est basé sur l'utilisation d'une puce semi-conductrice et d'un guide d'onde sur matériau polymère surmonté d'un réseau de Bragg (Waveguide Bragg Grating (WBG)). Ce laser et son intégration ont été conçus et réalisés par SOLiD.

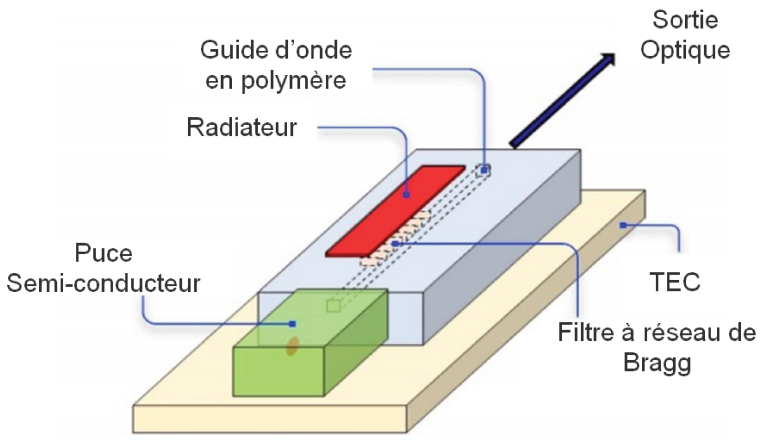


FIGURE 3.16 – Éléments composants le SFP accordable en longueur d'onde, conçu et développé par SOLiD

Le WBG permet d'obtenir une source laser avec une longueur d'onde étroite, compatible avec les canaux DWDM. L'accordabilité du laser est assurée par un contrôle thermique du radiateur qui fait varier la période longitudinale du réseau de Bragg et donc la longueur d'onde la plus réfléchie produisant la raie laser. Les performances du laser accordable sont précisées dans l'article [132]. Comme le laser ne nécessite pas de verrouillage de longueur d'onde autre, cette solution répond aux besoins "bas coûts" du réseau d'accès, ce qui n'est pas le cas des autres lasers accordables décrits dans la littérature [133].

3.3.3 Performances du prototype

Réponse spectrale et canaux DWDM

Le prototype s'utilise en superposition à l'architecture *fronthaul* existante. Les deux AWG, qui servent de DWDM, se positionnent sur deux canaux CWDM centrés autour de 1530nm et 1550nm avec une largeur de 20nm chacun. Chaque AWG possède 16 canaux DWDM espacés de 100GHz, 8 pour le sens descendant et 8 pour le sens montant. La Figure 3.17 représente les 16 canaux DWDM compris dans le canal CWDM centré autour de 1550nm. Nous avons mesuré le spectre optique des signaux montants et descendants grâce à un coupleur optique 2x2 positionné après la sortie du CWDM côté central.

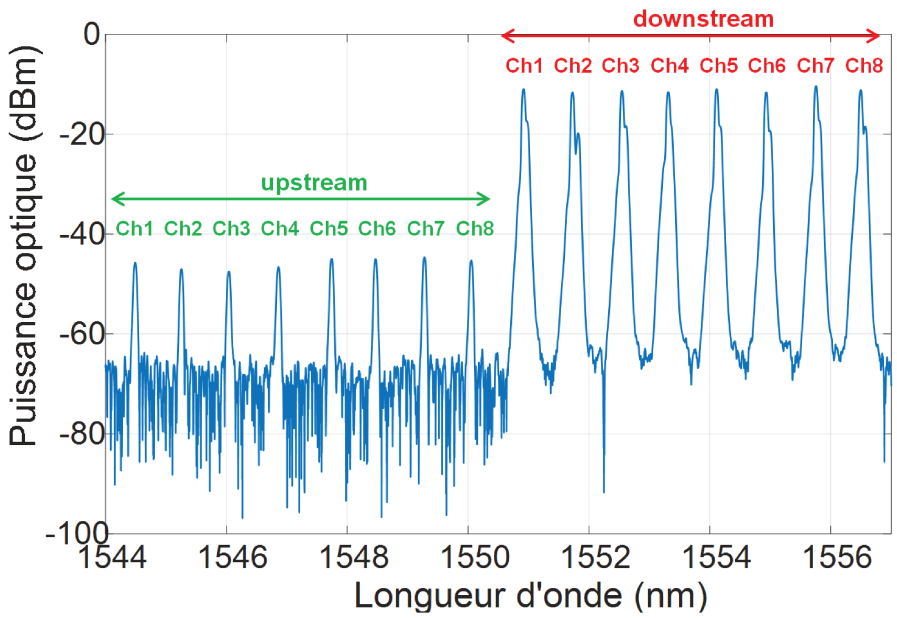


FIGURE 3.17 – Réponse spectrale des 8 canaux DWDM montants et des 8 canaux DWDM descendants mesurée en sortie du central avec un analyseur de spectre optique ayant une résolution de 2pm

L'analyseur a été placé pour observer le sens descendant lors de la mesure. Le peigne de longueurs d'onde de droite, qui a une puissance élevée, correspond aux longueurs d'onde pour le signal descendant. Les autres canaux, ayant une puissance faible, correspondent aux longueurs d'onde du signal montant qui est observé par réflexion du coupleur optique, ce qui a fortement atténué le signal.

Budget Optique du système et protocole utilisé

Après l'identification des canaux, nous nous sommes concentrés sur l'analyse des performances habituelles des systèmes PON avec les mesures de BER en fonction de la puissance reçue (Figure 3.18) et du budget optique (Figure 3.19). Trois formats de transmission propres au fronthaul ont été testés : le CPRI3 (à 2,45Gbit/s), l'OBSAI (à 3,1Gbit/s) et le G-Ethernet (à 1Gbit/s).

Nous avons mesuré le taux d'erreur dans le sens descendant et dans le sens montant. La liaison entre les T-SFP étant point-à-point, les performances des deux sens de transmission sont similaires. Nous avons testé aussi les différents canaux DWDM situés entre 1520nm et 1560nm, les puissances d'émission sont comprises entre 0dBm et 3dBm. Nous représentons sur la Figure 3.18 la sensibilité du canal 1 de l'AWG centré sur 1550nm, sa longueur d'onde d'émission est 1550,9nm et la puissance optique est de 0,5dBm. Les différents protocoles testés utilisent les données d'une PRBS31 générée par l'équipement de test. Les résultats ont été obtenus avec les 16 canaux du système actifs pour prendre en compte les effets d'interaction entre canaux.

On observe après 30km de transmission sur SSMF une transmission sans erreur (BER<10^{-12}) pour une puissance reçue de -33,3dBm pour l'OBSAI. Pour le CPRI et le G-Ethernet, la puissance reçue est de -34,5dBm. Il s'agit de hautes sensibilités, qui, associées à une puissance d'émission à 0,5dBm, donnent des budgets optiques supérieurs à 33dB pour tous les formats testés. Sur la Figure 3.19, l'OBSAI atteint un budget optique de 33,8dB, le CPRI et le G-Ethernet atteignent quant à eux un budget optique de 35dB. Les performances des différents canaux sont les mêmes, seul le budget optique fluctue selon la puissance d'émission. On remarque qu'à ces faibles débits et pour cette distance de propagation, la dispersion chromatique de la bande C n'impacte pas la transmission.

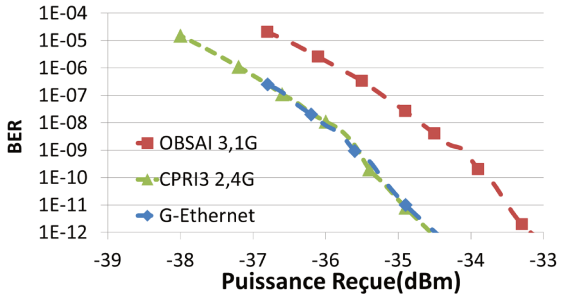


FIGURE 3.18 – BER en fonction de la puissance reçue après 30km de transmission pour le CPRI, OBSAI et Eternet

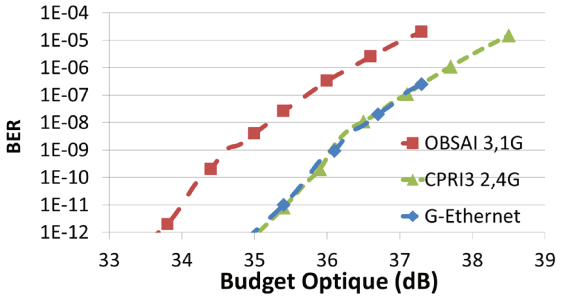


FIGURE 3.19 – BER en fonction du budget optique après 30km de transmission pour le CPRI, OBSAI et Eternet

Avec ces budgets optiques, la coexistence de ce système PtP WDM avec le réseau point-à-multipoint déjà déployé est possible en respectant les classes de budget optique B+ (13-28dB) [6] et N1 (14-29dB) [23].

De plus, ces résultats rendent ce système compatible avec toutes les classes de budget optique de l'avenant à la norme NG-PON2 pour les transmissions PtP WDM [55]. On y définit les classes L1 et L2 correspondants à des budgets optiques compris entre 8dB et 17dB pour la classes L1, et entre 16dB et 25dB pour la classe L2.

On peut donc superposer ce système aussi bien au réseau PON, qu'au réseau point-à-point et au réseau pour connecter les sites antennaires.

Temps d'accordabilité du laser

Un aspect important de l'accordabilité en longueur d'onde du NG-PON2, et de son option PtP WDM, est le temps nécessaire au module pour changer de longueur d'onde et faire fonctionner la transmission à nouveau. Dans la norme du NG-PON2 [130], la technique d'accordabilité n'est pas définie. Par contre, la norme propose trois classes de changement de longueur d'onde : la Classe 1 pour les temps de commutation inférieurs à 10 µs, la Classe 2 pour les temps compris entre 10 µs et 25 ms, et la Classe 3 correspondant aux durées supérieures à 25 ms et inférieures à 1 s.

C'est l'AMCC qui, dans ce prototype, permet de remonter l'information de perte de transmission, de longueur d'onde actuelle du T-SFP et qui peut attribuer une autre longueur d'onde au

transceiver. Le temps que l'on souhaite mesurer correspond au cumul de la durée nécessaire au système pour détecter la perte de la transmission sur la première longueur d'onde, et du temps permettant d'attribuer une nouvelle longueur d'onde et de configurer le T-SFP.

Une première approche est proposée pour mesurer le temps d'accordabilité des T-SFP. Nous introduisons un switch optique (Optical Switch Unit (OSU)) entre la BBU et le COT, comme montré sur la Figure 3.20. Comme nous mesurons la durée du changement de longueur d'onde, nous n'effectuons pas 30km de transmission. Au RN, nous utilisons le démultiplexeur pour séparer les deux longueurs d'onde testées sur deux fibres différentes, puis ces fibres sont connectées à un coupleur avant d'atteindre le dernier T-SFP. C'est avant le coupleur que nous déconnecterons manuellement l'une des deux fibres pour forcer le changement de longueur d'onde.

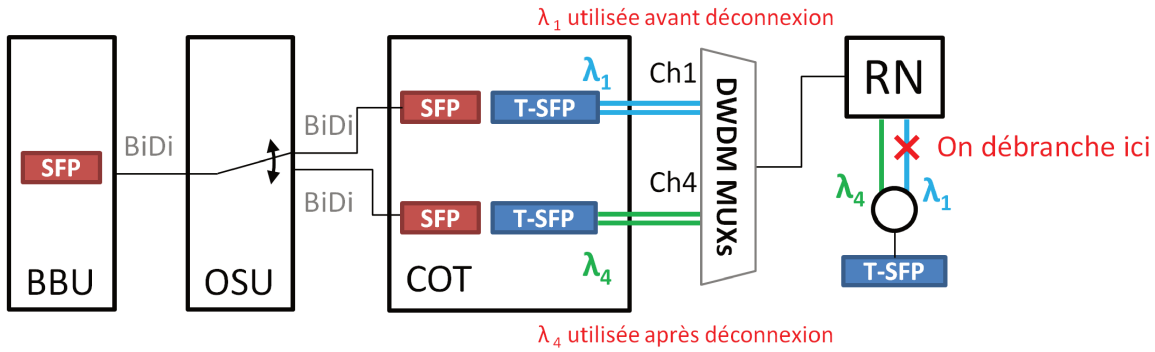


FIGURE 3.20 – Banc expérimental pour tester le temps d'accordabilité en longueur d'onde du système

Après déconnexion de la fibre portant la première longueur d'onde (perte du canal), nous mesurons le nombre de paquets Ethernet perdus en réception suite au changement de canal de transmission. Le nombre de paquets perdus est directement corrélé au temps durant lequel le système a changé de longueur d'onde. Outre cette mesure, notre expérimentation prend aussi en compte le temps de *switching* de l'OSU qui n'est pas négligeable et que l'on ne peut mesurer séparément.

	Paquets émis	Paquets reçus	Paquets perdus	Temps (ms)
Ch1 ⇒ Ch4	43791790	41629987	2161803	1452,73162
Ch1 ⇐ Ch4	17406629	14884513	2522116	1694,86195
Ch1 ⇒ Ch4	25561765	21138115	4423650	2972,6928
Ch1 ⇐ Ch4	22272847	21077246	1195601	803,443872
Ch1 ⇒ Ch4	26454899	25360017	1094882	735,760704
Ch1 ⇐ Ch4	24943828	22724294	2219534	1491,52685
Ch1 ⇒ Ch8	25023657	24376630	647027	434,802144
Ch1 ⇐ Ch8	24342639	23078072	1264567	849,789024
Ch1 ⇒ Ch8	25376130	25376130	5720953	3844,48042
Ch1 ⇐ Ch8	25609031	24242426	1366605	918,35856
			Temps moyen	**1519,84479**

Tableau 3.3 – Mesures de paquets perdus et calcul du temps de changement de longueur d'onde lors du changement d'un canal à un autre

Nous avons répété dix fois la mesure, six fois pour un changement du canal 1 au canal 4 et quatre fois pour celui du canal 1 au canal 8. Les mesures effectuées sont affichées dans le Tableau 3.3.

Un temps moyen de recouvrement de 1,5s a été mesuré pour un minimum de 0,7s et un maximum de 3,8s. Ces résultats nous montrent que cette mesure est incertaine et non réplicable. Il

n'est pas possible d'assurer une durée précise d'accordabilité. Le changement du canal 1 au 4, ou au 8, ne fait pas preuve d'un comportement spécifique influençant le temps mesuré.

La valeur moyenne obtenue dépasse les classes définies dans la norme, mais elle est du même ordre de grandeur que le temps précisé dans la classe la moins contraignante (Classe 3 : 25 ms < temps < 1 s). Le prototype et la méthode de mesure sont à améliorer pour que le temps de changement de longueur d'onde suive la norme. Il faudrait alors réussir à isoler les mesures de temps concernant la commande de retour d'information, l'accordabilité du laser en elle-même et le temps nécessaire pour que l'OSU change de canal.

Essai de terrain

Pour finir, nous avons testé le prototype et sa compatibilité avec un *fronthaul* utilisé dans les essais terrains de la 5G. Le système DWDM du prototype est superposé à l'architecture CWDM du *fronthaul* avec 20km de fibre qui vient en remplacement du *fronthaul* expérimental précédent. Les équipements radio et la fibre sont déployés sur Lannion et la tour de télécommunications du site d'Orange Labs. Cette infrastructure est basée sur un cœur mobile 4G en attendant les premiers équipements commerciaux 5G.

Une transmission en CPRI3 (2,45Gbit/s par canal) a été réalisée durant 72 heures sur un canal DWDM à la longueur 1550,9nm. Le test a été fait sans impact sur la qualité du signal radio encapsulé dans le CPRI, sans erreur et sans alarme. De plus, grâce au contrôle à distance depuis le COT et au canal de management, le statut du T-SFP distant apporte les informations requises par l'opérateur (puissance optique émisse, puissance optique reçue, température, tension et longueur d'onde), paramètres définis par entente entre industriels (Service-Level-Agreement (SLA)).

3.3.4 Conclusions

Le prototype WDM PtP pour le NG-PON2, ici étudié, nous a permis de constater les performances actuelles de ce genre de technologie multi-longueurs d'onde. Le gain en débit par multiplexage de longueurs d'onde permet de ne pas déployer de fibres optiques supplémentaires par rapport aux technologies TDM précédemment utilisées.

Dans le cadre du réseau d'accès radio, l'option WDM PtP est pertinente dans ce souci de minimiser les coûts de déploiement. Bien que le bilan de ce prototype soit très positif en termes de budget optique (> 30dB), d'impact restreint sur le site antennaire (seulement un T-SFP) et de management des longueurs d'onde, il reste énormément de travail à faire. Les débits proposés ici ne sont pas suffisants, même pour la phase 1 du déploiement de la 5G (< 5Gbit/s). Le temps d'accordabilité en longueur d'onde du système ne répond pas aux contraintes de la norme.

Cette étude traduit un problème de maturité de cette technologie. En effet, la norme du NG-PON2 est sortie entre celle du XG-PON et celle du XG(S)-PON, mais aucun prototype n'arrive à répondre aux exigences du NG-PON2 alors que le PON à 10Gbit/s mono-longueur d'onde s'apprête à être déployé.

D'après les premières études techniques et économiques internes à Orange sur la montée en débit du PON, les modules ONU mono-longueur d'onde s'avèrent moins chers que leurs homologues multi-longueurs d'onde. La montée en débit semble donc se réaliser sur une seule paire de longueurs d'onde pour le réseau d'accès optique. Pour le *fronthaul* 5G, les transmissions PtP WDM à longueur d'onde fixe peuvent être plus facilement réalisables que l'équivalent accordable en longueur d'onde. Cela permettrait une évolution douce des technologies PtP actuelles.

Les résultats de ces expériences et de cette évaluation ont été publiés dans la conférence OFC 2018 à San Diego [65].

3.4 Prototype WDM PON atteignant 25Gbit/s par canal

Ce troisième et dernier prototype testé au cours de cette thèse est un prototype de PON WDM permettant de transmettre 25Gbit/s par canal et développé par Huawei. Son évaluation est encore

en cours et aucune publication n'a encore été faite à partir de ce prototype.

3.4.1 Spécificité du prototype

Le prototype consiste en une carte OLT, une carte ONU et deux AWG (Figure 3.21). L'OLT peut émettre dans trois canaux à 25Gbit/s. Pour le sens descendant, les canaux correspondent à des longueurs d'onde comprises entre 1529,553nm et 1544,526nm, espacées les unes des autres de 100GHz. L'OLT possède une fonction réception avec un photo-récepteur et un système d'égalisation de type Continuous-Time Linear Equalizer (CTLE). L'ONU consiste en une carte et possède 3 ports émettant chacun à 25Gbit/s sur des canaux qui accueillent des longueurs d'onde comprises entre 1551,721nm et 1567,13nm.

Les transceivers de l'OLT et l'ONU sont des SFP28 accordables spécifiques au prototype. Ils comportent une partie émission comprenant un laser à réflecteur de Bragg distribué (Distributed Bragg Reflector (DBR)) et un MZM. La partie réception consiste en une photodiode PIN, ainsi qu'un CTLE pour compenser la forte dispersion chromatique de la bande C (le mécanisme d'égalisation sera détaillé dans le chapitre suivant). L'émission et la réception profitent tous deux d'une bande passante supérieure à 20GHz.

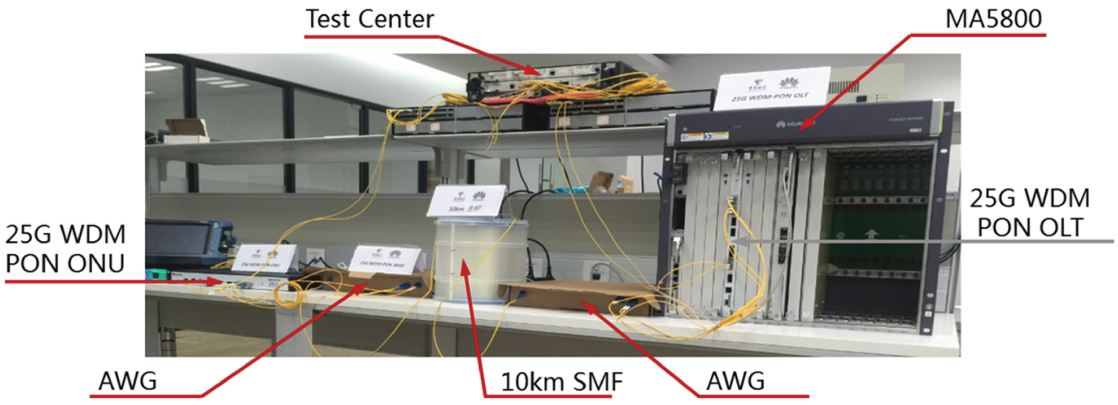


FIGURE 3.21 – Photographie du banc expérimental du prototype dans les locaux de Huawei

Les AWG sont périodiques et sont situés en sortie de l'OLT et de l'ONU. Ils servent de multiplexeurs (à raison de 20 entrées espacées de 100GHz et d'une sortie) et de démultiplexeurs (une entrée et 20 sorties). La figure 3.22 représente les canaux des AWG du prototype. L'AWG situé à l'OLT est intégré dans un boitier avec un amplificateur optique de type EDFA.

Dans le prototype, un code correcteur d'erreur est utilisé (FEC). Après application du FEC, tous les taux d'erreur (BER) inférieurs à 10^{-12} sont corrigés, ce qui donne une transmission sans erreur.

3.4.2 Tests du prototype

Dans cette partie, nous allons d'abord présenter les performances obtenues lors de nos manipulations sur le prototype. Puis nous verrons des pistes de travail sur son implémentation dans un réseau d'accès mobile virtualisé.

Caractéristiques et performances

Dans un premier temps, nous avons évalué la stabilité du système. Pour cela, nous avons testé la capacité des transceivers à maintenir une puissance optique constante (Figure 3.23) et une longueur d'onde fixe (Figure 3.24). Le test a été effectué durant 16 heures consécutives.

Nous remarquons que la puissance moyenne émise en sortie du laser est de 0,42dBm. Durant le test, une puissance minimale de 0,34dBm et une puissance maximale de 0,56dBm ont été mesu-

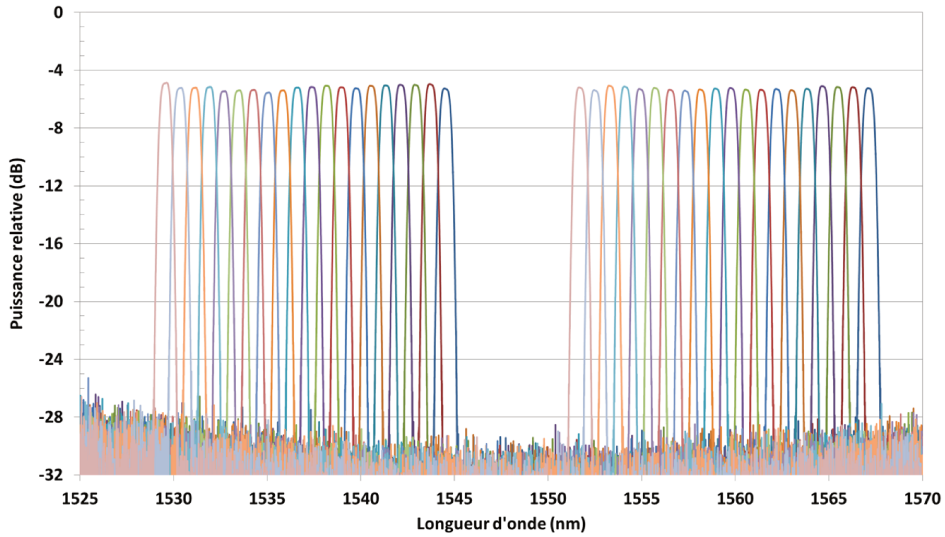


FIGURE 3.22 – Profil de longueur d'onde des AWG utilisés dans le prototype mesuré à l'analyseur de spectre optique avec une résolution de 2pm

rées. Ce maintien de puissance est satisfaisant. A titre de comparaison, dans la norme du XG-PON [11], une plage de 4dB est tolérée pour la puissance d'émission.

La longueur d'onde étudiée est centrée à 1529,88nm. La précision de notre analyseur de spectre optique (Optical Spectrum Analyser (OSA)) est limitée à 0,01nm. Nous ne mesurons que de rares écarts de la longueur d'onde, résultant à un écart-type égal à zéro.

Cette stabilité est recherchée dans les systèmes DWDM pour ne pas parasiter les canaux voisins par un décalage de la longueur dans un canal adjacent et pour conserver le budget optique de la transmission point-à-point en gardant une puissance d'émission constante.

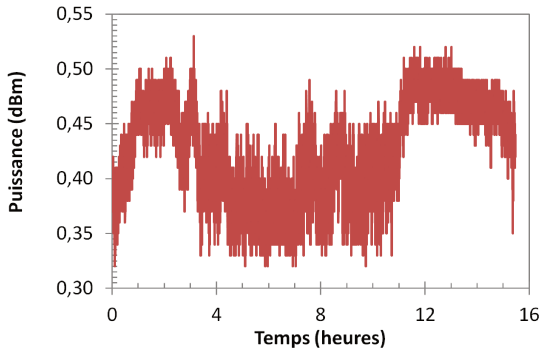


FIGURE 3.23 – Test de dérive en puissance optique émisse par le laser

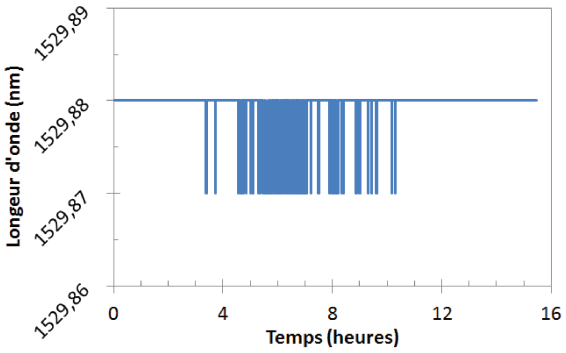


FIGURE 3.24 – Test de dérive en longueur d'onde du laser

Dans la suite de nos expériences, nous utiliserons le schéma décrit sur la Figure 3.25 pour les mesures de performance. Nous introduisons un générateur et analyseur de paquets Ethernet fonctionnant à un débits de 25Gbit/s. Cet équipement de test peut évaluer les performances de transmissions allant jusqu'à 100Gbit/s. Un VOA nous permet de contrôler la puissance reçue. Différentes distances de transmission sont testées, le prototype étant conçu à l'origine pour dix kilomètres de fibre optique SSMF.

Nous testons la sensibilité du prototype à la puissance optique reçue sur la photodiode. La Figure 3.26 illustre nos mesures pour les distances de 0km à 15km. Pour un BER mesuré après FEC, la sensibilité du système est de -13,5dBm à 0km, de -16dBm à 10km et de -15dBm à 15km. Les performances sont meilleures à 10km et 15km qu'en BtB grâce au CTLE en réception qui a

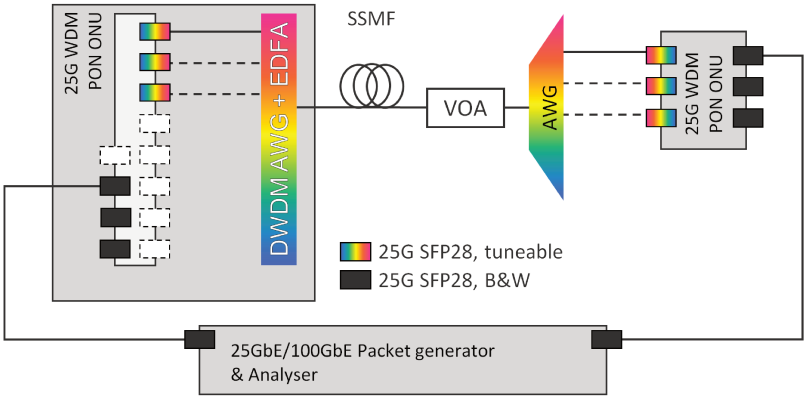


FIGURE 3.25 – Schéma du banc expérimental pour tester le prototype 25Gbit/s WDM PON

été paramétré pour compenser la dispersion chromatique avec une longueur de fibre 10km. Sans propagation, l'égalisation distord le signal.

Avec une puissance d'émission de 6,4dBm après l'AWG+EDFA de l'OLT, on déduit un budget optique de 19,9dB, de 22,4dB et de 21,4dB pour les distances de 0km, 10km et 15km. Ces budgets optiques ne sont pas compatibles avec ceux définis dans les normes de PON TDM [11], mais ils sont compatibles avec la norme NG-PON2 PtP WDM et la classe L1 (8dB-17dB).

Les diagrammes de l'œil de la Figure 3.26 décrivent ce que l'on reçoit avant égalisation à l'ONU. On remarque que le NRZ à 25Gbit/s commence à être dégradé par le canal (dispersion chromatique) dès 10km, ce qui explique la nécessité de l'égalisation.

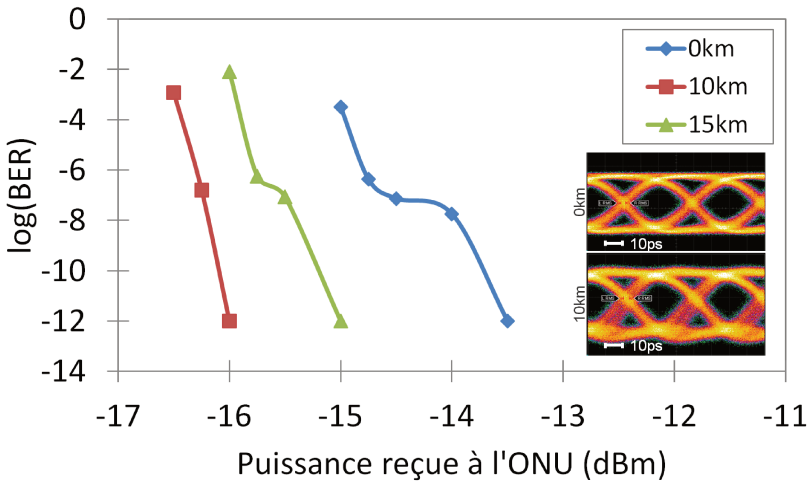


FIGURE 3.26 – Courbe de BER en fonction de la puissance reçue pour 0km, 10km et 15km

Le dernier test consiste à étudier la diaphonie (ou *crosstalk*). Il s'agit de l'interaction entre deux canaux WDM pouvant perturber la transmission et donc diminuer ses performances. Nous nous plaçons dans un cas très défavorable, nous étudions le canal central entouré de deux canaux adjacents dont la puissance d'émission est de 4dB supérieure à celle du canal étudié. Le canal étudié est testé avec les protocoles Ethernet et eCPRI tandis que les canaux adjacents transmettent des données de bourrage afin de maintenir la transmission durant nos mesures. La Figure 3.27 représente le taux de perte de paquets (Packet Error Rate (PER)) dans le cas d'une transmission subissant le *crosstalk*. La dégradation du signal est faible, la courbe eCPRI avec une seule longueur d'onde se superpose avec celle mesurée en présence des trois longueurs d'onde sauf pour un PER faible (<0,3dB à PER=10^{-12}).

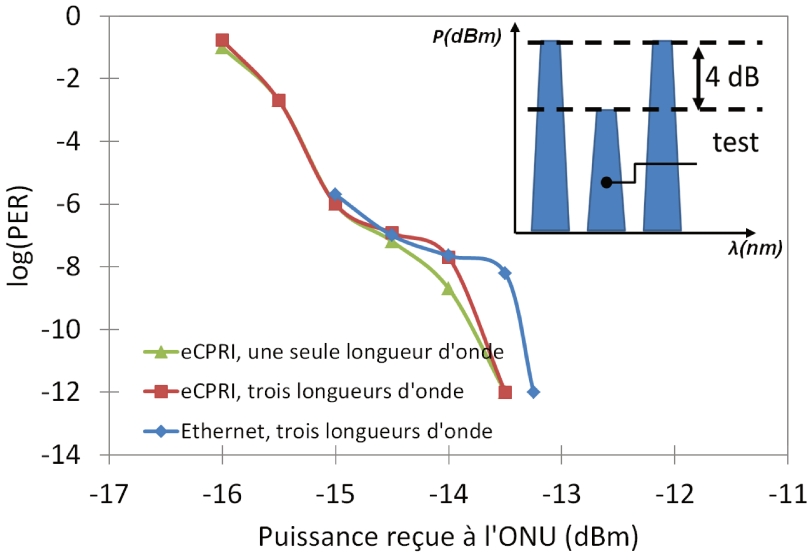


FIGURE 3.27 – Impact de la puissance reçue sur la perte de paquets de la couche 2 du modèle OSI, avec trois longueurs d'onde

Perspectives et expériences à réaliser

Dans cette partie, nous allons voir une expérience en cours d'étude au sein de notre laboratoire destinée à mettre à l'épreuve ce prototype dans une transmission de bout en bout, c'est à dire une transmission depuis le cœur mobile jusqu'au téléphone du client. Le but de l'expérience est de tester les performances d'un réseau d'accès mobile virtualisé pour la 5G. Il s'agit de remplacer une partie des équipements physiques dédiés par des interfaces serveurs banalisées permettant de remonter des fonctions dans des serveurs situés dans des *data centers*. Cette expérience est la suite et l'extension d'un précédent travail, mené sur un PON à 10Gbit/s, avec un OLT et des ONU commerciaux de type XG(S)-PON [134].

L'idée principale est d'utiliser le prototype dans le cadre d'un déploiement du *fronthaul* pour la 5G et de tester différents découpages fonctionnels (*functionnal splits*) [5]. La Figure 3.28 présente les trois cas d'usage identifiés.

— Un découpage couche basse requérant un débit en ligne 1,5 à 7 fois plus élevé que le débit radio [135].

— Un découpage couche haute (à l'emplacement nommé F1) nécessitant un débit mois élevé et utilisant une interface Ethernet.

— Un dernier cas d'usage sans *functionnal splits*, avec tous les équipements radios situés sur le site antennaire. Il s'agit du traditionnel Ethernet backhaul actuellement utilisé dans le réseau.

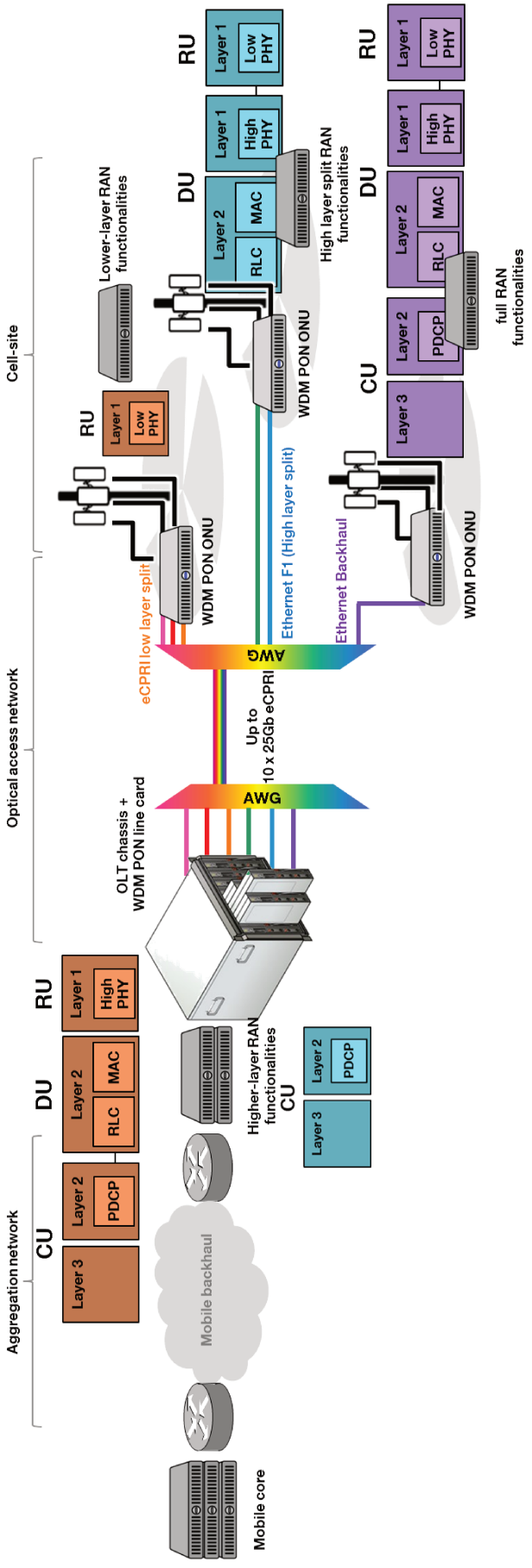


FIGURE 3.28 – Cas d'usage cible du prototype

Pour étendre les mesures précédemment faites, nous mesurons les puissances reçues concernant les couches protocolaires supérieures. La Figure 3.29 montrent que les performances mesurées sur la couche 2 pour les transmissions Ethernet et CPRI sont similaires.

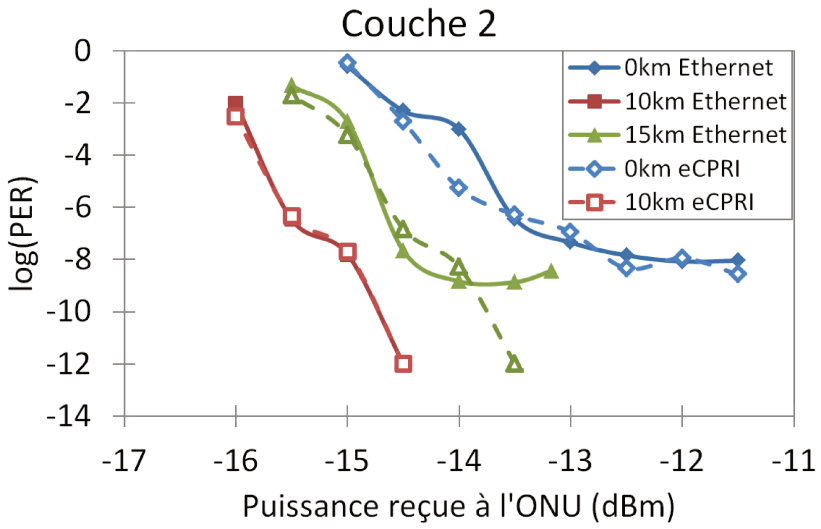


FIGURE 3.29 – Test de dérive en puissance optique émise par le laser

La latence mesurée sur le système est de 7.8 µs. La gigue paquet a été évaluée à 0.06 µs pour des paquets allant de 64 octets à 1512 octets. Une gigue paquet identique est mesurée pour une configuration de taille de paquet aléatoire.

Ces performances assurent une marge de 19 µs pour la classe la moins contraignante de la norme [88].

La mise en place de la partie virtualisée du RAN n'a pas pu être étudiée à cause de l'absence de switch à 25Gbit/s dans notre laboratoire. La suite du travail est donc repoussée pour l'instant.

3.4.3 Conclusion

L'étude de ce prototype nous a permis d'observer les performances d'une transmission NRZ à 25Gbit/s sur trois longueurs d'ondes différentes, sur près de 15km de fibre. Les performances en budget optique sont compatibles avec la classe L1 de la norme NG-PON2 (option PtP WDM), mais elles ne sont pas compatibles avec celles du réseau d'accès pour un usage résidentiel. La stabilité du système, concernant la puissance optique délivrée par les transceivers, le maintien de la longueur d'onde et l'impact négligeable du *crosstalk*, atteste une maturité de la solution.

L'expérience sur le réseau d'accès d'accès mobile virtualisé n'a pas pu être faite. Les premiers tests de latence du système sont encourageants pour la suite des travaux.

Le prototype testé est prometteur, par contre le système proposé est complexe et donc coûteux. Il utilise de la modulation externe (MZM), de l'amplification optique (EDFA), des AWG et de l'égalisation qui ne sont pas des équipements souhaités par un opérateur. Une solution plus simple est donc préférable pour le réseau d'accès mobile.

3.5 Conclusions du chapitre

Les solutions industrielles pour la montée en débit sont principalement motivées par l'arrivée prochaine de la 5G. Les différentes voies empruntées par les industriels nous permettent de connaître les solutions réalistes d'un point de vue production et celles qui rencontrent de nombreuses difficultés concernant la compatibilité avec la norme.

Nous avons évalué un système PON duobinaire à 25Gbit/s compatible avec la classe de budget optique N1 (29dB). Cette solution convient à l'infrastructure majoritairement déployée par les opérateurs (ancienne classe B+ (28dB)). L'utilisation d'un MZM, d'amplification optique et d'égalisation fait de ce prototype une solution complexe. Cela encourage, a priori, la conservation du format de modulation NRZ en comptant sur l'arrivée prochaine des composants optiques à bande passante supérieure à 10GHz [136]. D'ailleurs, le constructeur du prototype (Huawei) a annoncé l'arrivée d'un nouveau prototype basé sur une transmission du format de modulation NRZ à 50Gbit/s [82].

Le réseau d'accès mobile motive les industriels. Les deux autres prototypes évalués traitent du transport des données sur fibre optique entre le site antennaire et le premier bâtiment de l'opérateur.

La première solution, conçue par l'entreprise coréenne SOLiD, fonctionne sur le modèle de transmission normalisé par le standard NG-PON2 et son option PtP WDM. Les performances en budget optique surpassent les besoins du réseau d'accès mobile et atteignent ceux du réseau d'accès résidentiel avec plus de 33dB de budget. Le système de contrôle de transmission permet de gérer la panne ou la chute d'un canal et de changer la longueur d'onde utilisée. Cette accordabilité en longueur d'onde ne respecte cependant pas les intervalles de temps préconisés dans la norme. De plus, les débits de chaque canaux sont inférieurs à 10Gbit/s et sont insuffisants pour la 5G.

La seconde solution, développée par Huawei, est basée sur une transmission PtP WDM à 25Gbit/s par canal. Les longueurs d'onde sont fixes et le budget optique est compatible avec celui défini pour les interfaces point-à-point avec du multiplexage en longueurs d'onde. Bien que l'étude soit toujours en cours, une première conclusion peut être établie sur la base des résultats obtenus concernant la complexité du système et son coût incompatible pour l'instant avec les critères de choix des opérateurs.

Nous retiendrons ici la difficulté à monter en débit sans l'utilisation de composants coûteux tel que le modulateur Mach-Zehnder (MZM) et l'amplificateur optique EDFA. Concernant les systèmes WDM point-à-point, l'accordabilité en longueur d'onde à des débits suffisants (au delà de 10Gbit/s) est encore compliquée. Même à "bas débit", elle ne répond pas aux contraintes décrites dans les normes, notamment pour la durée de transition d'une longueur d'onde à une autre.

De ces trois études, nous pouvons déduire que l'accès radio a de grandes chances d'être basé sur les interfaces point-à-point, avec l'introduction de multiplexage en longueur d'onde dans un second temps. Le réseau d'accès fixe, avec son architecture point-à-multipoint, semble se concentrer sur les transmissions mono-longueur d'onde en gardant le format de modulation NRZ quitte à utiliser de l'égalisation qui n'était pas présente auparavant dans ce segment du réseau.

Chapitre 4

Égalisation du canal de transmission dans le réseau d'accès

4.1 Introduction du chapitre

Le mot égalisation est ici utilisé pour désigner le traitement du signal appliqué à une transmission sur fibre optique. L'égalisation regroupe des techniques de filtrage du signal, de réduction de bruit, de prédiction et d'identification des données, etc...

Ce chapitre a pour but de présenter le traitement du signal appliqué aux réseaux d'accès optique passif. L'égalisation se trouve dans les transmissions optiques du réseau de transport pour compenser les non-linéarités, la dispersion modale de polarisation (Polarization Mode Dispersion (PMD)) et la dispersion chromatique avec l'introduction des convertisseurs analogique-numérique (ADC) à la réception et numérique-analogique (DAC) à l'émission. Le traitement du signal peut donc être numérique via la présence des ADC et DAC mais aussi analogique avec des filtres ayant un comportement similaire et notamment le filtre à réponse impulsionnelle finie (FIR). On distingue alors l'égalisation via DSP et l'égalisation sans DSP. L'égalisation pour le réseau de transport est très avancée et profite de l'utilisation des techniques de modulation/réception cohérentes qui préservent la linéarité du signal et donc l'accès à la phase de celui-ci par opposition aux systèmes à détection directe, quadratique par nature.

Jusqu'à présent aucune technologie déployée dans le réseau d'accès n'utilise l'égalisation. En effet l'utilisation de fibre mono-mode (Single Mode Fiber (SMF)) avec une faible puissance d'émission ne génère pas assez d'effets non-linéaires dégradant le signal ; la PMD n'est plus présente sur les fibres déployées depuis la moitié des années 2000 grâce aux améliorations des procédés de fabrication de la fibre ; la dispersion chromatique n'est pas une contrainte trop forte pour les transmissions à 10Gbit/s et en dessous. Néanmoins la montée en débit risque d'augmenter l'impact de la dispersion chromatique sur la largeur du spectre utilisable. Dans le document de référence G.Sup64 pour la prochaine norme de l'ITU-T, la bande utilisable pour une transmission en NRZ à 25Gbit/s sur 20km de fibre SMF est 1260-1410nm [10]. A 50Gbit/s, ce spectre se réduit à 1307-1329nm.

Nous avons vu que le format de modulation PAM4 permet de transmettre à un débit baud (débit symbole) divisé par deux mais que les pénalités associées au budget optique semblent promouvoir le NRZ comme étant le futur format de modulation [10]. Il devient alors primordial d'étudier l'impact de l'égalisation dans le réseau d'accès et avec les spécificités du PON. L'aspect passif du PON implique la mise en place du système d'égalisation soit chez l'opérateur à l'OLT, soit chez le client à l'ONU. Le multiplexage temporel (TDM) du PON et son asymétrie demande une implémentation différente à l'ONU qu'à l'OLT et selon le sens de la transmission, d'où les notions de post- et pré-égalisation en sens montant (*upstream*) et descendant (*downstream*). L'aspect point-à-multipoint décrit différents parcours du signal optique et donc des dégradations différentes se-

lon l'emplacement de l'ONU sur l'arbre PON. L'égalisation nécessaire peut donc être différente entre deux ONU d'un même réseau, requérant une égalisation adaptative, c'est à dire une égalisation qui s'optimise d'elle-même selon le signal reçu. Pour des raisons de déploiement, il n'est pas envisageable d'avoir plusieurs types d'ONU incorporant dans leur structure même des dispositifs d'égalisation différents.

Les objectifs de l'égalisation sont l'amélioration des performances de la transmission, l'augmentation du budget optique et la compensation de la dispersion chromatique. Les inconvénients sont d'ordre financier et de complexité d'implémentation. En effet, la couche physique se complexifie avec l'ajout de l'égalisation et rend plus difficile l'interopérabilité si chaque constructeur choisit une solution propriétaire non normalisée. Outre le coût de l'ajout d'un nouveau composant ou fonction (qui peut être très élevé pour les ADC/DAC), l'absence d'interopérabilité entre les produits des différents vendeurs empêche la concurrence entre eux et donc la baisse de prix que connaissent actuellement et ont connu auparavant les équipements du réseaux d'accès. Le coût unitaire des ONU doit rester minime si l'on souhaite garantir à l'opérateur de garder des offres attractives pour les clients.

Depuis l'introduction de l'égalisation et de la détection cohérente dans le réseau de transport optique, ce segment du réseau a perdu l'interopérabilité qui est chère au réseau d'accès optique et aux opérateurs. Avec ses caractéristiques, le PON a moins de défauts à compenser que le réseau de transport. Les principaux sont le bruit et la dispersion chromatique qui induit de l'interférence entre symboles (InterSymbol Interference (ISI)). Une égalisation à moindre coût et facile à implémenter sans ADC/DAC est alors envisageable et souhaitable. Il s'agit de l'objectif de l'étude présentée dans ce chapitre.

Dans la première partie de ce chapitre plusieurs techniques d'égalisation seront présentées puis l'implémentation dans le PON sera étudiée. Pour finir, une étude expérimentale permettra de mettre en évidence l'impact d'un égaliseur et d'estimer la tolérance au changement des paramètres du PON (dérive en longueur d'onde, différentes puissances de réception et différentes distances entres ONU du même arbre PON).

4.2 Égalisation du canal : De nombreuses méthodes

Il existe bien des façons de réaliser un traitement du signal. Il est important de sélectionner une méthode compatible avec les défauts à compenser et avec les domaines d'application. Les spécificités du PON requièrent des méthodes simples à implémenter et peu consommatrices de temps de calcul.

Vous trouverez ici une liste non exhaustive de techniques utilisées dans le domaine de la recherche, ainsi que des exemples d'applications concernant le réseau d'accès optique.

4.2.1 Égaliseur linéaire transverse (FFE)

Le FFE ou égaliseur linéaire transverse, compte parmi les méthodes les plus simples d'égalisation. Un FFE est basé sur l'utilisation d'un filtre FIR, filtre à réponse impulsionnelle finie. Il ne nécessite pas de DSP. Un égaliseur FFE est défini par une combinaison linéaire de cœfficients représentée sur la Figure 4.1.

Les cœfficients C_k, $k \in [\![0; n-1]\!]$, sont appelés *taps*. Ils permettent de définir la forme impulsionnelle du filtre. Plus le nombre de *taps* est grand, plus il est possible de donner une forme précise au filtre. Un autre paramètre important est le temps d'échantillonnage du FFE (ou fréquence d'échantillonnage). Ce dernier représente la granularité du paramétrage du filtre et donc la finesse de la forme impulsionnelle obtenue. On peut le voir sur la Figure 4.2 issue de la simulation du FFE de notre laboratoire.

En effet cet égaliseur a fait l'objet d'une modélisation sous Matlab, nous permettant de transcrire la forme du filtre dans le domaine fréquentiel en fonction de la forme impulsionnelle obtenue

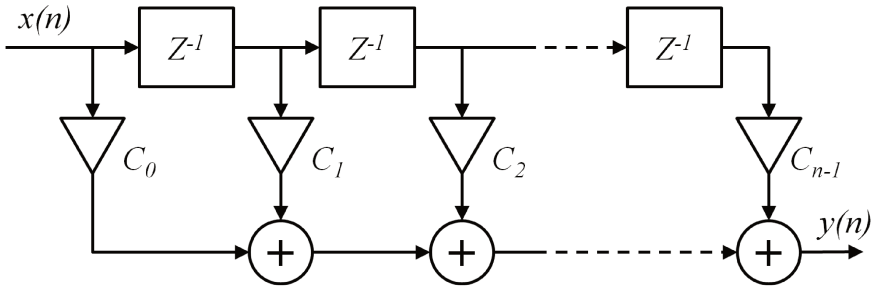


FIGURE 4.1 – Schéma bloc d'un égaliseur FFE

par la configuration des *taps*. Pour la modélisation, nous nous sommes basés sur le FFE disponible dans notre laboratoire que nous utiliserons dans notre montage expérimental. Cet égaliseur possède 9 *taps* décalés temporellement de 18ps chacun. Cette modélisation nous permet de simuler la réponse fréquentielle de notre FFE selon le paramétrage des *taps* et donc la réponse impulsionnelle (Figure 4.2).

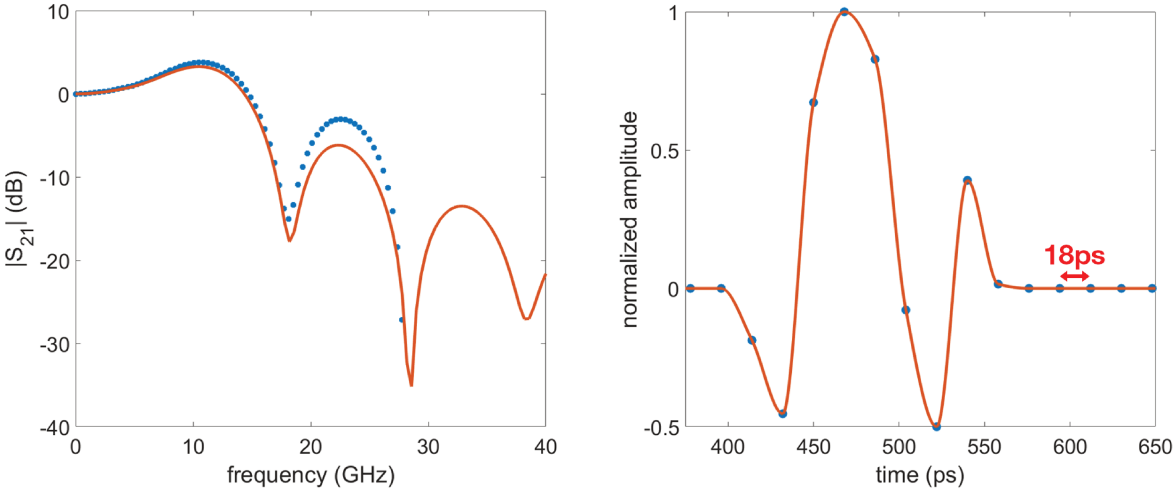


FIGURE 4.2 – Réponse fréquentielle du FFE (à gauche) et réponse impulsionnelle associée (à droite) pour le paramétrage [C_1=-0,2 ; C_2=0,45 ; C_3=0,7 ; C_4=1 ; C_5=0,85 ; C_6=-0,1 ; C_7=-0,5 ; C_8=0,4 ; C_9=0,03]

L'égalisation par FFE est considérée comme l'une des plus basiques et simples à implémenter. Il s'agit d'un choix pertinent aussi d'un point de vue économique pour la montée en débit du réseau d'accès grâce à l'absence de ADC/DAC. Avec cette technique simple, en mettant l'égalisation à la réception, il a été montré par la simulation d'une transmission à une longueur d'onde de 1320nm [137] qu'il est possible de transmettre 25Gbit/s en NRZ avec des composants optiques ayant une bande passante jusqu'à deux fois plus petite que celle correspondant à la bande spectrale du NRZ. Ainsi, l'égalisation semble une alternative envisageable au format de modulation PAM4 proposé dans le chapitre 2 de ce manuscrit si l'on souhaite conserver le NRZ.

Il a aussi été montré récemment dans le cadre des transmissions intra-Data Center que l'utilisation d'un simple FFE permet de transmettre 50Gbit/s sur 15km de fibre monomode standard (SSMF) [138]. L'absence de DSP, qui nécessite des DAC et ADC, est un avantage non négligeable pour la réduction du coût du lien. Dans cet exemple, la puissance reçue nécessaire est trop forte pour permettre une application au domaine du réseau d'accès mais il s'agit d'une avancée très encourageante pour l'utilisation de moyens d'égalisation simples.

4.2.2 Égaliseur à retour de décision (DFE)

Proche du principe du FFE, le Decision Feedback Equalizer (DFE) est un filtre qui peut être analogique comme montré dans le manuscrit de thèse de Soumya Chandramouli qui publié en

2007 et qui traite de la réalisation d'un tel égaliseur [139]. Ce filtre ajoute une boucle de contre-réaction à la structure précédemment vue (voir Figure 4.3). Cet égaliseur, contrairement à son prédécesseur, est classé dans la famille des égaliseurs non-linéaires.

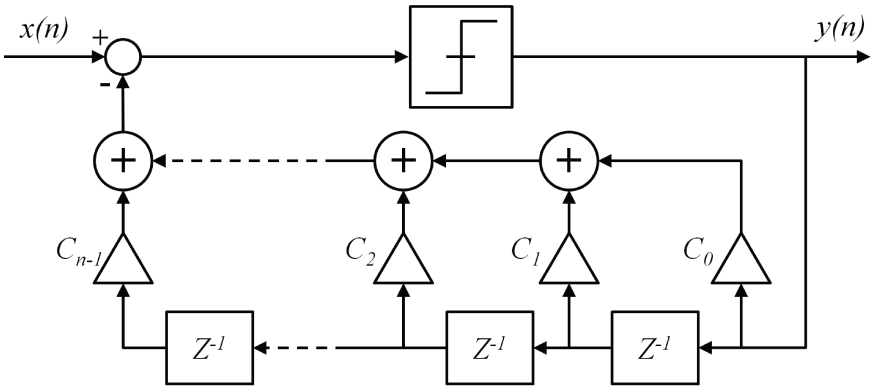


FIGURE 4.3 – Schéma bloc d'un égaliseur DFE

De par sa boucle d'asservissement, le DFE est plus efficace que le FFE et permet de compenser de plus grandes distorsions du signal. Bien que la boucle de contre-réaction permette d'améliorer le signal, le DFE introduit une contrainte supplémentaire sur l'alignement en phase de l'horloge et un délai dans sa boucle se traduisant par une latence [140].

La publication [137] a montré l'efficacité de l'égalisation pour améliorer la bande passante globale de la chaîne de transmission. En effet, avec l'utilisation d'un FFE suivi d'un DFE permet d'obtenir de bonnes performances avec une bande passante globale de la chaîne de transmission comprise entre 11,25GHz et 16,25GHz pour un signal NRZ à 25Gbit/s.

4.2.3 Estimation de séquence à maximum de vraisemblance (MLSE)

Le principe du Maximum Likehood Sequence Estimation (MLSE) est d'estimer la séquence la plus proche possible de celle qui a été émise en observant la séquence reçue par rapport à l'enchaînement des données. Contrairement aux techniques précédentes, une décision est prise et elle se fait sur l'ensemble de la séquence transmise. L'avantage d'une telle technique est de contrer les effets d'interférence inter-symboles ou ISI. Ces interférences sont dues aux interactions qu'ont les symboles entre eux lors de la transmission de données, notamment le chevauchement des symboles.

La solution MLSE a été implémentée commercialement dans le réseau de transport optique à la fin des années 2000 pour un débit de 10Gbit/s par Core Optics. Orange a conduit des travaux de recherche au cours de la thèse de M. Abdul Rahman El Falou avec un travail portant sur la compensation des distorsions pour le réseau de transport [141]. Le développement des solutions optiques à réception cohérente au début des années 2010 a remplacé ce type de solution de compensation dans le réseau de transport. Le réseau d'accès encourageant l'utilisation de la détection directe, pour des raisons de coût et de volume, un égaliseur basé sur le MLSE est pertinent.

L'algorithme de Viterbi [142] est une solution communément utilisée pour l'évaluation statistique de la fiabilité d'une transmission et la correction d'erreur. Nous allons étudier un exemple simple pour présenter son fonctionnement. Cet exemple est basé sur l'utilisation d'un code convolutionnel, c'est à dire un code dont la sortie dépend non seulement de l'entrée mais aussi des précédentes entrées. Dans le cas général, un code convolutionnel est un code qui associe chaque bloc de p éléments binaires de sortie aux k éléments binaires d'entrée mais aussi aux m blocs de k éléments binaires précédents. Dans le cas de notre exemple, $p = 2$, $k = 1$ et $m = 2$ (Figure 4.4). Sur la Figure 4.4, les blocs A et B accueillent les bits à coder et initialisés à 0. Le code convolutionnel a donc une entrée u a un moment donné, qui à l'instant suivant occupera la place du bloc A, puis le bloc B. Les blocs C et D correspondent aux sorties du code convolutionnel.

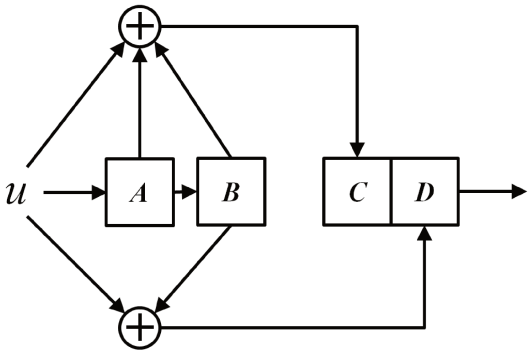


FIGURE 4.4 – Exemple de code convolutionnel

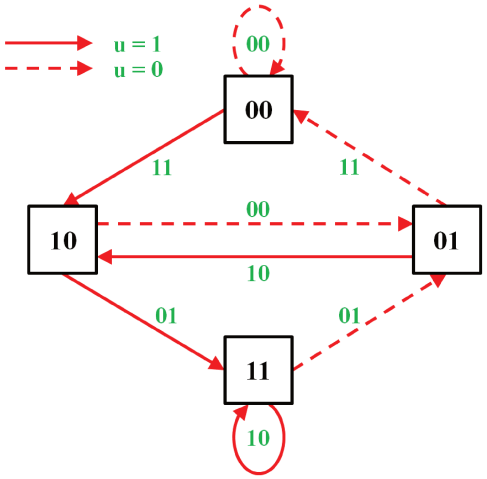


FIGURE 4.5 – Diagramme d'état du code convolutionnel

Le schéma du code convolutionnel peut se traduire en diagramme d'états où l'on représente chaque changement d'état du codeur (blocs A et B) selon l'arrivée en entrée d'un 1 ou d'un 0 (Figure 4.5). Les valeurs de A et B sont représentées par un mot de deux bits dans les blocs d'état de la Figure. L'entrée u est décrite par un trait plein pour une valeur de 1 et par un trait en pointillé pour un 0. Les valeurs de sortie des blocs C et D sont inscrites en mot de deux bits sur chaque transition. Par exemple si A et B ont la valeur 00 et que l'entrée u est à 1, on suit le trait plein donnant C et D valant 11 et changeant les valeur de A et B pour 10, ce qui correspondant aux opérations de la Figure 4.4.

Ces diagrammes peuvent se traduire en un tableau qui résume toutes les transitions d'état et les sorties possibles selon le bit d'entrée et les états initiaux du codeur (Table 4.1).

	Transitions d'État		Sorties	
$(AB)_n$	$(AB)_{n+1}$ $u=0$	$(AB)_{n+1}$ $u=1$	$(CD)_n$ $u=0$	$(CD)_n$ $u=1$
00	00	10	00	11
01	00	10	11	00
10	10	11	10	01
11	11	11	01	10

Tableau 4.1 – Résumé des transitions d'état et des sorties du code convolutionnel

Une fois ces diagrammes et ce tableau définis, il est possible de transmettre un signal codé avec notre codage convolutionnel et de détecter une erreur de transmission. Pour cela, nous utiliserons la représentation en treillis qui est une manière simplifiée de faire un arbre de probabilité sur chaque donnée transmise.

Pour continuer notre exemple, imaginons que l'on souhaite transmettre le message **1 0 0 1**, notre codeur (initialisé à **00**) code le message en **11 10 11 11**. Introduisons par exemple une erreur à notre message, ce qui nous donne **11 00 11 11**. Maintenant, en utilisant le treillis, nous allons estimer la séquence la plus vraisemblablement transmise et la comparer à ce que nous avons reçu.

Sur la Figure 4.6.*a.*, nous partons de l'état initial **00**. Deux choix s'offrent à nous, soit un **1** arrive en entrée, soit un **0**. Dans chacun des deux cas, nous étudions le code que l'option aurait donné, ici **00** et **11**. La distance de Hamming **D** étant maximale entre **00** et le mot reçu nous écartons ce chemin de notre explication, dans le cas réel, il faudrait étudier la suite de la transmission pour écarter ce chemin.

Sur la Figure 4.6.*b.*, nous poursuivons notre investigation. Ici, pour le deuxième mot reçu, les

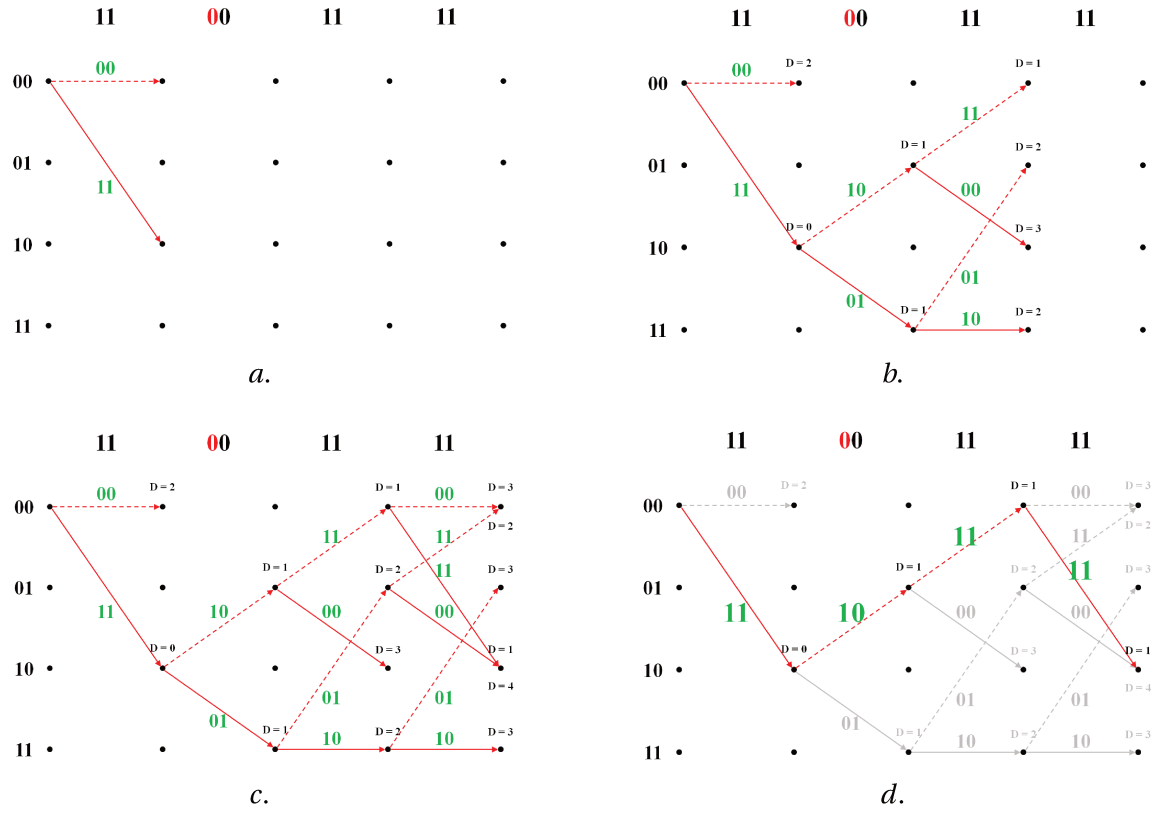


FIGURE 4.6 – Diagramme treillis pour la résolution de l'algorithme de Viterbi

chemins hypothétiques ont tous deux la même distance de Hamming par rapport au message reçu. Pour le troisième mot, nous étendons notre recherche aux quatre possibilités en relevant la distance D pour chaque chemin.

Sur la Figure 4.6.*c.*, nous finissons de décrire les chemins possibles. Sur la Figure 4.6.*d.*, nous choisissons le chemin le plus vraisemblable i. e. la séquence ayant la distance de Hamming la plus faible avec la séquence reçue.

Il est important de noter que la qualité d'un tel code est définie par la "distance libre". Il s'agit de la distance de Hamming minimum entre deux chemins qui partent et reviennent au même point par le plus court chemin.

La technique du MLSE a été étudiée pour le réseau d'accès optique via plusieurs travaux. Par exemple le nombre d'états optimum pour le PON, l'étude [143] a comparé l'implémentation *offline* de MLSE ayant un nombre d'états allant de 4 à 16. Une autre étude propose quand à elle d'utiliser une version plus simple appelée Reduced Complexity Maximum Likehood Sequence Estimation (RC-MLSE) [144]. L'implémentation de cette technique d'égalisation est difficile pour le réseau d'accès optique, la présence d'ADC et sa complexité dans l'ensemble ne vont pas avec les contraintes du PON.

4.2.4 Séries de Volterra (VNLE)

Une approche de l'égalisation est celle qui se base sur un développement du fonctionnement du système de transmission en séries de Volterra. Elle est particulièrement utilisée pour contrer les effets non-linéaires, il s'agit du Volterra NonLinear Equalizer (VNLE). Cet égaliseur ne sera pas présenté en détail, mais sa présence dans l'état de l'art est assez importante pour qu'il soit mentionné. Ce paragraphe est basé sur mon niveau de compréhension de ce système.

Cet égaliseur repose sur un principe similaire au développement en séries de Taylor, il s'agit de la décomposition d'une fonction en une somme infinie de fonctions issues des dérivées succes-

sives de la fonctions initiales en un point donné. Ce développement en séries permet de décrire le fonctionnement d'un système complexe. Les séries de Volterra possèdent une notion de "mémoire" qui rend l'approximation dépendante des valeurs d'entrées à tout moment.

L'utilisation de cet égaliseur permet d'obtenir de meilleures performances qu'avec un FFE [145]. Tout comme le FFE, l'égaliseur basé sur les séries de Volterra possède des cœfficients séparés en groupe, nommés noyaux de Volterra. Plus l'égaliseur a de noyaux et plus ces noyaux ont de cœfficients, plus l'égalisation est complexe et plus elle est efficace.

Cette méthode d'égalisation est très lourde en calcul et motive les chercheurs à proposer des simplifications des équations visant l'implémentation en temps réel. Ainsi, des chercheurs ont montré un gain de 81,7% sur la complexité de l'égaliseur en diminuant le nombre de cœfficients à calculer, résultant à une perte de débit de 2% pour une transmission d'un signal radio OFDM sur 60km de fibre optique [146].

Cette méthode n'est pas encore suffisamment mûre pour être applicable industriellement.

4.2.5 Réseau de neurones (ANN)

Du côté de l'intelligence artificielle, l'égalisation est représentée principalement par le Artificial Neural Network (ANN) ou réseau de neurones. Les ANN font partie de la branche *deep learning*, ils sont rattachés à la branche du *machine learning* du domaine de l'intelligence artificielle. La particularité du *deep learning* est d'être autonome (contrairement au *machine learning* classique) et de pouvoir s'adapter aux situations que le système utilisant cette technique est amené à rencontrer. Le réseau de neurones, comme son nom l'indique, est constitué d'un enchaînement de nœuds (appelés neurones) qui permet de trier le résultat reçu selon différents critères afin d'estimer la valeur correspondante attendue.

Un réseau de neurones classique est composé de couches de neurones liées entre elles. Il y a une couche correspondant aux neurones qui traitent les données d'entrée, une couche avec les données de sortie équivalente aux différents résultats possibles. Entre ces deux couches, il peut y avoir une multitude de couches de neurones pour traiter l'information, il s'agit des couches de neurones cachés (voir Figure 4.7).

Pour mieux comprendre le principe, imaginons un réseau de neurones défini pour reconnaitre des chiffres écrits de manière manuscrite. En entrée, nous aurons un nombre de neurones égal au nombre de pixels de l'image à traiter. A partir de l'activation de certains neurones d'entrée, les couches suivantes auront pour tâche de déterminer des formes simples (droites, courbes,...) représentées sur l'image puis faire l'association de ces dernières avec des formes complexes (cercles, angles,...) pour enfin déterminer de quel chiffre il s'agit dans la couche de neurones de sortie. Donc le nombre de neurones dans la couche de sortie sera dix (chiffres de 0 à 9). Le nombre de couches cachées et leur nombre de neurones dépendent de la manière dont l'on souhaite traiter le problème, il n'y a pas de règle fixe. A partir de cette définition, il faut apprendre au système à reconnaître les chiffres avec une phase d'apprentissage.

Dans le cas de la transmission de données, l'égalisation par réseau de neurones se fait en réception. Le réseau de neurones définit la forme d'un filtre le plus adapté possible au canal.

Il est à noter que le contenu de chaque neurones est à la discrétion de celui qui implémente le réseau. On peut y coder une simple détection des bits reçus ou une égalisation similaire à ce que l'on trouve dans un FFE ou un égaliseur en séries de Volterra. D'ailleurs ces deux égaliseurs peuvent être vus comme un réseau de neuronnes à une seule couche, seule une combinaison linéaire de leurs cœfficients/noyaux est faite [147]. Ainsi, en plus de l'égalisation, le réseau de neurones

La technique pour paramétrer le réseau de neurones est de mettre en entrée plusieurs bits reçus précédemment [83]. Pour bien reconnaître le bit reçu, il faut que le réseau de neurones s'entraîne à identifier les séquences et transitions d'abord : il s'agit de l'apprentissage.

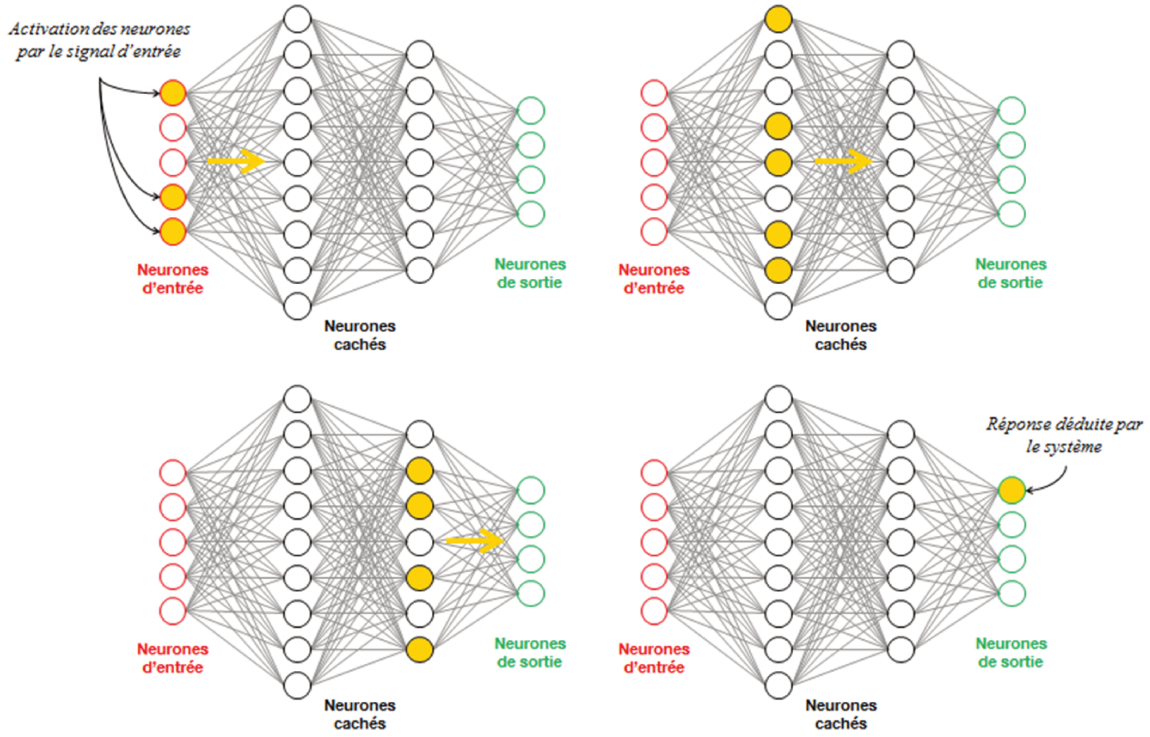


FIGURE 4.7 – Exemple de fonctionnement d'un réseau de neurones

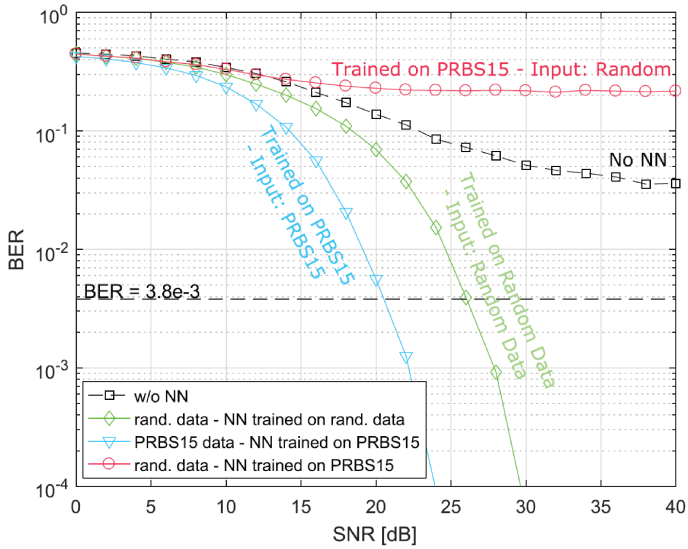


FIGURE 4.8 – Courbe de BER versus SNR pour différentes méthodes d'apprentissage [9]

L'apprentissage, pour le réseau de neurones, est une étape critique qui détermine la qualité des résultats et leur fiabilité. En effet, dans l'étude [9], pour le cas de transmission de données, une comparaison est faite pour le même ANN entrainé soit avec une séquence binaire pseudo-aléatoire de longueur $2^{15} - 1$ (PRBS15), soit avec des données aléatoires. Sur la Figure 4.8, on peut observer que le réseau de neurones entrainé avec la PRBS15 présente de plus mauvais résultats qu'un système sans ANN lorsqu'on a en entrée des données aléatoires. Dans ce cas, on a sous-estimé l'erreur possible. On remarque de plus que lorsque l'on a en entrée une PRBS15, l'ANN entrainé avec la séquence PRBS (courbe bleue) a de meilleurs résultats qu'un ANN entrainé avec des données aléatoires auquel on applique des données aléatoires en entrée (courbe verte). Ici, on surestime l'efficacité de l'ANN, on a biaisé le test en appliquant une séquence pré-définie.

Une manière optimisée pour entrainer son réseau de neurones a été récemment proposée dans l'article [83]. En effet pour pouvoir utiliser une séquence PRBS, il est suggéré de ne pas utiliser plus de neurones d'entrée que le nombre de bits dans un mot unique de la PRBS. Dans le cas d'une PRBS15, il faut donc moins de 15 neurones d'entrée pour ne pas reconnaître le motif répété par la séquence.

4.2.6 Conclusions et comparaison des différentes méthodes

Pour conclure cette introduction aux techniques d'égalisation, nous proposons une comparaison de celles présentées ci-dessus. Les principaux critères pour l'implémentation dans le PON sont la complexité de mise en œuvre, la maturité de la technologie et son coût.

La complexité représente à la fois la difficulté d'implémentation ainsi que la difficulté de mise en œuvre générale de la technique : son implémentation analogique ou numérique, le temps de calcul ou encore la nécessité d'une phase d'apprentissage à prévoir dans la couche protocolaire de la norme, etc... La maturité est définie par la quantité de publications et de résultats probants concernant le PON. Enfin le coût est le critère sur lequel nous avons le moins de certitudes. Il dépend du prix du composant. En effet, dans le cadre d'expériences en laboratoire, le coût des composants est fortement différent de celui des mêmes composants une fois produits en masse. De plus, le coût est aussi lié à l'exploitation à long terme du composant et de son besoin de maintenance qui peut rendre un élément initialement peu coûteux beaucoup plus cher qu'un autre au fil de son utilisation.

Le tableau 4.2 résume la comparaison entre les diverses techniques. L'utilisation d'un FFE ou d'un égaliseur basé sur la combinaison d'un FFE et d'un DFE reste moins complexe que les autres techniques. Ces égalisations peuvent se faire en analogique alors que les techniques suivantes nécessitent l'utilisation d'un ADC et se font en réception du signal. Le VNLE et l'ANN sont plus complexes mathématiquement que le MLSE déjà connu du réseau de transport optique.

La maturité des techniques est inversement proportionnelle à leur complexité. Les techniques d'égalisation par FFE, DFE et MLSE sont connues depuis longtemps et utilisées dans le réseau cœur et transport, bien que le MLSE soit le plus récent des trois. L'ANN est très récent pour le domaine de l'égalisation, en particulier pour le réseau d'accès.

Pour le coût des techniques, nous les estimons toutes coûteuses. L'aspect analogique du FFE et DFE les rend plus abordables que les techniques nécessitant un ADC. Pour ce qui concerne le réseau de neurones, l'estimation du coût d'une telle égalisation n'est pas présentée, en grande partie à cause du manque de maturité de la technique.

	Complexité	Maturité	Coût
FFE	+	++++	++
FFE+DFE	++	++++	+++
MLSE	+++	+++	++++
VNLE	++++	++	++++
ANN	++++	+	?

Tableau 4.2 – Comparaison des techniques d'égalisation

4.3 Égalisation du canal : Implémentation dans le contexte du PON

L'implémentation d'une technique d'égalisation du canal pour le PON doit se faire en adéquation avec les spécificités du canal et de la transmission point à multipoint. Comme présenté dans le chapitre d'introduction, le PON est basé sur le TDM pour le sens de transmission descendant et le TDMA pour le sens montant.

Nous avons concentré notre étude sur le sens descendant comme pour les travaux précédents de cette thèse. Nous décrirons succinctement l'implémentation dans le sens montant de la transmission et les contraintes associées.

Quel que soit le sens de la transmission, il est possible d'implémenter certains types d'égalisation à l'émission et/ou à la réception. On parle alors de pré-égalisation et/ou de post-égalisation. Le choix de l'emplacement d'égalisation définit la liste des techniques d'égalisation implémentables.

4.3.1 Sens descendant (Downstream)

Comme vu dans le premier chapitre, dans le sens descendant ou downstream, l'OLT envoie des données à tous les ONU. Les ONU reçoivent toutes les données mais ne décodent que celles qui les concernent, la transmission est faite en TDM comme montré sur la Figure 4.9.

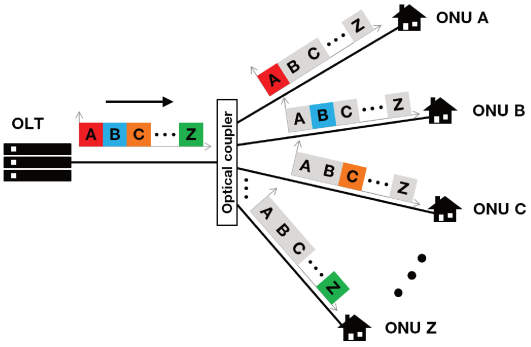


FIGURE 4.9 – Schéma de transmission dans le sens descendant (downstream) TDM PON

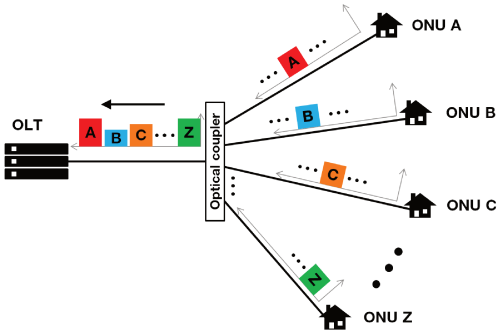


FIGURE 4.10 – Schéma de transmission dans le sens montant (upstream) TDMA PON

Les différents chemins optiques entre l'OLT et les ONU connectés à l'arbre PON introduisent des différences de longueur de fibre, d'atténuation du signal optique et de dispersion chromatique. Pour des performances optimisées pour chaque trajet optique (et donc chaque ONU), il faut adapter l'égalisation à chaque trame envoyée aux ONU.

L'OLT émet en permanence et transmet des trames communes devant être lues par tous les ONU, notamment pour des raisons de synchronisation et des messages de management. Il n'est donc pas envisageable, du moins en gardant la couche protocolaire actuelle, d'effectuer une égalisation personnalisée pour chaque ONU depuis l'OLT. C'est à dire que la pré-égalisation adaptative du sens descendant n'est pas réalisable en l'état. Il faut donc une pré-égalisation fixe à l'OLT fonctionnant pour tous les ONU.

La post-égalisation à l'ONU, quant à elle, est réalisable de manière fixe ou adaptative puisqu'elle ne concerne qu'un seul chemin optique.

L'avantage d'implémenter l'égalisation à l'OLT est la mutualisation des coûts du PON en un seul équipement plus complexe. Par ailleurs, la présence d'une seule égalisation assure plus simplement l'interopérabilité de la couche physique entre les équipements de différents vendeurs. Cette pré-égalisation est réalisable si elle reste fixe quel que soit l'ONU. Il faut tout de même qu'il existe un paramétrage unique d'égalisation qui fonctionne pour tous les ONU. Nous testons la faisabilité de cette solution dans la partie expérience de ce chapitre.

4.3.2 Sens montant (Upstream)

Dans le sens montant, c'est à dire quand un ONU transmet des données vers l'OLT, la transmission est faite en mode *burst*, ou mode rafale. La transmission est faite en TDMA (Figure 4.10).

Comme pour le sens descendant, la pré-égalisation à l'ONU peut être adaptative ou fixe. La post-égalisation à l'OLT ne peut être adaptative à cause des intervalles courts entre chaque *burst*

et des temps de parole non fixes accordés aux ONU. On préférera une égalisation fixe pour la post-égalisation à l'OLT.

4.4 Égalisation du canal : Mesures expérimentales

Dans cette section, nous décrirons la mise en place d'un banc d'égalisation automatisé, fonctionnant en temps réel. Nous avons sélectionné l'égaliseur le plus simple, un FFE, et nous souhaitons étudier la possibilité d'avoir un paramétrage unique pour l'ensemble des ONU de notre arbre PON dans le sens de transmission descendante.

Le FFE, bien que limité, est un égaliseur intéressant pour le réseau d'accès. Il est utilisé avec succès par l'équipementier chinois ZTE dans une publication sur une transmission montante à 50Gbit/s avec le format de modulation PAM4 en mode rafale (*burst*) à la longueur d'onde de 1298.56nm [148]. Le FFE de la publication possèdent 20 *taps* implémentées sur un circuit logique programmable (Field Programmable Gate Arrays (FPGA)). En mode *burst*, ZTE a atteint une sensibilité sur la photodiode de -19dBm à un BER de 10^{-3} et une sensibilité de -24dBm à un BER de 10^{-2}.

4.4.1 Mise en place du banc expérimental

Le banc expérimental (Figure 4.11) utilise un FFE fonctionnant jusqu'à 32Gbit/s en NRZ et ayant 9 *taps* (cœfficients) espacés de 18ps. Cet égaliseur est placé en réception après la photodiode. Nous l'avons mis en réception du signal pour des raisons pratiques : la pré-égalisation est impossible avant le transceiver enfichable à 10Gbit/s (SFP+) car ce dernier remet en forme le signal. Par ailleurs, nous souhaitons tester plusieurs émetteurs et en changer facilement par l'intermédiaire de transceivers enfichables. Le canal est considéré linéaire aux distances utilisées et aux puissances transmises.

Pour émuler l'OLT, notre banc comprend un PPG émettant un signal PRBS de longueurs $2^{31}-1$ à 10Gbit/s. La séquence de données est ensuite injectée dans une carte d'évaluation pour transceivers enfichables commerciaux (COTS SFP+). La puissance du signal optique émise est proche de 0dBm, les effets non-linéaires dans la fibre sont négligeables. Le signal est transmis sur une fibre monomode standard (SSMF) que nous changeons pour obtenir des distances de transmission entre 0km et 20km. Avant la photodiode, nous utilisons un atténuateur variable optique (VOA) pour contrôler la puissance reçue.

Pour l'émulation de l'ONU, une photodiode est utilisée, suivie du FFE présenté ci-dessus qui est asservi par contrôle informatique. Enfin, nous mesurons le BER avec le testeur PRBS.

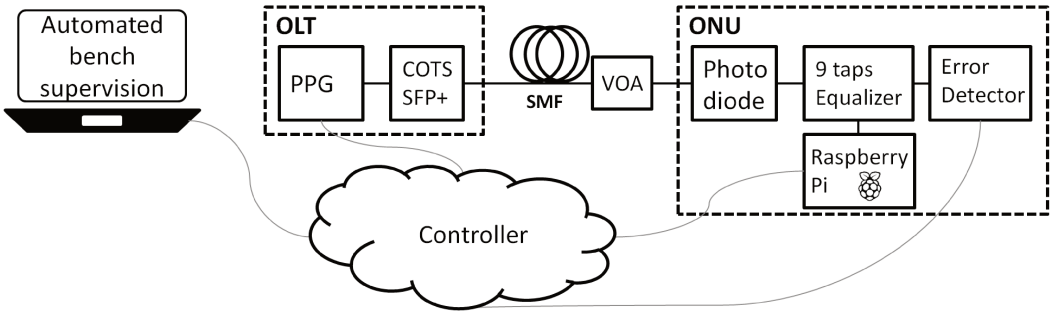


FIGURE 4.11 – Banc expérimental pour l'égalisation

L'automatisation du FFE a été obtenue à l'aide d'une carte Raspberry Pi qui est mini ordinateur utilisant un Operating System (OS) du nom de Raspbian, dérivé de la suite Linux Debian. La carte de l'Hittite, nom de l'égaliseur, a été connectée à la Raspberry Pi avec ses ports General Purpose Input/Output (GPIO) comme montrée sur la Figure 4.12.

Le code global pour l'automatisation des mesures et pour l'interfaçage est fait en Python 3.5 pour des raisons de compatibilité de modules (notamment la communication SSH).

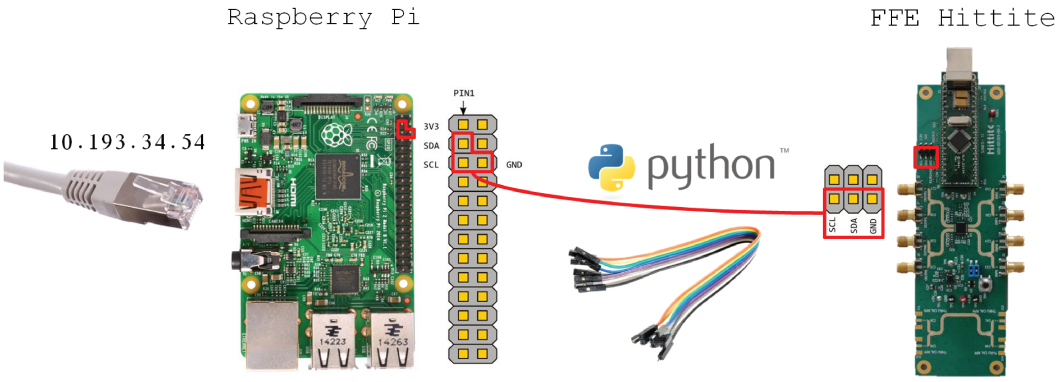


FIGURE 4.12 – Schéma de branchement des ports GPIO de l'égaliseur et la Raspberry Pi

Nous avons utilisé Matlab pour la connexion et l'automatisation du testeur PRBS, du PPG et de l'Error Detector.

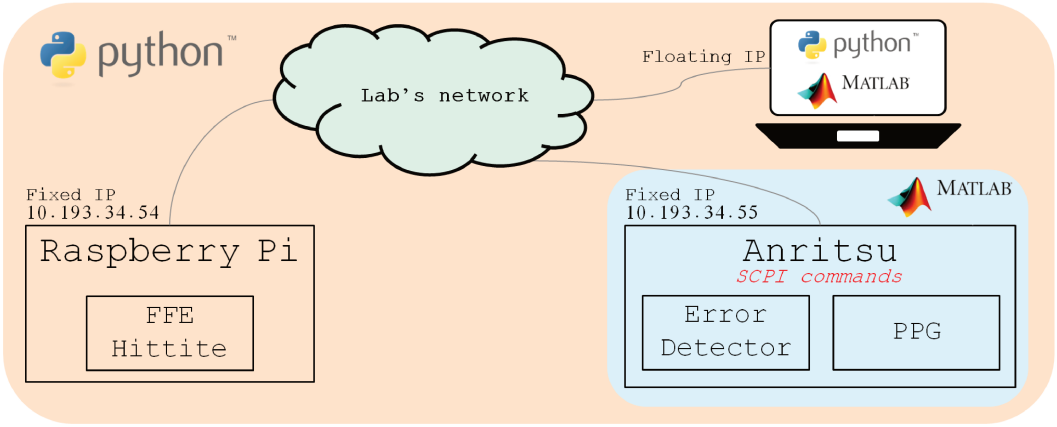


FIGURE 4.13 – Architecture du code d'automatisation du banc

Nous avons développé le code Matlab et le code Python pour effectuer le paramétrage du FFE et la mesure du BER en boucle.

Pour représenter une égalisation commune à tous les ONU de l'arbre PON, nous étudions les paramètres du FFE utilisé. Nous utilisons six *taps* sur les neufs disponibles. Ces cœfficients sont notés C1, C2, C3, C4, C5 et C6. Selon le manuel du FFE, les *taps* C3 et C4 représentent les curseurs principaux pour générer la réponse impulsionnelle du filtre FIR qui constitue notre fonction FFE. Les *taps* C1 et C2 sont des pré-curseurs alors que C4 et C5 sont des post-curseurs. Ils sont utilisés pour affiner la réponse impulsionnelle.

Le but de l'expérience n'est pas l'optimisation des cœfficients pour avoir la meilleure performance possible. Grâce à l'automatisation des mesures, nous balayons un maximum de combinaisons de valeurs des six cœfficients pour obtenir des cartes de BER que nous analyserons dans la partie suivante.

4.4.2 Mesures et interprétations

L'automatisation des mesures de BER et des changement de cœfficients ont permis de réaliser une grande quantité de mesures de taux d'erreur tout en gardant l'aspect temps réel de l'expérience. Le changement des lasers, photodiodes et fibres n'ont pas été automatisés.

Nous souhaitions tester l'interopérabilité de l'égalisation entre plusieurs hypothétiques vendeurs sur le même PON. Pour cela, nous avons utilisé quatre longueurs d'onde à l'émission : 1270nm, 1310nm, 1350nm et 1550nm pour représenter différentes valeurs de dispersion chro-

matique. En réception, nous avons testé des photodiodes avec différentes bandes passantes : une APD à 8GHz, une APD à 10GHz et une PIN à 23GHz.

Nous avons aussi testé nos configurations pour 0km, 10km et 20km de fibre et cela pour une puissance optique reçue de -8dBm et -23dBm pour avoir une marge de 15dB, qui est la différence entre les pertes minimales et maximales sur le PON comme précisé dans la recommandation [11].

Influence de la longueur de la fibre optique

Comme vu dans le premier chapitre, la fibre optique introduit principalement de l'atténuation et de la dispersion chromatique sur signal optique, qui s'accumulent le long de la fibre optique. Ces deux phénomènes dépendent de la longueur d'onde utilisée.

N'ayant pas de système fonctionnant à 50Gbit/s en temps réel, nous avons décidé d'étudier l'égalisation à 10Gbit/s. Bien que la bande O soit prévue pour la montée en débit à 50Gbit/s, une partie de nos expérimentions sont effectuées en bande C. En effet, l'impact de la dispersion chromatique en bande O à 50Gbit/s est aussi élevé que celui de la dispersion chromatique en bande C à 10Gbit/s.

Afin de comparer la dispersion chromatique à 50Gbit/s à celle à 10Gbit/s, nous utilisons la longueur de dispersion L_D qui définit la distance à partir de laquelle la dispersion devient très impactante pour l'évolution d'une impulsion transmise [15]. On estime que les effets de la dispersion chromatique n'impactent que peu la transmission lorsque la longueur de fibre L est petite devant L_D ($L \ll L_D$), c'est à dire que la longueur de fibre est à peu près dix fois plus petite que la longueur de dispersion obtenue pour un certain débit. La longueur de dispersion est calculée par la formule suivante :

$$L_D = \frac{T_0^2}{|\beta_2|}$$

Où T_0 est la largeur de l'impulsion et β_2 est le paramètre de deuxième ordre dans le développement en série de Taylor de la constante de propagation β. Le terme β_2 s'exprime sous la forme suivante :

$$\beta_2 = \frac{\lambda D}{2\pi c}$$

λ étant la longueur d'onde, D étant le terme de dispersion chromatique de la fibre à la longueur d'onde λ et c étant la célérité de la lumière dans le vide.

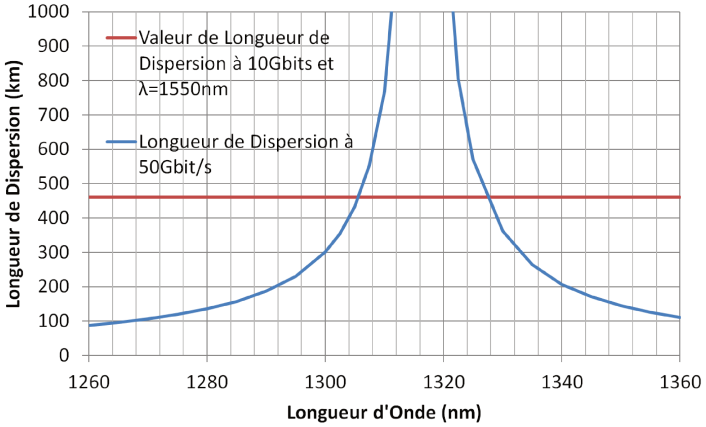


FIGURE 4.14 – Longueur de dispersion calculée entre 1260nm et 1360nm à 50Gbit/s comparée à la valeur de longueur de dispersion calculée à 10Gbit/s et λ=1550nm

Sur Figure 4.14, la longueur de dispersion sur la largeur de la bande O à 50Gbit/s est tracée aux côtés de celle à 10Gbit/s et λ=1550nm. On remarque que pour des longueurs d'onde entre 1307nm et 1329nm, l'effet de dispersion chromatique est moins impactant à 50Gbit/s en bande

O qu'à 10Gbit/s avec une longueur d'onde 1550nm. Cette constatation nous permet d'affirmer que les résultats de l'étude de l'égalisation à 10Gbit/s et à 1550nm peuvent être extrapolés pour la montée en débit. La différence d'atténuation de la fibre optique entre la bande O et la bande C est prise en compte par l'atténuation optique fixe.

Suivant l'estimation $L \ll L_D$, si l'on souhaite évaluer des transmissions sur des longueurs de fibre de l'ordre de 20km, il faut transmettre avec les longueurs d'onde ayant une L_D supérieure à 200km. Donc dans le cas d'une transmission à 50Gbit/s dans le réseau d'accès, la plage [1292nm; 1340nm] est adaptée pour transmettre sur 20km.

De manière plus qualitative, nous pouvons observer les diagrammes de l'œil simulés (voir Figure 4.15). On remarque bien que le diagramme de l'œil à 50Gbit/s et 1310nm est similaire à celui à 10Gbit/s et à 1550nm, ce dernier étant plus dégradé par la dispersion chromatique. Les diagrammes de l'œil à 1270nm et 1350nm à 50Gbit/s subissent l'effet de la dispersion chromatique.

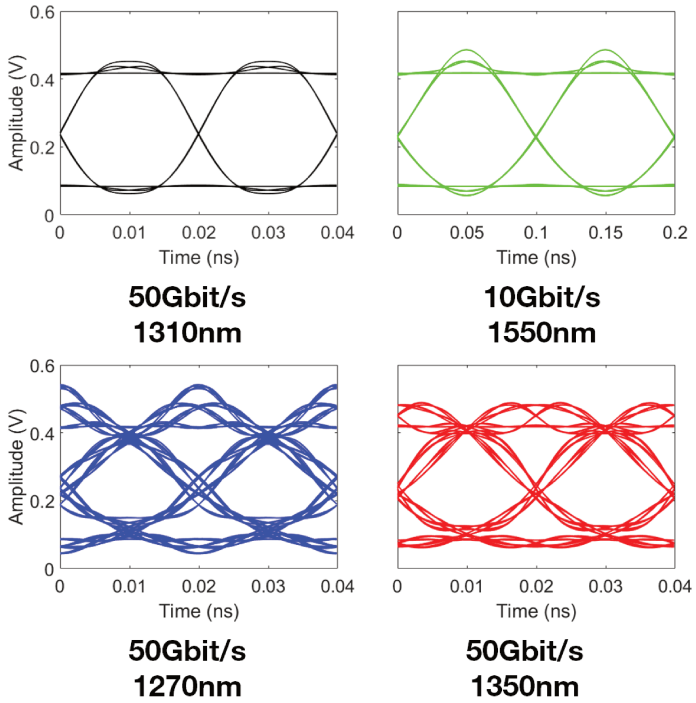


FIGURE 4.15 – Simulation de la dispersion chromatique sur un signal NRZ après 20km de fibre à 50Gbit/s pour les longueurs d'onde 1270nm, 1310nm et 1350nm, et à 10Gbit/s pour la longueur d'onde 1550nm

L'émulation de la dispersion chromatique, pour notre banc expérimental, nous permet d'étudier le principe de compensation de la dispersion chromatique par égalisation et la possibilité de trouver des paramètres d'égalisation communs à tous les ONU quel que soit leur éloignement par rapport à l'OLT.

Nous étudions les *taps* par paires. D'abord C3 et C4 pour générer la réponse globale du filtre, puis C2 et C5 pour améliorer cette première réponse et enfin C1 et C6. Nous choisissons arbitrairement la valeur de C3 et C4 dans la zone ayant le plus faible BER pour passer au paramétrage de C2 et C5. L'ajustement de C2 et C5 peut dégrader le BER pour des valeurs extrêmes et l'améliorer pour les valeurs proches de 0 (leur paramétrage initial). Leur paramétrage affine la réponse impulsionnelle du filtre qui était grossièrement décrite seulement avec C3 et C4. Dans le pire des cas, on conserve le BER précédent s'il est meilleur, avec C2=0 et C5=0. On procède de la même façon pour C1 et C6. Le but n'est pas d'optimiser le paramétrage des *taps* mais de définir des cartes de BER pour chacune de nos mesures.

Sur les cartes de la Figure 4.16, nous observons des zones colorées. Chaque couleur correspond à un BER. On remarque bien que plus nous utilisons de *taps*, plus la zone bleue (correspondant à un BER inférieur à 10^{-10}) s'agrandit. De même, plus la longueur de fibre optique augmente plus

cette zone de faible BER diminue.

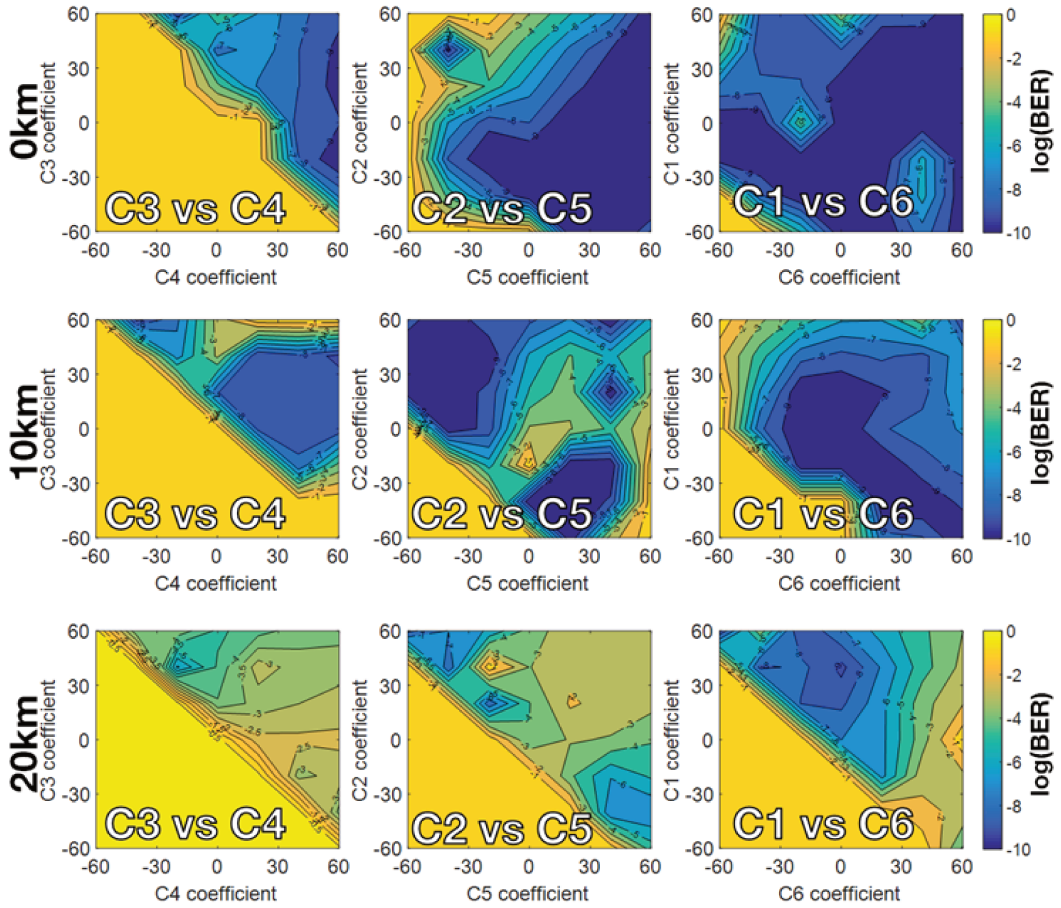


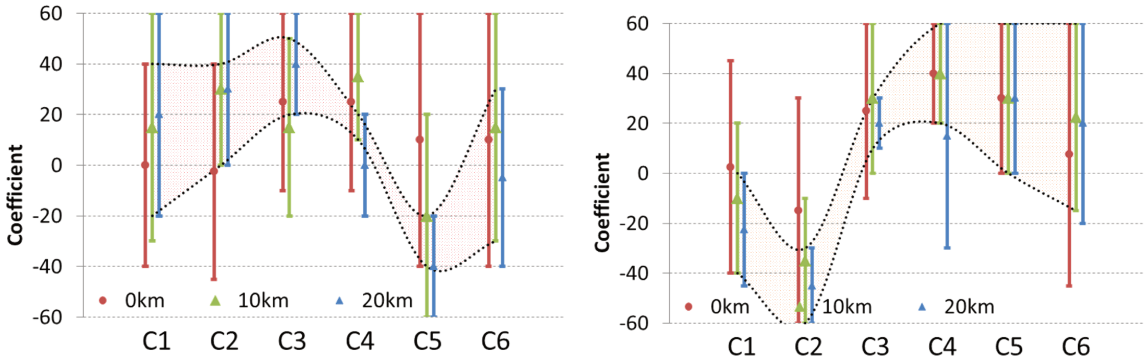
FIGURE 4.16 – Cartes de BER pour 0km, 10km et 20km de fibre (sur les lignes), en optimisant C3 et C4, puis C2 et C5 et enfin C1 et C6 (sur les colonnes) pour une longueur d'onde de 1550nm avec la photodiode APD à 8GHz de bande passante

A partir de ces cartes de BER, nous définissons une plage de valeurs dans laquelle les cœfficients assurent un BER maximum que l'on ne dépassera pas pour la limite de code correcteur d'erreurs (FEC). N'ayant pas toujours des zones de faibles BER de forme carrée et ne souhaitant pas surévaluer les performances de nos mesures, nous nous sommes fixé un BER limite de 10^{-4} pour rester en dessous du seuil limite pour le code correcteur d'erreurs (FEC). Avec ces plages de valeurs, nous traçons des gabarits de paramètres de FFE.

Sur les Figures 4.17, 4.18, 4.19 et 4.20, nous définissons une zone correspondant à un gabarit de réponse impulsionnelle de l'égaliseur FFE dans lequel un BER de 10^{-4} est assuré. La valeur des cœfficients est graduée de -60 à +60 avec une granularité de 1. Bien que les cœfficients varient par incréments discrets, les gabarits sont décrits de façon continue afin de représenter les réponses impulsionnelles qui sont continues.

Les gabarits de la Figure 4.17 encadrent les limites des plages définies d'après les mesures avec une longueur d'onde de 1550nm pour 0km, 10km et 20km de fibre à -8dBm et -23dBm (respectivement Figure 4.17a et Figure 4.17b) de puissance reçue sur la photodiode (15dB d'écart requis dans la norme), dans le cas de la photodiode à 8GHz.

On remarque dans les deux cas présentés qu'il est possible de définir un gabarit pour toutes les longueurs de fibre testées. Par contre la superposition du gabarit tracé pour -8dBm avec celui pour -23dBm ne permet pas de définir un nouveau gabarit fonctionnant pour ces deux puissances reçues quelle que soit la distance de transmission. La forme de l'impulsion reste similaire entre les gabarits. Les conséquences de la dispersion chromatique sont plus importantes lorsque le rapport signal à bruit (SNR) est dégradé.



a. b.

FIGURE 4.17 – Gabarit de réponse impulsionnelle pour différentes longueurs de fibre à une longueur d'onde de 1550nm, -8dBm (a.) et -23dBm (b.) de puissance reçue avec la photodiode APD 8GHz de bande passante

Pour vérifier cette hypothèse, nous traçons les mêmes courbes mais cette fois-ci à 1310nm pour diminuer l'impact de la dispersion chromatique (Figure 4.18). On remarque que la forme de la réponse impulsionnelle à -8dBm est similaire à celle à -23dBm mais elles ne sont pas superposables.

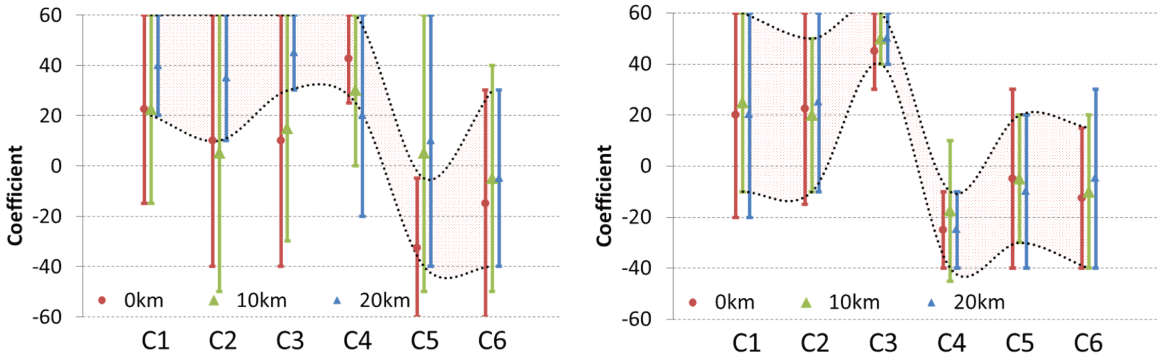


FIGURE 4.18 – Gabarit de réponse impulsionnelle pour différentes longueurs de fibre à 1310nm de longueur d'onde, -8dBm (à gauche) et -23dBm (à droite) de puissance reçue avec la photodiode APD à 8GHz de bande passante

Impact de la bande passante du canal

Un avantage de l'égalisation est de pouvoir compenser les défauts ou manques de bande passante de la chaine de transmission. Dans le cadre du réseau d'accès, l'égalisation permet une plus grande souplesse dans le choix des composants pour les équipementiers puisqu'ils peuvent désormais améliorer les performances de leurs équipements.

Il est nécessaire de définir un gabarit d'égalisation dans la norme de manière à assurer l'interopérabilité entre les différents vendeurs. Pour tester ce cas de figure, nous étudions le gabarit pour un BER inférieur à 10^{-4}. Nous utilisons deux photodiodes à avalanche (APD) à 8 et 10GHz de bande passante. Nous disposons d'une diode PIN à 23GHz que nous avons incluse dans nos mesures pour montrer l'impact d'une transmission sans filtrage à la réception. Les mesures ici concernent une transmission à 1550nm à 10Gbit/s.

On remarque sur la Figure 4.19 que la PIN à 23GHz possède les plus petites plages de valeurs de cœfficients. La PIN a une fréquence de coupure plus de deux fois supérieure au débit transmis. Seule la dispersion chromatique filtre le signal, ce qui ne semble pas suffisant par rapport aux deux APD. Cela montre qu'un minimum de filtrage est nécessaire en réception avant tout traitement pour améliorer les performances.

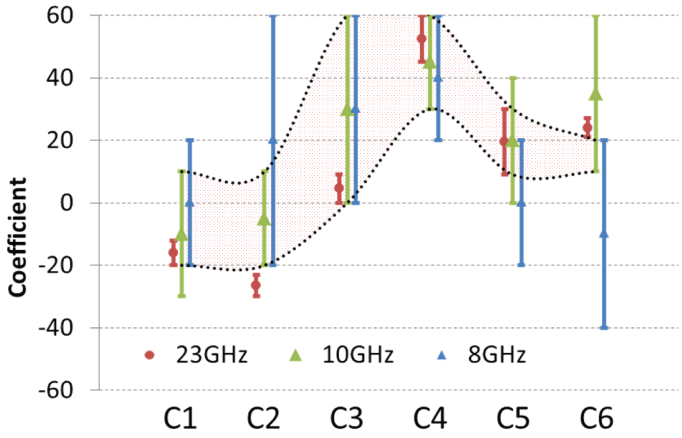


FIGURE 4.19 – Gabarit de réponse impulsionnelle pour différentes bandes passantes de photodiodes (APD a 8GHz et 10GHz, PIN à 23GHz), à une longueur de fibre de 20km, -8dBm en réception et à la longueur d'onde 1550nm

A la vue des résultats, nous définissons le gabarit seulement pour les deux APD (zone grisée de la Figure 4.19), ce qui est plus réaliste au regard de la différence de bande passante que l'on peut avoir dans deux ONU différents, bien que cette différence reste très élevée pour un cahier des charges.

D'autre part, avec les deux APD, nous voyons qu'il est possible d'obtenir un gabarit pour des photodiodes ayant des bandes passantes égales à 80% et jusqu'à 100% du débit transmis. Ce résultat montre une certaine tolérance de la bande passante de la photodiode, élément favorable à l'interopérabilité (différents vendeurs, différentes photodiodes).

Effet de la longueur d'onde

Concernant le plan de longueurs d'onde du futur HS-PON (50Gbit/s), comme vu dans le premier chapitre, plusieurs plages sont proposées. Une plage, commune avec le 50G-EPON [42], de 4nm entre 1340nm et 1344nm est proposée pour le sens descendant.

Plusieurs plages sont proposées pour le sens montant. La première se situe entre 1356nm et 1360nm pour être compatible avec les générations précédentes (solution préférable pour les opérateurs). Une deuxième plage est proposée entre 1260nm et 1280nm, empêchant le déploiement du XG(S)-PON qui occupe déjà ces longueurs. Une troisième et dernière plage se situe entre 1300nm et 1320nm, ce qui est incompatible avec le G-PON. Ce choix de plage de longueur d'onde est crucial pour le futur de la technologie et son adoption par les opérateurs. La stratégie de déploiement du HS-PON n'est pas encore déterminée. Il n'existe pas de cas d'usage concret et l'on ne sait pas si le HS-PON arrivera en remplacement du G-PON partout ou à la place du XG(S)-PON lorsque celui ci n'est pas encore déployé.

Pour essayer d'émuler différents lasers dans une plage de 20nm en bande O à 50Gbit/s, nous utilisons nos 4 lasers à 10Gbit/s. Selon le calcul de longueur de dispersion vu précédemment, nous pouvons trouver les longueurs d'onde ayant la même longueur de dispersion à 50Gbit/s comme montré dans le Tableau 4.3.

Comme montré sur la Figure 4.20, un gabarit de filtre est possible pour toutes les longueurs d'onde étudiées. Bien que la dispersion chromatique à 10Gbit/s pour les longueurs d'onde utilisées ne soit pas exactement la même qu'à 50Gbit/s, il reste tout de même envisageable d'avoir un unique jeu de paramètres d'égalisation pour toutes les longueurs d'ondes comprises dans la future plage définie dans le plan de longueurs d'onde.

Longueur de Dispersion (km)	Longueur d'onde à 10Gbit/s (nm)	Longueur d'onde équivalente à 50Gbit/s (nm)
2 600	1270	1314,5
20 000	1310	1316,15
3 600	1350	1317,8
460	1550	1327 (1306,7 en dispersion négative)

Tableau 4.3 – Longueurs d'onde à 50Gbit/s et à 10Gbit/s en correspondance avec les longueurs de dispersion

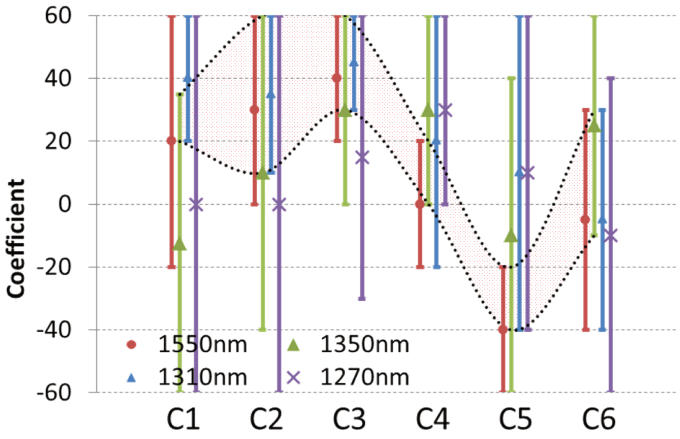


FIGURE 4.20 – Gabarit de réponse impulsionnelle pour différentes longueurs d'onde à 20km et -8dBm en réception

4.4.3 Mise en commun des résultats

Suite à l'étude et la définition des précédents gabarits de filtre, nous remarquons que la superposition de nos résultats ne permet pas d'avoir un filtre compatible avec des ONU aussi bien à 0km que à 20km de distance du central, avec les deux bandes passantes du canal étudiées et avec une plage de dispersion chromatique élevée.

En effet, sur la Figure 4.21, la superposition du gabarit défini pour les différentes longueurs d'onde et du gabarit défini pour les trois longueurs de fibre optique (0km, 10km et 20km) nous donne une zone commune. Elle est très restreinte. En superposant cette dernière au gabarit obtenu pour les deux photodiodes APD 8GHz et 10GHz, le gabarit résultant ne couvre pas tous les cœfficcients du filtre FIR

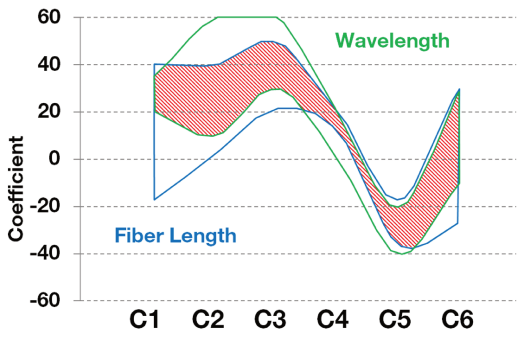


FIGURE 4.21 – Superposition des gabarits obtenus en changeant la longueur d'onde et la distance de fibre

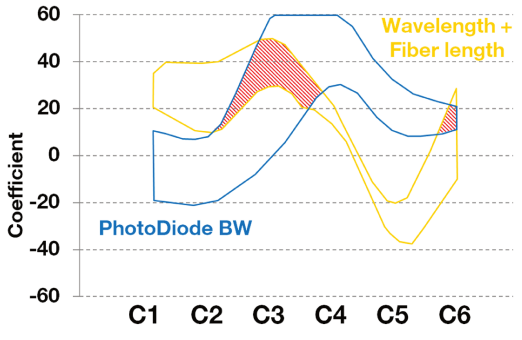


FIGURE 4.22 – Superposition des gabarits en changeant la photodiode, la longueur d'onde et la distance de fibre

Ces résultats sont à mettre en perspective avec le plan de longueurs d'onde toujours en discussion pour la prochaine norme du HS-PON. Notre plage de dispersion chromatique est équivalente à une plage de 20nm centrée autour de la longueur d'onde 1317nm alors que celle proposée par les deux organismes de normalisation est centrée autour de 1342nm avec une largeur de 4nm. Nous avons effectué cette étude avant la communication des propositions de plan de longueur d'onde de l'IEEE et de l'ITU-T.

Notre estimation de la dispersion chromatique est donc plus faible que la proposition en normalisation du canal descendant. On ne peut pas émuler à 10Gbit/s une telle dispersion chromatique. De plus un écart de 20% entre la bande passante des deux photodiodes est élevé par rapport au cas réel. En effet, il s'agit d'une différence plus élevée que ce qui peut être défini dans un cahier des charges pour un type de transceiver. Si l'on ne retient qu'une seule bande passante (ou un écart très faible), on retrouve le cas de la Figure 4.21 qui n'est valide que pour la plus forte puissance optique reçue sur la photodiode. Dans la plupart des cas, l'existence d'un unique paramétrage satisfaisant toues les conditions du PON paraît difficile, voire impossible.

Notre étude, sur la possibilité d'un paramétrage unique pour l'égalisation du PON, a permis la publication d'un article lors de la conférence OFC 2019 [149] présentant l'idée générale de l'étude et les limites de l'égaliseur FFE pour ce cas d'usage.

4.5 Conclusions du chapitre

L'égalisation est un moyen d'améliorer les transmissions optiques dans le cadre de la montée en débit. Elle induit une nouvelle complexité que le réseau d'accès optique n'avait pas auparavant. De nombreuses solutions sont candidates, connues depuis longtemps ou plus récentes comme le machine learning.

L'implémentation de l'égalisation doit se faire en respectant la technique de transmission en sens descendant TDM et la technique en sens montant TDMA propres au PON. L'égalisation peut être introduite à l'OLT dans les deux sens de transmission à partir d'un débit de 50Gbit/s. Pour ce faire, il est nécessaire d'avoir une égalisation fixe pour tous les ONU quelles que soient la longueur de fibre, l'atténuation et la longueur d'onde transmise .

L'égalisation, bien que prometteuse, remet en question l'interopérabilité sur la couche physique dans le PON. Outre la réussite technique d'une transmission à haut débit via l'égalisation, des gabarits sont à définir dans la norme si le choix d'une égalisation fixe est fait. Dans le cas d'une égalisation adaptative à l'ONU (non étudiée ici), les préambules des trames du HS-PON devraient accueillir un nouveau champ lié au paramétrage de cette égalisation. Il reste à étudier si un tel champ, connu à l'avance par l'ONU, pourrait guider l'égalisation de la trame reçue par rapport à ce que l'ONU devait recevoir et cela peu importe son constructeur.

D'un point de vue opérateur, la potentielle arrivée de l'égalisation dans le réseau peut changer la nature économique de ce segment du réseau. En effet, les constructeurs pourraient implémenter la solution de leur choix pour leur système (OLT et ONU) sans maintenir l'interopérabilité avec les solutions des autres constructeurs. Dans ce cas, les différents vendeurs ne sont plus en concurrence comme ils l'étaient sur les deux générations précédentes et la baisse de prix associée à cette concurrence n'est pas garantie. Cela peut augmenter les coûts du réseau d'accès, empêchant Orange de proposer des offres attractives à cause du prix des ONU propriétaires et rendant le marché français aussi cher que le marché américain. C'est pour cela qu'Orange, présent en normalisation, signale ces points d'inquiétude dans le but d'assurer l'interopérabilité de la couche physique du 50G-PON.

Avec la montée en débit, il semble difficile d'éviter l'égalisation qui parait moins chère et complexe que d'autres solutions (PAM, cohérent, amplification, etc...). Une étude complète de la pro-

blématique demanderait d'augmenter le débit du banc expérimental et d'étudier la transmission en sens montant avec le mode *burst*. En augmentant le débit, il faudra veiller au bon fonctionnement de la transmission pour toutes les configurations de distances et d'atténuations représentant les ONU de l'arbre PON.

Un autre aspect à investiguer est la faisabilité de la post-égalisation adaptative en sens descendant et pré-égalisation adaptative en sens montant, c'est à dire à l'ONU dans les deux cas. Cette égalisation étant faite à l'ONU, l'étude devra se concentrer sur les techniques d'égalisation les moins onéreuses ou sur des implémentations pouvant réduire les coûts.

Pour finir, l'étude des ADC et DAC en comparaison aux filtrages et égalisations analogiques est à faire pour savoir si le réseau d'accès peut éviter l'introduction de ces convertisseurs coûteux.

Conclusion générale et perspectives

Les travaux de recherche effectués dans cette thèse ont traité de la montée en débit dans le réseau d'accès optique. Dans le premier chapitre, nous avons présenté le réseau d'accès en mettant en avant son déploiement actuel dans le monde ainsi que les générations de technologies normalisées pour transmettre sur la fibre optique.

La grande majorité des liaisons PON existantes sont réalisés avec les technologies G-PON (2,5Gbit/s) et EPON (1Gbit/s). Ces réseaux suivent une architecture point-à-multipoints faisant appel à du multiplexage temporel. En France, l'opérateur ORANGE a majoritairement déployé le G-PON pour une infrastructure déservant 64 clients par arbre PON avec une portée de 20km. Le déploiement de la fibre dans le réseau d'accès en France a débuté il y a plus de dix ans et il connait un essor ces dernières années grâce aux politiques nationales et fédérales (ex : Europe). Les technologies PON à 10Gbit/s ont commencé à être déployées en Asie et vont l'être en occident dans les prochaines années.

Pour le plus long terme, il est nécessaire de prévoir une prochaine génération de réseau d'accès optique. La consommation de données toujours grandissante des usagers, les communications entre machines, les services *cloud* remplaçant les supports physiques et l'arrivée de la 5G mobile motivent l'augmentation des débits à 25Gbit/s, 50Gbit/s et/ou 100Gbit/s. Ces nouvelles technologies sont actuellement en discussion à l'ITU-T et à l'IEEE sous les noms de HS-PON et 50G-EPON. Pour y parvenir de nombreuses solutions sont envisageables :

- Utiliser des formats de modulation avancés à la place du NRZ
- Récupérer l'information de phase avec la détection cohérente
- Égaliser et traiter le signal avec des filtres et des algorithmes
- Multiplexer les longueurs d'onde pour répartir le débit sur plusieurs canaux

Ces solutions ont été décrites dans le chapitre 1. Les solutions préférées par l'industrie sont le changement de format de modulation et le traitement du signal. Ces choix sont principalement motivés par le coût et la simplicité de leur mise en œuvre. En effet, le marché du réseau d'accès est très conséquent aussi bien pour le segment résidentiel, que pour le professionnel ou pour le mobile. Il est nécessaire de réutiliser l'infrastructure déjà déployée d'une part, et de modérer les coûts des nouvelles technologies, d'autre part. En outre, les nouvelles technologies de l'accès doivent être pensées pour le déploiement en cœxistence avec les précédentes générations de PON, notamment avec la répartition sur le plan de longueur d'onde des télécommunications optiques et les classes de budget optique.

Par ailleurs, le réseau d'accès fibre pour le mobile possède un héritage d'infrastructure différent de celui du FTTH. Les liens point-à-point de ce segment du réseau et les besoins de la 5G en débit et latence encouragent la mutualisation des canaux sur une même fibre optique grâce au multiplexage en longueur d'onde.

C'est dans ce cadre que nous avons étudié une partie des solutions proposées et notamment celles qui semblent les plus prometteuses pour le réseau d'accès optique. Ces trois chapitres présentent les difficultés de mise œuvre et les performances de chacune des solutions retenues pour l'étude.

Dans le deuxième chapitre, nous avons étudié le format de modulation PAM4 à travers deux expériences en temps réel et une simulation du banc expérimental. Ce format de modulation à quatre niveaux est plus efficace que le NRZ mais il connaît des pénalités en termes de budget optique et de sensibilité au bruit. Nous avons montré qu'il était possible de réaliser une transmission en temps réel à 25Gbit/s en accord avec l'infrastructure fibre déployée et les classes de budget optique associées. A partir de deux décodages différents du signal PAM4, nous avons mis en avant la possibilité d'effectuer un arbre PON fonctionnant à deux débits selon le type de réception choisie.

Les limites en budget optique ont été mitigées par l'association d'amplificateurs optiques avec le laser en émission et/ou la photodiode en réception. Bien qu'augmentant les coûts des équipements, l'amplification optique a prouvé son efficacité en permettant à la transmission d'atteindre des budgets optiques élevés dépassant ceux spécifiés dans la norme. Cette marge permet de compenser le vieillissement du réseau et assure une adaptabilité à l'évolution de ce dernier avec de nouveaux éléments de cœxistence passifs par exemple.

Ce problème de budget optique est d'autant plus important que le nombre de niveaux d'amplitude du signal est élevé. C'est au travers de la simulation du banc expérimental que l'extrapolation des résultats a été faite pour le format de modulation PAM8. La montée en débit au delà de 25Gbit/s dans le réseau d'accès est plus réaliste avec le format PAM4, qu'avec le format PAM8 à cause de sa forte sensibilité au bruit et son faible budget optique.

Le chapitre trois a présenté trois solutions industrielles : une pour le réseau d'accès fixe résidentiel et deux pour le réseau d'accès mobile pour la 5G.

Le format de modulation duobinaire a été utilisé dans le premier prototype pour réaliser une transmission à 25Gbit/s. Cette solution est basée sur une génération optique du duobinaire à l'aide d'un modulateur externe MZM et d'un filtre étalon permettant la modulation du signal en bande latérale résiduelle. Les performances ont montré une compatibilité avec le réseau déployé. L'utilisation d'amplification optique, d'égalisation et de modulation externe coûteuse empêche qu'une telle solution soit la plus attractive pour un opérateur. Les performances de la transmission changent selon la distance de propagation à cause de la dispersion chromatique qui filtre le signal. En effet, le duobinaire est très sensible à la bande passante du canal et à ses changements. Cette solution a été abandonnée par le fournisseur qui s'est attaché à trouver une technologie plus adaptée aux contraintes de l'accès et à 50Gbit/s minimum en concordance avec les normes en cours pour le sens descendant.

Le deuxième prototype porte sur la norme NG-PON2 et sa déclinaison PtP WDM à 2,5Gbit/s par canal et cela avec 16 canaux. Cette option du NG-PON2 est adaptée au réseau d'accès mobile et elle représente une évolution logique des transmissions point-à-point précédemment utilisées. Lors du déploiement et de la panne d'un transceiver, ces derniers doivent automatiquement changer de longueur d'onde pour émettre dans un canal disponible, il s'agit de l'accordabilité en longueur d'onde. Le prototype n'a pas réussi à répondre aux exigences de la norme concernant la durée du changement de longueur d'onde, montrant ainsi la difficulté de réaliser un système pouvant à la fois être adaptable et abordable pour le PtP WDM. Les bonnes performances en budget optique du système ont montré la possibilité de cœxistence d'une telle solution avec le PON pour le FTTH.

Le troisième et dernier prototype évalué présentait une transmission PtP WDM à 25Gbit/s par canal, pour trois canaux WDM non-accordables. Les résultats de l'évaluation ont montré un faible budget optique compatible avec la norme NG-PON2 PtP WDM. La transmission à 25Gbit/s en NRZ a permis de mettre en évidence la nécessité du traitement du signal à haut débit.

De ces deux derniers travaux, nous pouvons dire que le PtP WDM n'est pas prêt à être déployé, il n'y a pas de solution industrielle mature qui réponde aux cas d'usage des opérateurs, même à 10Gbit/s. C'est pour cela qu'une nouvelle norme est en préparation pour le WDM PON, le premier meeting FSAN traitant de ce sujet aura lieu en octobre 2019.

Le quatrième chapitre clôture ce manuscrit en présentant une première étude de l'implémen-

tation de l'égalisation dans le cadre du PON.

Le traitement du signal, déjà connu du réseau de transport, est habituellement utilisé pour des transmissions point-à-point. Notre étude propose une première approche de l'implémentation de l'égalisation pour une transmission point-à-multipoint telle que celle d'un arbre PON. L'égalisation peut se faire soit à l'OLT, soit à l'ONU. Dans le premier cas, les coûts sont mutualisés mais il faut avoir une égalisation unique pour toutes les données transmises alors que l'égalisation à l'ONU permet une optimisation de l'égalisation pour chaque chemin optique mais augmente le coût de chaque équipement. Le banc expérimental a montré une impossibilité d'utiliser un égaliseur de type FFE pour n'avoir qu'un seul paramétrage d'égalisation pour tous les ONU d'un même arbre PON. La différence de puissance reçue, la dispersion chromatique, les différences de bande passante, entre un ONU proche du central et un éloigné, empêchent d'avoir un seul jeu de paramètre pour notre FFE.

L'utilisation d'une égalisation analogique ou numérique (DSP) à l'ONU semble prometteuse pour la montée en débit dans le réseau d'accès optique. Le coût élevé des ADC encourage l'utilisation de filtre analogique à l'ONU et/ou de DSP à l'OLT pour minimiser les coûts. L'introduction de technique telle que l'apprentissage machine sont pertinentes pour de futures études de l'égalisation dans l'accès.

Finalement, toutes ces études sont à considérer comme une approche expérimentale au plus près des besoins de l'opérateur concernant la montée en débit du PON à 25Gbit/s et 50Gbit/s, et non comme une solution définitive et globale. Bien que les solutions utilisant un format NRZ ou un format PAM4 associés à un système d'égalisation soient privilégiées par les industriels et que leur intérêt ait été validé par nos travaux, l'absence de spécifications techniques précises encourage encore la recherche qui pourra proposer des solutions innovantes répondant mieux aux besoins du réseau d'accès optique. Les transmissions dans le sens montant, s'effectuant en mode rafale, nécessitent des études approfondies pour montrer qu'elles peuvent s'adapter à des débits supérieurs à 10Gbit/s.

Les études développées dans cette thèse tendent à prouver que les transmissions à 50Gbit/s et 100Gbit/s en IMDD seraient des voies à privilégier. La faisabilité de tels débits en mono-longueur d'onde reste à être démontrée. A plus long terme, quelle technologie entre la détection cohérente ou le multi-longueur d'onde sera choisie ? Il existe aujourd'hui de transceivers point-à-point à très haut débit sur 2 ou 4 longueurs d'ondes. La détection cohérente simplifiée peut-elle s'imposer par rapport au multi-canal avec les contraintes de coût du PON ?

Plusieurs travaux réalisés dans le cadre de cette étude ont amené la publication d'articles dans des conférences internationales, nationales et dans une revue scientifique. Ces publications sont répertoriées dans la liste qui suit.

Publications

Communications orales

- *Séminaire OCOMEX 2017*. Séminaire sur les "Challenges of Optical Networking". Présentation faite à l'aide d'un poster. 29 novembre 2017, Télécom ParisTech, 46 rue Barrault, Paris 13e.

Publications

Publications en tant que premier auteur

Journaux à comité de lecture :

1. **S Barthomeuf**, F Saliou, L Anet Neto, P Chanclou, D Erasme, *"TDM-PON PAM Downstream Transmission for 25 Gbit/s and Beyond"*, Photonics 5 (4), 45, November 2018.

Conférences internationales avec actes :

2. **S Barthomeuf**, F Saliou, L Anet Neto, G Simon, F Bourgart, P Chanclou, D Erasme, *"Equalization and Interoperability Challenges in Next Generation Passive Optical Networks"*, Optical Fiber Communication Conference, W4J. 4, San Diego, CA, USA, March 2019.
3. **S Barthomeuf**, F Saliou, LA Neto, P Chanclou, D Erasme, *"High Optical Budget 25Gbit/s PON with PAM4 and Optically Amplified O Band Downstream Transmission"*, 2018 European Conference on Optical Communication (ECOC), 1-3, Roma, Italy, September 2018.
4. **S Barthomeuf**, F Saliou, N Genay, L Anet Neto, P Chanclou, E Pennings, J H Ahn, S K Yu, S E Hong, *"High Optical Budget PtP DWDM System in Overlay with CWDM for Mobile Xhaul with Remote Wavelength Tuning and Monitoring in Tunable SFPs"*, 2018 Optical Fiber Communications Conference and Exposition (OFC), 1-3, San Diego, CA, USA, March 2018.
5. **S Barthomeuf**, F Saliou, LA Neto, B Le Guyader, P Chanclou, D Erasme, *"Real-time Downstream 25Gbit/s PAM4 for High Speed TDM-PONs with both 25 and 12.5 Gbit/s ONUs"*, 2018 Optical Fiber Communications Conference and Exposition (OFC), 1-3, San Diego, CA, USA, March 2018.

Conférences nationales avec actes :

6. **S Barthomeuf**, F Saliou, LA Neto, B Le Guyader, P Chanclou, D Erasme, *"Simplification du Codage et Décodage PAM4 Gray pour les Réseaux d'Accès Optique au-delà de 10 Gbit/s"*, Journées Nationales d'Optique Guidée (JNOG), 1-3, Limoges, France, Juillet 2017.

Publications en tant que co-auteur

Journaux à comité de lecture :

7. (non lié à la thèse) F Halabi, L Chen, S Parre, **S Barthomeuf**, RP Giddings, C Aupetit-Berthelemot, A Hamié, JM Tang, *"Subcarrier index-power modulated optical OFDM and its performance in IMDD PON systems"*, Journal of Lightwave Technology 9, 34, 2016.

Conférences internationales avec actes :

8. P Chanclou, L Anet Neto, G Simon, A El Ankouri, **S Barthomeuf**, F Saliou, *" FTTH and 5G Xhaul Synergies for the Present and Future "*, 2019 21st International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), 1-4, Angers, France, July 2019.
9. A El Ankouri, L Anet Neto, **S Barthomeuf**, A Sanhaji, B Le Guyader, K Grzybowski, S Durel, P Chanclou, *"Experimental Assessment of Real-time PDCP-RLC V-RAN Split Transmission with 20 Gbit/s PAM4 Optical Access"*, 2018 European Conference on Optical Communication (ECOC), 1-3, Roma, Italy, September 2018.
10. A El Ankouri, L Anet Neto, A Sanhaji, **S Barthomeuf**, H Le Bras,B Le Guyader, A Chagdali, M Wang, N Genay, K Grzybowski, S Durel, P Chanclou, *"Experimental Demonstration of Real-Time PDCP-RLC V-RAN Split Transmission Over Fixed XGS-PON Access"*, 2018 European Conference on Optical Communication (ECOC), 1-3, Roma, Italy, September 2018.
11. Y Zhicheng, D Jing, L Shengping, J Konopacki, F Saliou, Le Guyader, **S Barthomeuf**, P Chanclou, D Erasme, *"Fabry-Perot Filtered Emission for 25 Gbit/s Single-Side Band NRZ and ODB Transmissions in C-band up to 20 km"*, 2017 European Conference on Optical Communication (ECOC), 1-3, Gothenburg, Sweden, September 2017.
12. M Gay, K Hussain, C Le Bouetté, L-L Pamart, L Schoc, C Aupetit-Berthelemot, L Ao, V Meghdadi, R Brenot, A Maho, Pchanclou, **S Barthomeuf**, F Saliou, *"Colourless Self-Seeded Source for CPRI3 Mobile Fronthaul over 70 km Reach"*, 2017 European Conference on Optical Communication (ECOC), 1-3, Gothenburg, Sweden, September 2017.
13. J Konopacki, Le Guyader, N Genay, L Anet Neto, F Saliou, **S Barthomeuf**, P Chanclou, D Erasme, *"Real-Time 20 and 25 Gbit/s Pre-Equalized C-band Transmission With Electrical Duobinary Detection"*, 2017 European Conference on Optical Communication (ECOC), 1-3, Gothenburg, Sweden, September 2017.
14. (non lié à la thèse) F Halabi, L Chen, S Parre, **S Barthomeuf**, RP Giddings, C Aupetit-Berthelemot, JM Tang, *"Subcarrier index-power modulated optical OFDM (SIPM-OOFDM) for IMDD PON systems"*, 2016 Optical Fiber Communications Conference and Exposition (OFC), 1-3, Anaheim, CA, USA, March 2016.

Conférences nationales avec actes :

15. M Wang, D Chevalier, LA Neto, **S Barthomeuf**, G Simon, P Chanclou, *"Réseau Analogique sur Fibre avec Plan de Contrôle pour Lien FIWI"*, Journées Nationales d'Optique Guidée (JNOG), 1-3, Paris, France, Juillet 2019.

Bibliographie

[1] SANDVINE. "The Global Internet Phenomena Report", 10 2018. *2 citations pages ix et 7*

[2] Cisco. "Cisco Visual Networking Index : Forecast and Trends, 2017–2022 White Paper". https://www.cisco.com/c/en/us/solutions/collateral/service-provider/visual-networking-index-vni/white-paper-c11-741490.html, 02 2019. Consultation en ligne : 05/08/2019. *2 citations pages ix et 8*

[3] G Simon. *"Introduction des technologies de multiplexage en longueur d'onde dense dans les futures générations de réseaux d'accès optique"*. PhD thesis, Télécom ParisTech, 2016. *3 citations pages ix, 15, et 31*

[4] IEEE Communications Society. "Combined FTTH and DSL spending set to slow until 10 Gbps PON and G.fast deployments - Technology Blog". https://techblog.comsoc.org/2017/05/27/combined-ftth-and-dsl-spending-set-to-slow-until-10-gbps-and-g-fast-deployment/. Consultation en ligne : 16/09/2019. *2 citations pages ix et 17*

[5] P Chanclou, L Anet Neto, K Grzybowski, Z Tayq, F Saliou, and N Genay. "Mobile fronthaul architecture and technologies : A RAN equipment assessment". *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, 10(1) :A1–A7, 2018. *3 citations pages ix, 34, et 90*

[6] ITU-T. G.984.3 "Gigabit-capable passive optical networks (G-PON) : Transmission convergence layer specification", 01 2014. *7 citations pages ix, 6, 22, 39, 40, 41, et 84*

[7] K Szczerba, P Westbergh, J Karout, J S Gustavsson, Å Haglund, M Karlsson, P A Andrekson, E Agrell, and A Larsson. "4-PAM for high-speed short-range optical communications". *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, 4(11) :885–894, 2012. *2 citations pages x et 43*

[8] FINISAR. "Optical Transceivers | Finisar Corporation". https://www.finisar.com/optical-transceivers. Consultation en ligne : 09/09/2019. *2 citations pages xi et 76*

[9] T A Eriksson, H Bülow, and A Leven. "Applying neural networks in optical communication systems : possible pitfalls". *IEEE Photonics Technology Letters*, 29(23) :2091–2094, 2017. *2 citations pages xii et 102*

[10] ITU-T. G.Sup64 "PON transmission technologies above 10 Gbit/s per wavelength", 02 2018. *9 citations pages xiii, 13, 28, 29, 31, 37, 49, 53, et 95*

[11] ITU-T. G.987.2 "10-Gigabit-capable passive optical networks (XG-PON) : Physical media dependent (PMD) layer specification", 10 2010. *10 citations pages xiii, 20, 47, 49, 51, 52, 80, 88, 89, et 107*

[12] ARCEP. "Internet en "haut débit" ou "très haut débit", quelles différentces". https://www.arcep.fr/nos-sujets/la-couverture-internet-fixe-a-haut-et-tres-haut-debit.html. Consultation en ligne : 11/07/2019. *Cité page 3*

[13] ITU-T. "Charactéristics of a single-mode optical fibre and cable", 11 2016. *Cité page 3*

[14] ITU-T. "Charactéristics of a bending-loss insensitive single-mode optical fibre and cable", 11 2016. *Cité page 3*

[15] G. Agrawal. *"Nonlinear Fiber Optics"*. Optics and Photonics. Elsevier Science, 2001. *2 citations pages 4 et 107*

[16] Skylane Optics. "10 Gigabit Ethernet : Module SFP+ 10 Gigabit Ethernet". https://www.infractive.fr/module-sfp-xfp-10-gigabit-ethernet-info.html. Consultation en ligne : 16/07/2019. *Cité page 5*

[17] Acacia. "CFP2-DCO Product Family - Acacia Communications". https://acacia-inc.com/product/cfp2-dco/. Consultation en ligne : 15/07/2019. *2 citations pages 5 et 6*

[18] Cisco. "Campus Network for High Availability Design Guide - Cisco". https://www.cisco.com/c/en/us/td/docs/solutions/Enterprise/Campus/HA_campus_DG/hacampusdg.html. Consultation en ligne : 15/07/2019. *Cité page 5*

[19] ITU-T. "Optical Transport Network (OTN) Tutorial", 10 2018. *Cité page 6*

[20] Huawei. "Huawei OSN 8800 datasheet". https://www.huawei.com/. Consultation en ligne : 15/07/2019. *Cité page 6*

[21] ITU-T. G.993.2, "Very high speed digital subscriber line transceivers 2 (VDSL2)", 2015. *Cité page 6*

[22] ITU-T. G.987.3 "10-Gigabit-capable passive optical networks (XG-PON) : Transmission convergence (TC) layer specification", 01 2014. *3 citations pages 6, 22, et 46*

[23] ITU-T. G.9807.1 "10-Gigabit-capable symmetric passive optical networks (XGS-PON)", 06 2016. *6 citations pages 6, 20, 49, 63, 67, et 84*

[24] Y Sun. "Recent advances for high speed short reach optical interconnects for datacom links". In *2017 IEEE CPMT Symposium Japan (ICSJ)*, pages 63–65. IEEE, 2017. *3 citations pages 7, 25, et 29*

[25] The Verge. "What is cloud gaming? Google Stadia and Microsoft xCloud explained - The Verge". https://www.theverge.com/2019/6/19/18683382/what-is-cloud-gaming-google-stadia-microsoft-xcloud-faq-explainer, 06 2019. Consultation en ligne : 05/08/2019. *Cité page 7*

[26] Cisco. "Cisco Visual Networking Index (VNI) Complete Forecast Update, 2017–2022", 01 2018. *Cité page 8*

[27] "FTTH HANDBOOK". Technical report, FTTH Council Europe, 02 2019. *Cité page 9*

[28] FTTH Council Asia Pacific. "FTTH APAC Market Panorama 2019 & 5G APAC Mini Panorama 2019", 12 2018. *Cité page 9*

[29] FTTH Council Europe. "PR Market Panorama", 03 2019. *Cité page 9*

[30] thinkbroadband. "Fibre Broadband (FTTC / FTTH) Guide". https://www.thinkbroadband.com/guides/fibre-fttc-ftth-broadband-guide. Consultation en ligne : 03/09/2019. *Cité page 9*

[31] ITU-T. G.9701 "Fast access to subscriber terminals (G.fast) - Physical layer specification", 03 2019. *Cité page 9*

[32] ARCEP. "Observatoire, haut débit, très haut débit". https://www.arcep.fr/cartes-et-donnees/nos-publications-chiffrees/observatoire-des-abonnements-et-deploiements-du-haut-et-tres-haut-debit/hd-thd-t1-2019.html. Consultation en ligne : 19/07/2019. *2 citations pages 11 et 12*

[33] ARCEP. "Le cadre réglementaire de la fibre | Arcep". https://www.arcep.fr/la-regulation/grands-dossiers-reseaux-fixes/la-fibre/le-cadre-reglementaire-de-la-fibre.html. Consultation en ligne : 02/08/2019. *Cité page 11*

[34] République Française. "Plan France Très Haut Débit". https://www.francethd.fr/. Consultation en ligne : 19/07/2019. *Cité page 12*

[35] European Commission. "Broadband Europe | Digital Single Market". https://ec.europa.eu/digital-single-market/en/policies/improving-connectivity-and-access. Consultation en ligne : 19/07/2019. *Cité page 12*

[36] IDATE DigiWorld. "FTTH Global perspective", 06 2017. *Cité page 12*

[37] IDATE DigiWorld. "World FTTX market : L'IDATE DigiWorld prévoit plus d'un milliard de foyers raccordés avec FTTH/B à l'horizon 2022 - IDATE DigiWorld". https://fr.idate.org/world-fttx-market-lidate-digiworld-prevoit-plus-dun-milliard-de-foyers-raccordes-ftthb-a-lhorizon-2022/. Consultation en ligne : 05/08/2019. *Cité page 12*

[38] R Montagne. "Europe Brandband status". Technical report, FTTH Council Europe, 03 2019. *Cité page 12*

[39] Légifrance. "LOI n° 2016-1321 du 7 octobre 2016 pour une République numérique | Legifrance". https://www.legifrance.gouv.fr/affichTexte.do?cidTexte=JORFTEXT000033202746&fastPos=1&fastReqId=1165953883&categorieLien=cid&oldAction=rechTexte. Consultation en ligne : 05/08/2019. *Cité page 12*

[40] numerama. "Fibre 10G : Free reformule son offre Freebox Delta à la formulation trompeuse". https://www.numerama.com/business/541201-fibre-10g-free-reformule-son-offre-freebox-delta-a-la-formulation-trompeuse.html. Consultation en ligne : 03/09/2019. *Cité page 12*

[41] 01net. "Freebox Delta : trois contre-vérités sur la promesse des 10 Gbit/s". https://www.01net.com/actualites/freebox-delta-trois-contre-verites-sur-la-promesse-des-10-gbits-1585435.html. Consultation en ligne : 30/07/2019. *Cité page 12*

[42] IEEE P802.3ca 50G-EPON Task Force. IEEE 802.3ca "Physical Layer Specifications and Management Parameters for 25Gb/s and 50Gb/s Passive Optical Networks", 2018. *3 citations pages 13, 31, et 111*

[43] IEEE P802.3ca 50G-EPON Task Force. "P802.3ca PAR approved", 12 2018. *Cité page 13*

[44] ARCEP. "L'ARCEP formule des recommandations afin de faciliter la mutualisation des réseaux en fibre optique jusqu'à l'abonné (FttH) pour les petits immeubles des zones très denses | Arcep". https://www.arcep.fr/actualites/les-communiques-de-presse/detail/n/larcep-formule-des-recommandations-afin-de-faciliter-la-mutualisation-des-reseaux-en-fibre-optique.html. Consultation en ligne : 05/08/2019. *Cité page 13*

[45] Y Denis. "Bilan capacités NRA & SR, présentation interne", 06 2015. *Cité page 13*

[46] ITU-T. G.984.1 "Gigabit-capable passive optical networks (G-PON) : General characteristics", 03 2008. *4 citations pages 13, 14, 18, et 19*

[47] Y Denis. "Données Boucle Locale Cuivre d'Orange, présentation interne", 2012. *Cité page 14*

[48] FSAN. "FSAN Roadmap | FSAN". https://www.fsan.org/roadmap/, 11 2016. Consultation en ligne : 07/08/2019. *Cité page 17*

[49] ITU-T. Series G Supplement 49 "Rogue optical network unit (ONU) considerations", 02 2011. *Cité page 19*

[50] ITU-T. G.984.5 "Gigabit-capable passive optical networks (G-PON) : Enhancement band", 05 2014. *2 citations pages 19 et 24*

[51] ITU-T. G.987.1 "10-Gigabit-capable passive optical networks (XG-PON) : General requirements", 01 2010. *Cité page 20*

[52] ITU-T. G.984.5 "GPON&XG-PON MPM class D Specification", 08 2019. *Cité page 20*

[53] ITU-T. G.989.1 "40-Gigabit-capable passive optical networks (NG-PON2) : General requirements", 03 2013. *Cité page 20*

[54] Braodband World News. "CBroadband World News - Verizon's NGPON2 Investment Starts to Pay Off". http://www.broadbandworldnews.com/author.asp?section_id=548&doc_id=749624, 02 2019. Consultation en ligne : 07/08/2019. *Cité page 21*

[55] ITU-T. G.989.2 Amendment 1 "40-Gigabit-capable passive optical networks (NG-PON2) : Physical media dependent (PMD) layer specification Amendment 1", 04 2016. *2 citations pages 21 et 84*

[56] ITU-T. G.986 "1 Gbit/s point-to-point Ethernet-based optical access system", 01 2010. *Cité page 21*

[57] J Konopacki. *"Introduction du format de modulation duo-bianire pour la montée en débit au delà de 10Gbit/s dans les réseaux d'accès optiques"*. PhD thesis, Télécom ParisTech, 2018. *4 citations pages 26, 29, 72, et 80*

[58] L Anet Neto. *"Étude des potentialités des techniques de modulation multiporteuse pour les futurs réseaux d'accès optique WDM et TDM PON"*. PhD thesis, Université de Limoges, 2012. *Cité page 26*

[59] T Duong. *"Étude de techniques de modulation multi-porteuse OFDM pour la montée en débit dans le réseau d'accès optique"*. PhD thesis, Université de Rennes 1, 2010. *Cité page 26*

[60] A Lebreton. *"Allocation dynamique de ressources basée sur un multiplexage radio-fréquence pour les futurs réseaux d'accès optique passifs"*. PhD thesis, Université de Bretagne Sud, 2014. *Cité page 26*

[61] Z Huang, C Li, D Liang, K Yu, C Santori, M Fiorentino, W Sorin, S Palermo, and R G Beausoleil. "A 25Gbps low-voltage waveguide Si-Ge avalanche photodiode". In *2016 Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO)*, pages 1–2. IEEE, 2016. *Cité page 26*

[62] C Ye, X Hu, and K Zhang. "Demonstration and Analysis on PAM-4/8, DB-PAM-2/4 and DMT Formatted TDM-PON with 25Gbps, 40Gbps, 50Gbps Capacity per Lane using Economical 10Gbps". In *ECOC 2016; 42nd European Conference on Optical Communication*, pages 1–3. VDE, 2016. *2 citations pages 27 et 58*

[63] X Miao, M Bi, Y Fu, L Li, and W Hu. "Experimental study of nrz, duobinary, and pam-4 in o-band dml-based 100g-epon". *IEEE Photonics Technology Letters*, 29(17) :1490–1493, 2017. *2 citations pages 27 et 47*

[64] Vt Houtsma and D van Veen. "Bi-Directional 25G/50G TDM-PON With Extended Power Budget Using 25G APD and Coherent Detection". *Journal of Lightwave Technology*, 36(1) :122–127, 2017. *2 citations pages 27 et 31*

[65] S Barthomeuf, F Saliou, N Genay, L Anet Neto, P Chanclou, E Pennings, J Hyung Ahn, S Keun Yu, and S Eun Hong. "High Optical Budget PtP DWDM System in Overlay with CWDM for Mobile Xhaul with Remote Wavelength Tuning and Monitoring in Tunable SFPs". In *2018 Optical Fiber Communications Conference and Exposition (OFC)*, pages 1–3. IEEE, 2018. *2 citations pages 27 et 86*

[66] C Ye, D Zhang, X Huang, H Feng, and K Zhang. "Demonstration of 50Gbps IM/DD PAM4 PON over 10GHz class optics using neural network based nonlinear equalization". In *2017 European Conference on Optical Communication (ECOC)*, pages 1–3. IEEE, 2017. *Cité page 27*

[67] S Barthomeuf, F Saliou, L Anet Neto, B Le Guyader, P Chanclou, and D Erasme. "Real-time Downstream 25Gbit/s PAM4 for High Speed TDM-PONs with both 25 and 12.5 Gbit/s ONUs". In *2018 Optical Fiber Communications Conference and Exposition (OFC)*, pages 1–3. IEEE, 2018. *2 citations pages 27 et 53*

[68] S Barthomeuf, F Saliou, L Anet Neto, P Chanclou, and D Erasme. "High Optical Budget 25Gbit/s PON with PAM4 and Optically Amplified O Band Downstream Transmission". In *2018 European Conference on Optical Communication (ECOC)*, pages 1–3. IEEE, 2018. *2 citations pages 27 et 58*

[69] J Man, S Fu, H Zhang, J Gao, L Zeng, and X Liu. "Downstream transmission of pre-distorted 25-Gb/s fasterthan-Nyquist PON with 10G-class optics achieving over 31 dB link budget without optical amplification". In *Optical Fiber Communication Conference*, pages Th1I–5. Optical Society of America, 2016. *Cité page 27*

[70] J Konopacki, B Le Guyader, N Genay, L Anet Neto, F Saliou, S Barthomeuf, P Chanclou, and D Erasme. "Real-Time 20 and 25 Gbit/s Pre-Equalized C-band Transmission With Electrical

Duo-binary Detection". In *Optical Communication (ECOC), 2017 European Conference on*, pages 1–3. IEEE, 2017. *Cité page 27*

[71] Z Ye, S Li, N Cheng, and X Liu. "Demonstration of high-performance cost-effective 100-Gb/s TWDM-PON using 4× 25-Gb/s optical duobinary channels with 16-GHz APD and receiver-side post-equalization". In *2015 European Conference on Optical Communication (ECOC)*, pages 1–3. IEEE, 2015. *2 citations pages 27 et 79*

[72] Y Zhicheng, D Jing, L Shengping, J Konopacki, F Saliou, B Le Guyader, S Barthomeuf, P Chanclou, and D Erasme. "Fabry-Perot Filtered Emission for 25 Gbit/s Single-Side Band NRZ and ODB Transmissions in C-band up to 20 km". In *Optical Communication (ECOC), 2017 European Conference on*, pages 1–3. IEEE, 2017. *2 citations pages 27 et 80*

[73] L Anet-Neto, M Gay, L Bramerie, C Peucheret, Y Frignac, J-C Simon, M Thual, M Joindot, C Levallois, C Paranthoen, et al. "Beyond 25 Gbit/s directly modulated, directly detected OFDM using channel flattening by a Fabry-Perot filter". In *2015 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, pages 1–3. IEEE, 2015. *Cité page 27*

[74] L Anet Neto, P Chanclou, B Charbonnier, N Genay, F Saliou, R Xia, M Ouzzif, C Aupetit-Berthelemot, J Le Masson, E Grard, et al. "Up to 40Gb/s optically amplified AMOOFDM for next generation PON networks". In *2011 Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference*, pages 1–3. IEEE, 2011. *Cité page 27*

[75] H Yang, J Li, B Lin, Y Wan, Y Guo, L Zhu, L Li, Y He, and Z Chen. "DSP-Based Evolution From Conventional TDM-PON to TDM-OFDM-PON". *Journal of Lightwave Technology*, 31(16) :2735–2741, 2013. *Cité page 27*

[76] M Chaibi, K Hassan, L Bramerie, and C Peucheret. "Directly-modulated IM/DD OFDM transmission over 100-km SSMF using SSB filtering with two silicon micro-ring resonators". In *2017 Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO)*, pages 1–2. IEEE, 2017. *Cité page 27*

[77] N DUBREUIL | Institut d'Optique. "Télécommunication par fibre optique | Introduction". http://paristech.institutoptique.fr/site.php?id=333&fileid=18632. Consultation en ligne : 18/09/2019. *Cité page 29*

[78] C Antonelli, A Mecozzi, and M Shtaif. "Kramers–Kronig PAM Transceiver and Two-Sided Polarization-Multiplexed Kramers–Kronig Transceiver". *Journal of Lightwave Technology*, 36(2) :468–475, 2018. *Cité page 30*

[79] L Shu, J Li, Z Wan, Y Fan, Fi Yin, Y Zhou, Y Dai, and K Xu. "56-Gb/s Single-Photodiode 16QAM Transmission over 140-km SSMF using Kramers-Kronig Detection". In *2017 Asia Communications and Photonics Conference (ACP)*, pages 1–3. IEEE, 2017. *Cité page 30*

[80] N Hanaya, Y Nakayama, M Yoshino, K Suzuki, and R Kubo. "Remotely controlled XG-PON DBA with linear prediction for Flexible access system architecture". In *2018 Optical Fiber Communications Conference and Exposition (OFC)*, pages 1–3. IEEE, 2018. *Cité page 31*

[81] J Kani, M Yoshino, K Asaka, T Ujikawa, H Yamada, K Nishimoto, K Suzuki, and A Otaka. "Flexible Access System Architecture (FASA) to Support Diverse Requirements and Agile Service Creation". *Journal of Lightwave Technology*, 36(8) :1510–1515, 2018. *Cité page 31*

[82] Converge! NETWORK DIGEST. "Huawei announces 50G PON prototype". https://www.convergedigest.com/2019/03/huawei-announces-50g-pon-prototype.html, 03 2019. Consultation en ligne : 19/08/2019. *2 citations pages 31 et 93*

[83] V Houtsma, E Chou, and D van Veen. "92 and 50 Gbps TDM-PON using Neural Network Enabled Receiver Equalization Specialized for PON". In *Optical Fiber Communication Conference*, pages M2B–6. Optical Society of America, 2019. *3 citations pages 31, 101, et 103*

[84] NOKIA. "25G PON | Beyond next-generation PON". https://www.nokia.com/networks/solutions/25gpon/. Consultation en ligne : 18/09/2019. *Cité page 31*

[85] S KEAN | CNET. "Huawei ban : Full timeline as Microsoft seeks government evidence about security threat". https://www.cnet.com/news/huawei-ban-full-timeline-microsoft-us-government-evidence-security-threat-china/. Consultation en ligne : 18/09/2019. *Cité page 31*

[86] ITU-T. G.Sup66, "5G Wireless Fronthaul Requirements in a Pon Context", 10 2018. *Cité page 32*

[87] Ericsson AB, Huawei Technologies Co Ltd, NEC Corporation, Alcatel Lucent, and Nokia. "CPRI Specification V7.0", 10 2015. *Cité page 33*

[88] Ericsson AB, Huawei Technologies Co Ltd, NEC Corporation, and Nokia. "eCPRI Specification V1.1", 2018. *2 citations pages 33 et 92*

[89] OPEN BASE STATION ARCHITECTURE INITIATIVE. "BTS SYSTEM REFERENCE DOCUMENT V2.0", 2006. *Cité page 33*

[90] Z Tayq, L Anet Neto, F Saliou, C Aupetit Berthelemot, J Gomes, T Haustein, M Lacouche, J Plumecoq, L Bellot, and P Chanclou. K"Real time demonstration of fronthaul transport over a mix of analog and digital RoF". In *2017 19th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, pages 1–4. IEEE, 2017. *Cité page 33*

[91] Z Tayq, A Quere, L Anet Neto, P Chanclou, F Saliou, K Grzybowski, C Aupetit-Berthemelot, S K Yoo, and S E Hong. "Performance demonstration of real time compressed CPRI transport". In *ECOC 2016; 42nd European Conference on Optical Communication*, pages 1–3. VDE, 2016. *Cité page 33*

[92] 3GPP. "TR38.801 Radio Access Architecture and Interfaces, V2.0.0", 03 2017. *Cité page 33*

[93] IEEE. "P1914.1/D1.0 Draft Standard for Packet-baded Franthaul Transport Networks", 04 2018. *Cité page 34*

[94] 3GPP. TR 38.801 V2.0.0(R14), "Technical Specification Group Radio Access Netxork; Study on New Radio Access Technology; Radio Access Architecture and Interfaces", 03 2017. *Cité page 34*

[95] ITU-R. M.2083, "IMT Vision - Framework and overall objectives if the future development of IMT for 2020 and beyond", 09 2015. *Cité page 34*

[96] P Torres-Ferrera, V Ferrero, M Valvo, and R Gaudino. "Impact of the overall electrical filter shaping in next-generation 25 and 50 Gb/s PONs". *Journal of Optical Communications and Networking*, 10(5) :493–505, 2018. *Cité page 37*

[97] A Healey and C Morgan. "A Comparison of 25 Gbps NRZ & PAM-4 Modulation Used in Legacy & Premium Backplane Channels". White paper, TE Connectivity, 2012. *Cité page 38*

[98] H Badaoui, Y Frignac, P Ramantanis, B Eddine Benkelfat, and M Feham. "De Bruijn Pseudo Random Sequences Analysis For Modeling of Quaternary Modulation Formats". *Cité page 40*

[99] I Lyubomirsky. "PRQS Test Patterns for PAM4". Ieee 802.3bs 400gbe task force, Finisar, September 2015. *Cité page 40*

[100] Y Kim, Hand Hur, M Maeng, F Bien, S Chandramouli, E Gebara, and J Laskar. "A novel clock recovery scheme with improved jitter tolerance for PAM4 signaling". In *System-on-Chip for Real-Time Applications, 2005. Proceedings. Fifth International Workshop on*, pages 101–106. IEEE, 2005. *Cité page 40*

[101] 64b/66b encoding. https://en.wikipedia.org/wiki/64b/66b_encoding. Consultation en ligne : 07/02/2019. *Cité page 40*

[102] H Xin, K Zhang, H He, W Hu, and M Zhang. "Fidelity enhancement in high-data-rate digital mobile fronthaul with sample bits interleaving and unequally-spaced PAM4". *Optics express*, 25(5) :5559–5570, 2017. *Cité page 42*

[103] F Gray. "Pulse code communication". *US Patent 2632058*, 1953. *Cité page 43*

[104] S Barthomeuf, F Saliou, L Anet Neto, P Chanclou, and D Erasme. "Simplification du codage et décodage PAM4 Gray pour les réseaux d'accès optiques au-delà de 10Gbit/s". In *2017 Journée Nationales d'Optique Guidée (JNOG)*, pages 1–3. SFO, 2017. *Cité page 43*

[105] IEEE P802.3ca 100G-EPON Task Force. "FEC code for 25/50/100G EPON", 03 2017. *Cité page 46*

[106] M Dalla Santa, C Antony, G Talli, and P D Townsend. "Power budget improvement in passive optical networks using PAM4 hierarchical modulation". *IEEE Photonics Technology Letters*, 29(20) :1747–1750, 2017. *Cité page 49*

[107] F Saliou, R Xia, Q Trung Le, P Chanclou, A Tervonen, M Mattila, T von Lerber, W Weiershausen, S Honkanen, and F Küppers. "Reach extenders based on optical amplification for XGPON1 optical access networks". In *2011 37th European Conference and Exhibition on Optical Communication*, pages 1–3. IEEE, 2011. *Cité page 53*

[108] F Saliou, P Chanclou, F Laurent, N Genay, J A Lazaro, F Bonada, and J Prat. "Reach Extension Strategies for Passive Optical Networks". *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, 1(4) :C51–C60, 2009. *Cité page 53*

[109] G Agrawal. *"Fiber-Optic Communication Systems"*, volume 222. John Wiley & Sons, 2012. *3 citations pages 53, 62, et 63*

[110] Thorlabs. "C-Band Optical Amplifiers (BOAs and SOAs), 1550 nm". https://www.thorlabs.com/newgrouppage9.cfm?objectgroup_id=3901. Consultation en ligne : 29/07/2019. *Cité page 54*

[111] Thorlabs. "Erbium-Doped Fiber Amplifiers (EDFA)". https://www.thorlabs.com/newgrouppage9.cfm?objectgroup_id=10680. Consultation en ligne : 29/07/2019. *Cité page 54*

[112] A William Setiawan Putra, M Yamada, S Ambran, and T Maruyama. "Theoretical comparison of noise characteristics in semiconductor and fiber optical amplifiers". *IEEE Photonics Technology Letters*, 30(8) :756–759, 2018. *Cité page 54*

[113] L Yi, P Li, T Liao, and W Hu. "100Gb/s/λ IM-DD PON using 20G-class Optical Devices by Machine Learning Based Equalization". *Proc. ECOC 2018*, pages Mo4B–5, 2018. *Cité page 58*

[114] L Anet Neto, D Erasme, N Genay, P Chanclou, Q Deniel, F Traore, T Anfray, R Hmadou, and C Aupetit-Berthelemot. "Simple estimation of fiber dispersion and laser chirp parameters using the downhill simplex fitting algorithm". *Journal of Lightwave Technology*, 31(2) :334–342, 2013. *Cité page 62*

[115] S Barthomeuf, F Saliou, L Anet Neto, P Chanclou, and D Erasme. "TDM-PON PAM Downstream Transmission for 25 Gbit/s and Beyond". In *Photonics*, volume 5, page 45. Multidisciplinary Digital Publishing Institute, 2018. *Cité page 69*

[116] M Tao, J Zheng, X Dong, K Zhang, L Zhou, H Zeng, Y Luo, S Li, and X Liu. "Improved Dispersion Tolerance for 50G-PON Downstream Transmission via Receiver-Side Equalization". In *2019 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, pages 1–3. IEEE, 2019. *Cité page 70*

[117] X Miao, M Bi, J Yu, and W Li, Land Hu. "SVM-Modified-FFE Enabled Chirp Management for 10G DML-Based 50Gb/s/λ PAM4 IM-DD PON". In *2019 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, pages 1–3. IEEE, 2019. *Cité page 70*

[118] ITU-T. G.989.3 "40-Gigabit-capable passive optical networks (NG-PON2) : Transmission Convergence Layer Specification", 10 2015. *2 citations pages 71 et 80*

[119] A Lender. "The duobinary technique for high-speed data transmission". *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, Part I : Communication and Electronics*, 82(2) :214–218, 1963. *Cité page 71*

[120] Vt Houtsma and D van Veen. "Bi-directional 25G/50G TDM-PON with extended power budget using 25G APD and coherent detection". *Journal of Lightwave Technology*, 36(1) :122–127, 2018. *Cité page 72*

[121] P Torres-Ferrera, V Milite, V Ferrero, M Valvo, R Mercinelli, and R Gaudino. "Burst-mode Equalization Strategies in 25 Gbps US-PON using Duobinary and 10G-class APD for 20-km in C-band". In *Optical Fiber Communication Conference*, pages W4J–1. Optical Society of America, 2019. *Cité page 72*

[122] J Aguirre, C Sánchez-Azqueta, E Guerrero, C Gimeno, and S Celma. "Precoder and decoder for duobinary modulation over equalized 50-m SI-POF". In *2016 12th Conference on Ph. D. Research in Microelectronics and Electronics (PRIME)*, pages 1–4. IEEE, 2016. *Cité page 73*

[123] J Konopacki, B Le Guyader, N Genay, L Anet Neto, P Chanclou, and D Erasme. "Pre-coded NRZ and electrical duo-binary transmission in C and O-band at data bit rates up to 25 Gbit/s". In *2017 19th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, pages 1–4. IEEE, 2017. *Cité page 73*

[124] T Ono, Y Yano, K Fukuchi, T Ito, H Yamazaki, M Yamaguchi, and K Emura. "Characteristics of optical duobinary signals in terabit/s capacity, high-spectral efficiency WDM systems". *Journal of Lightwave Technology*, 16(5) :788–797, 1998. *Cité page 74*

[125] F Devaux, Y Sorel, and JF Kerdiles. "Simple measurement of fiber dispersion and of chirp parameter of intensity modulated light emitter". *Journal of Lightwave Technology*, 11(12) :1937–1940, 1993. *Cité page 75*

[126] D Erasme, T Anfray, M Essghair Chaibi, K Kechaou, J Petit, G Aubin, K Merghem, C Kazmierski, J Provost, P Chanclou, et al. "The Dual-Electroabsorption Modulated Laser, a Flexible Solution for Amplified and Dispersion Uncompensated Networks Over Standard Fiber". *Journal of Lightwave Technology*, 32(21) :4068–4078. *Cité page 75*

[127] S Li, Z Ye, N Cheng, and X Liu. "Demonstration of a real-time 25-Gb/s TDM-PON system with 25-Gb/s downstream based on optical duobinary and 10-Gb/s burst-mode upstream based on NRZ". In *2016 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, pages 1–3. IEEE, 2016. *Cité page 79*

[128] A Pizzinat, P Chanclou, F Saliou, and T Diallo. "Things You Should Know About Fronthaul". *Journal of Lightwave Technology*, 33(5) :1077–1083, 2015. *Cité page 80*

[129] M H Eiselt, C Wagner, and M Lawin. "Remotely controllable WDM-PON technology for wireless fronthaul/backhaul application". In *2016 21st OptoElectronics and Communications Conference (OECC) held jointly with 2016 International Conference on Photonics in Switching (PS)*, pages 1–3. IEEE, 2016. *Cité page 81*

[130] ITU-T. G.989.2 "40-Gigabit-capable passive optical networks (NG-PON2) : Physical media dependent (PMD) layer specification", 12 2014. *2 citations pages 81 et 84*

[131] Z Xu, C Yang, H Tan, Zand Guo, and F Zhang. "AMCC superimposition and extraction with interference elimination for 5G mobile fronthaul". *IEEE Photonics Technology Letters*, 30(13) :1214–1217, 2018. *Cité page 81*

[132] S H Oh, K Yoon, K S Kim, J Kim, O Kwon, D K Oh, Y Noh, J Seo, and H Lee. "Tunable external cavity laser by hybrid integration of a superluminescent diode and a polymer Bragg reflector". *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, 17(6) :1534–1541, 2011. *Cité page 83*

[133] D Li. "Cost Analysis of Tunable WDM-PON Transceivers". http://www.ieee802.org/3/ad_hoc/ngrates/public/18_01/li_nea_01_0118.pdf. Consultation en ligne : 11/06/2019. *Cité page 83*

[134] A El Ankouri, L Anet Neto, A Sanhaji, S Barthomeuf, H Le Bras, B Le Guyader, A Chagdali, M Wang, N Genay, K Grzybowski, et al. "Experimental Demonstration of Real-Time PDCP-RLC V-RAN Split Transmission Over Fixed XGS-PON Access". In *2018 European Conference on Optical Communication (ECOC)*, pages 1–3. IEEE, 2018. *Cité page 90*

[135] O-RAN Fronthaul Working Group Control. "User and Synchronization Plane Specification", 2019. *Cité page 90*

[136] Optical Networks Daily. "MACOM debuts 25G lasers for 5G fronthaul". https://us6.campaign-archive.com/?e=fd4467bcfd&u=e7ba52423a4c879d0ae56cbae&id=f6de27a4bc, 10 2018. Consultation en ligne : 19/08/2019. *Cité page 93*

[137] A Stark and T Detwiler. "Equalization strategies for 25G PON". In *Optical Fiber Communication Conference*, pages Th2A–24. Optical Society of America, 2017. *2 citations pages 97 et 98*

[138] L Breyne, M Verplaetse, C Neumeyr, T De Keulenaer, W Soenen, X Yin, P Ossieur, G Torfs, and J Bauwelinck. "DSP-free and Real-Time NRZ transmission of 50 Gb/s over 15 km SSMF and 64 Gb/s back-to-back with a 1.3 µm VCSEL". *Journal of Lightwave Technology*, 2018. *Cité page 97*

[139] S Chandramouli. *"A novel analog decision-feedback equalizer in CMOS for serial 10-Gb/sec data transmission systems"*. PhD thesis, Georgia Institute of Technology, 2007. *Cité page 98*

[140] B Razavi. "The Decision-Feedback Equalizer [A Circuit for All Seasons]". *IEEE Solid-State Circuits Magazine*, 9(4) :13–132, 2017. *Cité page 98*

[141] A R El Falou. *"Etude et analyse des dispositifs de compensations de distorsions dans les systèmes de transmissions WDM longue portée à 10 et / ou 40 Gbits"*. PhD thesis, Télécom Bretagne, 2011. *Cité page 98*

[142] A Viterbi. "Error bounds for convolutional codes and an asymptotically optimum decoding algorithm". *IEEE transactions on Information Theory*, 13(2) :260–269, 1967. *Cité page 98*

[143] A Agata, K Yeong Cho, Y Takushima, Y C Chung, and Y Horiuchi. "Study on ISI mitigation capability of MLSE equalizers in RSOA-based 10Gbit/s WDM PON". In *Optical Communication, 2009. ECOC'09. 35th European Conference on*, pages 1–2. IEEE, 2009. *Cité page 100*

[144] M Rad, H Fathallah, S LaRochelle, and L Rusch. "Computationally efficient monitoring of PON fiber link quality using periodic coding". *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, 3(1) :77–86, 2011. *Cité page 100*

[145] L Xue, L Yi, P Li, and W Hu. "50-Gb/s TDM-PON Based on 10G-Class Devices by Optics-simplified DSP". In *Optical Fiber Communication Conference*, pages M2B–4. Optical Society of America, 2018. *Cité page 101*

[146] S Lu, C Wei, Ch Chuang, Y Chen, and J Chen. "81.7% complexity reduction of Volterra nonlinear equalizer by adopting L1 regularization penalty in an OFDM long-reach PON". In *2017 European Conference on Optical Communication (ECOC)*, pages 1–3. IEEE, 2017. *Cité page 101*

[147] L Yi, T Liao, L Huang, L Xue, P Li, and W Hu. "Machine Learning for 100 Gb/s/λ Passive Optical Network". *Journal of Lightwave Technology*, 37(6) :1621–1630, 2018. *Cité page 101*

[148] J Zhang, X Xiao, J Yu, J Shan Wey, X Huang, and Z Ma. "Real-time FPGA demonstration of PAM-4 burst-mode all-digital clock and data recovery for single wavelength 50G PON application". In *Optical Fiber Communication Conference*, pages M1B–7. Optical Society of America, 2018. *Cité page 105*

[149] S Barthomeuf, F Saliou, L Anet Neto, G Simon, F Bourgart, P Chanclou, and D Erasme. "Equalization and Interoperability Challenges in Next Generation Passive Optical Networks". In *Optical Fiber Communication Conference*, pages W4J–4. Optical Society of America, 2019. *Cité page 113*

Glossaire

10G-EPON	10Gbit/s Ethernet PON
3GPP	3rd Generation Partnership Project
50G-EPON	50Gbit/s Ethernet PON
A-RoF	Analog Radio-over-Fiber
ADC	Analog-to-Digital Converter
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
AMCC	Auxiliary Management and Control Channel
AMII	Appel à Manifestation d'Intention d'Investissement
ANN	Artificial Neural Network
APD	Avalanche PhotoDiode
ARCEP	Autorité de Régulation des Communications Électroniques et des Postes
ASE	Amplified Spontaneous Emission
ATM	Asynchronous Transfer Mode
AWG	Arrayed Waveguide Grating
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BBU	BaseBand Unit
BER	Bit Error Rate
BIP	Bit Interleaved Parity
BtB	Back-to-Back
BWmap	Bandwidth Map
C-RAN	Centralized Radio Access Network
CDR	Clock and Data Recovery
CFP	C Form-factor Pluggable
COT	Central Office Terminal
COTS	Commercially Off The Shelf
CPRI	Common Public Radio Interface
CR	Clock Recovery
CTLE	Continuous-Time Linear Equalizer
CU	Central Unit
CWDM	Coarse WDM
D-RoF	Digital Radio-over-Fiber
DAC	Digital-to-Analog Converter
DBR	Distributed Bragg Reflector
DBRu	Dynamic Bandwidth Report upstream
DFB	Distributed FeedBack
DFE	Decision Feedback Equalizer
DML	Directly Modulated Laser
DSB	Double-Side Band
DSL	Digital Subscriber Line
DSLAM	Digital Subscriber Line Access Multiplexeur

DSP	Digital Signal Processing
DU	Distributed Unit
DWDM	Dense WDM
ECOC	European Conference on Optical Communication
eCPRI	evolved CPRI
EDB	Electrical DuoBinary
EDFA	Erbium-Doped Fiber Amplifier
EPON	Ethernet PON
FAI	Fournissseurs d'Accès Internet
FEC	Forward Error Correction
FFE	Feed-Forward Equalizer
FIR	Finite Impulse Response
FPGA	Field Programmable Gate Arrays
FSAN	Full Service Access Network
FTTA	Fiber To The Antenna
FTTB	Fiber To The Building
FTTC	Fiber To The Curb
FTTDp	Fiber To The Distribution Point
FTTH	Fiber To The Home
FTTR	Fiber To The Room
FTTx	Fiber To The "..."
G-PON	Gigabit-capable PON
GPIO	General Purpose Input/Output
GTC	G-PON Transmission Convergence
HS-PON	High Speed PON
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IMDD	Intensity Modulation and Direct Detection
IoT	Internet of Things
ISI	InterSymbol Interference
ITU	International Telecommunication Union
ITU-T	ITU Telecommunication Standardization Sector
LA	Limiting Amplifier
LFSR	Linear-Feedback Shift Register
LSB	Less Significant Bit
MLSE	Maximum Likehood Sequence Estimation
MSA	Multi-Source Agreement
MSB	Most Significant Bit
MZM	Mach-Zehnder Modulator
NF	Noise Figure
NG-PON1	Next-Generation PON 1
NG-PON2	Next-Generation PON 2
NRA	Nœud de Raccordement d'Abonnés
NRO	Nœud de Raccordement Optique
NRZ	Non-Return-to-Zero
OBSAI	Open Base Station Architecture Initiative
ODB	Optical DuoBinary
ODN	Optical Distribution Network
OFC	Optical Fiber Communication Conference and Exposition
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing

OLT	Optical Line Terminal
OMCC	Optical Network Unit Management and Control Channel
ONU	Optical Network Unit
OOK	On-Off Keying
OS	Operating System
OSA	Optical Spectrum Analyser
OSI	Open Systems Interconnection
OSU	Optical Switch Unit
PAM	Pulse-Amplitude Modulation
PCBd	Physical Control Block Transmission
PDFA	Praesodymium-Doped Fiber Amplifier
PER	Packet Error Rate
PIN	Positive Intrinsic Negative
PLend	Payload Length downstream
PLOAM	Physical Layer OAM Operations, Administrations and Maintenance
PLOAMd	Physical Layer OAM Operations, Administrations and Maintenance downstream
PLOAMu	Physical Layer OAM Operations, Administrations and Maintenance upstream
PLOu	Physical Layer Overhead upstream
PM	Points de Mutualisation
PMD	Polarization Mode Dispersion
PON	Passive Optical Network
PPG	Pulse Pattern Generator
PRBS	Pseudo Random Binary Sequence
PRQS	Pseudo Random Quaternary Sequence
PSync	Physical Synchronisation
PtP	Point-to-Point
RAN	Radio Access Network
RC-MLSE	Reduced Complexity Maximum Likehood Sequence Estimation
RIN	Relative Intensity Noise
RMS	Root Mean Square
RN	Remote Node
RRH	Remote Radio Head
RRU	Remote Radio Unit
RU	Remote Unit
SFP	Small Form-factor Pluggable
SFP+	enhanced Small Form-factor Pluggable
SLA	Service-Level-Agreement
SMF	Single Mode Fiber
SNR	Signal-to-Noise Ratio
SOA	Semiconductor Optical Amplifier
SSB	Single-Side Band
SSMF	Standard Single Mode Fiber
SVEA	Slowly Varying Envelope Approximation
T-CONT	Transmission Container
T-ECL	Tunable External Cavity Laser
T-SFP	Tunable-SFP
TDM	Time Division Multiplexing

TDMA	Time Division Multiple Access
TIA	TransImpedance Amplifier
TWDM	Time and Wavelength Division Multiplexing
UDWDM	Ultra DWDM
VDSL	Very-high-bit-rate Digital Subscriber Line
VNLE	Volterra NonLinear Equalizer
VOA	Variable Optical Attenuator
VoIP	Voice over Internet Protocol
Vpp	Volts peak-to-peak
VSB	Vestigial-Side Band
WBG	Waveguide Bragg Grating
WDM	Wavelength Division Multiplexing
XG(S)-PON	10-Gigabit-capable (Symmetric) PON
XG-PON	10-Gigabit-capable PON
XOR	eXclusive OR
ZMD	Zones Moins Denses
ZTD	Zones Très Denses

Titre : Augmentation de la capacité des interfaces PONs TDMA au-delà de 10Gbit/s dans les réseaux d'accès en fibres optiques

Mots clés : fibre jusqu'au domicile (FTTH), réseau d'accès optique passif (PON), G-PON, XG(S)-PON, NG-PON2, HS-PON, format de modulation, NRZ, PAM4, EDB, ODB, multiplexage en longueur d'onde (WDM), haut débit, traitement du signal

Résumé :
Le réseau d'accès optique est en plein essor, notamment avec le déploiement massif de Fiber-to-the-home (FTTH) amenant la fibre jusqu'à l'usager et l'arrivée de la 5ème génération (5G) pour les communications mobiles. Sa démocratisation et l'évolution des usages d'Internet encourage la montée en débit au-delà des 10Gbit/s prévus avec le XG(S)-PON. Il existe de nombreuses solutions pour y parvenir.
Dans cette thèse, la montée en débit du réseau d'accès optique passif (PON) sera étudiée sous trois axes :

- L'utilisation du format de modulation PAM4 pour réutiliser les composants optiques et électriques à 10GHz pour atteindre 25Gbit/s. Ce format de modulation à quatre niveaux d'amplitude, en plus d'avoir une meilleure efficacité spectrale que le NRZ couramment utilisé, permet l'introduction d'une structure de PON fonctionnant à deux débits. Au cours du chapitre traitant du PAM4, l'amplification optique sera étudiée pour améliorer les performances de budget optique. La dernière partie traite de l'extrapolation des résultats expérimentaux pour simuler une transmission PAM8.
- Les propositions des industriels concernant la montée en débit, à travers trois prototypes. Le premier prototype concerne une application de la norme NG-PON2 et de son option PtP WDM. Le deuxième prototype démontre la faisabilité d'une transmission duobinaire à 25Gbit/s en bande latérale résiduelle. Le troisième et dernier prototype présentera une ébauche de solution pour réaliser le lien fronthaul pour la 5G mobile avec une technologie PtP WDM à 25Gbit/s par canal.
- L'implémentation de l'égalisation dans le cadre du PON. Le traitement du signal est très utilisé dans les transmissions optiques du réseau de transport. Avec la montée en débit, son utilisation dans le réseau d'accès semble inévitable. Dans cette partie, les spécificités du PON et des transmissions point-à-multipoints sont étudiées pour proposer une implémentation d'égalisation en accord avec les contraintes de coûts du réseau d'accès et les contraintes liées à la topologie du réseau d'accès.

Title : Capacity enhancement for TDMA PON interfaces above 10Gbit/s in optical fiber access networks

Keywords : fiber-to-the-home (FTTH), passive optical access network (PON), G-PON, XG(S)-PON, NG-PON2, HS-PON, modulation format, NRZ, PAM4, EDB, ODB, wavelenght division multiplexing (WDM), high bitrate, signal processing

Abstract :
The optical access network is booming, especially with the massive deployment of FTTH connecting clients' home and antenna sites for the incoming 5G. The fiber's popularization and the transformation of data consumption drive the bitrate growth. Many solutions are proposed.
In this thesis, the passive optical network's (PON) bitrate growth will be studied along three axes :

- PAM4 to reuse 10GHz optoelectronical components to reach 25Gbit/s. This four levels modulation format is more bandwidth efficient than NRZ and it allows to transmit two bitrates as the same time on a PON tree. Within the first chapter, optical amplification is studied to enhance the optical budget for a PAM4 transmission. Last part of the chapter presents a simulation based on the real-time experiment to simulate PAM8.
- Three vendors' solutions for the throughput growth. The first prototype is based on the NG-PON2 standard and its PtP WDM option. The second prototype demonstrates how to transmit 25Gbit/s with duobinary and vestigial side band modulation. The last prototype illustrates a youthful solution for 5G fronthauling with a PtP WDM system transmitting at 25Gbit/s.
- Equalization in PON's context. Signal processing and equalization are common in optical transport links. With the throughput rising, equalization in access network seems indispensable. In the chapter, an implementation of equalization is proposed congruently with point-to-multipoints PON application and compliantly with access network's cost needs and topology.

Université Paris-Saclay
Espace Technologique / Immeuble Discovery
Route de l'Orme aux Merisiers RD 128 / 91190 Saint-Aubin, France