

Contribution à l'étude des architectures basées sur le multiplexage en temps et en longueur d'onde dans le réseau d'accès, permettant la migration vers la nouvelle génération de PON (NG-PON) à 10 Gbits/s

Fabia Nirina Raharimanitra

▶ **To cite this version:**

Fabia Nirina Raharimanitra. Contribution à l'étude des architectures basées sur le multiplexage en temps et en longueur d'onde dans le réseau d'accès, permettant la migration vers la nouvelle génération de PON (NG-PON) à 10 Gbits/s. Optique / photonique. Télécom Bretagne, Université de Bretagne-Sud, 2012. Français. NNT : . tel-00740848

HAL Id: tel-00740848
https://theses.hal.science/tel-00740848

Submitted on 11 Oct 2012

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.

N° d'ordre : 2012telb0213

Sous le sceau de l'Université européenne de Bretagne

Télécom Bretagne

En habilitation conjointe avec l'Université de Bretagne-Sud

Ecole Doctorale – sicma

CONTRIBUTION A L'ETUDE DES ARCHITECTURES BASEES SUR LE MULTIPLEXAGE EN TEMPS ET EN LONGUEUR D'ONDE DANS LE RESEAU D'ACCES, PERMETTANT LA MIGRATION VERS LA NOUVELLE GENERATION DE PON (NG-PON) A 10 GBIT/S

Thèse de Doctorat

Mention : Sciences et Technologies de l'Information et de la Communication (STIC)

Présentée par **Fabia Raharimanitra**

Département : Optique

Directeur de thèse : Jean-Louis De Bougrenet De La Tocnaye

Soutenue le 13 janvier 2012

Jury :

M. Michel Joindot, Professeur, Laboratoire FOTON ENSSAT (Président du jury)
Mme Monique Thual, Professeur, Université de Rennes 1 (Rapporteur)
Mme Christelle Aupetit-Berthelemot, Professeur, Université de Limoges/ENSIL (Rapporteur)
M. Jean-Louis De Bougrenet De La Tocnaye, Professeur, Télécom Bretagne (Directeur de thèse)
M. Marc Sevaux, Professeur Université de Bretagne Sud (Examinateur)
M. Philippe Chanclou, Ingénieur R&D, HDR, Orange Labs Lannion (Encadrant de thèse)

A l’Architecte et Constructeur soit l’honneur.

REMERCIEMENTS

En préambule à ce mémoire, je souhaite adresser mes remerciements les plus sincères aux personnes qui m'ont apporté leur aide et ont contribué à la conduite de ces trois années de thèse ainsi qu'à l'élaboration de ce manuscrit.

Je tiens à remercier sincèrement Philippe Chanclou, qui, en tant qu'encadrant, s'est toujours montré à l'écoute et disponible tout au long de la thèse. Merci d'avoir contribué fortement à ma formation en Télécommunication Optique et de m'avoir dirigé à chaque étape de ce travail.

Je remercie Jean-Louis De Bougrenet De La Tocnaye, mon directeur de thèse pour la supervision du déroulement général de cette thèse.

Mes remerciements s'adressent également à Monique Thual et Christelle Aupetit-Berthelemot qui ont accepté d'être rapporteurs de ce mémoire de thèse. Je suis honorée que Michel Joindot et Marc Sevaux fassent partie de mon jury de soutenance.

J'exprime ma gratitude à tous mes collègues de l'unité RESA/ANA/ASHA à Orange Labs Lannion. Merci pour tous les échanges et collaborations au cours de cette thèse. La bonne ambiance aura été aussi un atout dans ce travail. Merci d'avoir accepté de répondre à mes questions avec gentillesse. Je dois en particulier un grand merci à Thomas Anfray et Aurélien Lebreton qui m'ont aidé dans l'obtention de certains résultats. Je suis également reconnaissante envers Rob Murano et Fabienne Saliou pour leur contribution à la rédaction de certaines publications. Merci à Rongping pour toute son aide dans les démarches administratives.

Je tiens à exprimer ma reconnaissance envers Jean-Emmanuel Viallet qui a eu la gentillesse de relire ce manuscrit.

J'adresse mes plus sincères remerciements à tous mes proches et amis, qui m'ont soutenue et encouragée. Je n'oublie pas mes parents pour leur encouragement et mon frère Hary pour ses conseils. Merci à mon mari Bruno pour tout ce qu'il m'a apporté.

SOMMAIRE

SOMMAIRE **7**

TABLE DES FIGURES **10**

GLOSSAIRE **16**

INTRODUCTION GÉNÉRALE **19**

1. LE RÉSEAU D'ACCÈS OPTIQUE **25**

1.1. LA TERMINOLOGIE DU RÉSEAU D'ACCÈS 26
1.2. LES TECHNOLOGIES DU RÉSEAU PON 27
1.2.1. La technologie active (Point à Point/P2P) *27*
1.2.2. La technologie PON (Point à Multipoint/P2M) *27*
1.2.3. Les PONs normalisés de l'ITU *28*
1.3. L'ARCHITECTURE DU G-PON 30
1.4. L'EXTENSION DU BUDGET OPTIQUE : « LONG REACH PON » 32
1.5. LA MIGRATION DU GPON VERS LE NG-PON 33
1.5.1. Les organismes de normalisation *33*
1.5.1.1. L'ITU-T 33
1.5.1.2. Le FSAN 33
1.5.2. Le standard NG-PON1 ..... *34*
1.5.2.1. La variante XGPON1 du NG-PON1 34
1.5.2.2. La variante XG-PON2 du NG-PON 1 35
1.5.3. Le standard NG-PON2 ..... *36*
1.5.4. Les technologies requises pour les candidats du NG-PON2 ..... *36*

2. LES TECHNOLOGIES POUR LE NG-PON **41**

2.1. LES LIMITES DU PON AVEC MULTIPLEXAGE TEMPOREL TDM À 10 GBIT/S 41
2.2. LE MULTIPLEXAGE EN LONGUEUR D'ONDE (WDM-PON) 43
2.2.1. Le principe du WDM *43*
2.2.2. Les apports du WDM *45*
2.2.3. Les 3 types d'architectures WDM possibles *45*
2.2.3.1. L'architecture « broadcast and select » 45
2.2.3.2. L'architecture à base de répartiteur en longueurs d'onde : démultiplexage spatial 47
2.2.3.3. L'architecture hybride ou WDM-TDM PON 49
2.3. LA TECHNIQUE DE MODULATION OFDM 53
2.3.1. Le principe de l'OFDM *53*
2.3.1.1. L'OFDM offrant une efficacité de bande passante 54
2.3.1.2. Modélisation 55
2.3.1.3. LE Procédé de transmission 57
2.3.2. L'AOFDM *58*
2.3.3. L'intervalle de garde et le prefixe cyclique *59*
2.3.3.1. L'intervalle de garde 59
2.3.3.2. Le préfixe cyclique (CP) 60
2.3.4. Les forces et faiblesses de la modulation OFDM *61*
2.4. L'ÉGALISATION ÉLECTRONIQUE 65
2.4.1. Les effets linéaires dus à la montée en débit *65*
2.4.1.1. L'effet de la dispersion chromatique 65
2.4.1.2. L'effet du chirp laser 67

2.4.1.3. La dispersion de modes de polarisation (PMD) 68
2.4.2. Les solutions pour reduire l'impact de l'ISI 70
2.4.2.1. Les différentes architectures d'égalisation électronique 71
2.4.3. L'intérêt de l'égalisation dans la montée en débit 72
2.4.3.1. La compensation de dispersion 72
2.4.3.2. La compensation de bande passante 73
2.4.4. l'Egaliseur FFE+DFE 73
2.4.4.1. Le FFE 73
2.4.4.2. Le DFE 74
2.5. LES NOTIONS DE PON AGILE AVEC D'ONUS ACHROMATIQUES 77
2.5.1. Le WDM PON avec ONUs achromatiques 77
2.5.2. Quelques notions de PON flexible ou PON agile en longueur d'onde 78
2.5.3. Les intérêts des ONU achromatiques 79
2.5.3.1. L'augmentation de débit 79
2.5.3.2. La réduction du coût de déploiement du WDM PON 80
2.5.3.3. La flexibilité du PON 80
2.5.3.4. L'optimisation des ressources 81
2.5.3.5. La protection du réseau 82

3. LES EMETTEURS ACHROMATIQUES POUR LE PON FLEXIBLE 87

3.1. LES COMPOSANTS ÉMETTEURS ACTUELS DU PON 87
3.1.1. Le laser à modulation directe ou DML 87
3.1.2. Les lasers à gestion de chirp ou CML 89
3.1.3. Le laser avec modulation externe 90
3.2. LES COMPOSANTS ÉMETTEURS POUR LE WDM PON : ONUS ACHROMATIQUES 93
3.2.1. Les composants à émission directe 94
3.2.1.1. Les sources large bande à modulation directe et à découpage spectral (Source incohérente) 94
3.2.1.2. Les lasers accordables 99
3.2.2. Les composants à émission à base de modulateurs réflectifs 103
3.2.2.1. Les sources multi-longueurs d'onde 103
3.2.2.2. Les modulateurs réfléctiFs 105

4. ÉTUDES EXPÉRIMENTALES ET RÉSULTATS 115

4.1. SOLUTION À COURT TERME : LE COUPLEUR MODAL À FAIBLE PERTE 115
4.1.1. L'optimisation du budget optique du G-PON (solution à court-terme) 115
4.1.1.1. LE Contexte de l'étude 115
4.1.1.2. Démonstration d'un combineur à faible pertes 4 :1 117
4.1.2. L'étude expérimentale 121
4.1.2.1. La description du combineur 4 : 1 proposé 121
4.1.2.2. Les mesures de pertes d'insertion du combineur 4 :1 122
4.1.2.3. Les mesures de performances en transmission 124
4.1.3. Les apports du combineur dans l'architecture d'accès optique 127
4.1.3.1. La concentration des OLTs (enjeux économiques) 127
4.1.3.2. L'optimisation de l'OLT (enjeux écologiques) 128
4.2. SOLUTION A MOYEN TERME : L'ÉGALISATION ÉLECTRONIQUE 135
4.2.1. La solution pour la montée en débit à 10 Gbit/s du TDMA PON 135
4.2.2. Etude expérimentale 136
4.2.2.1. L'étude de la portée maximale 139
4.2.2.2. L'hypothèse d'une source non refroidie 144
4.3. SOLUTION À LONG TERME POUR LE NG-PON2 : « PUR WDM PON » AVEC TECHNIQUE « SPECTRUM SLICING » 149

4.3.1. Les sources Spectralement Tranchées (Spectrum Splicing) *150*
4.3.1.1. La SLED 154
4.3.1.2. Le RSOA 158
4.3.1.3. Le RSOA présélectionné 162
4.3.2. La comparaison des modulations NRZ et AMOOFDM pour les sources optiques tranchées dans le PON *165*
4.3.2.1. Le signal NRZ 165
4.3.2.2. Le signal OFDM 169
4.4. SOLUTION A LONG TERME : PON AGILE EN LONGUEUR D'ONDE 174
4.4.1. Solution PON agile en longueur d'onde pour le NG-PON2 ..... *174*
4.4.1.1. Description du PON « AGILE » en longueur d'onde etudié 174
4.4.2. Les composants clés du PON Agile en Longueur en d'onde *176*
4.4.2.1. Le laser Accordable 176
4.4.2.2. Le récepteur Accordable (T-Rx). 179
4.4.2.3. L'égaliseur électronique 179
4.4.2.4. Le laser CML (Chirp Managed Laser) 180
4.4.3. Travaux Expérimentaux : PON Agile en longueur d'onde *180*
4.4.3.1. Solution 1 : La configuration avec T-ECL+ APD+Egaliseur 180
4.4.3.2. Solution 2 : La configuration T-ECL + T-Rx+ Egaliseur 189
4.4.3.3. Solution 3 : La configuration CML 10.Gbit/s+T-Rx+ Egaliseur 192
4.4.3.4. Solution 4 : Le PON Agile avec un format de modulation OFDM 196

5. CONCLUSION ET PERSPECTIVES 203

5.1. LES PERSPECTIVES 203
5.1.1. Le combineur sans pertes *203*
5.1.2. L'Egaliseur pour le mode burst *204*
5.2. CONCLUSION 205
5.2.1. Solution à court terme (pour G-PON & XG-PON 1) *205*
5.2.1.1. LE Combineur sans pertes 205
5.2.2. Solution à moyen terme (XG-PON 1) *205*
5.2.2.1. L'Egaliseur électronique 205
5.2.3. Solution à Long Terme (NG-PON2) *206*
5.2.3.1. LE WDM pur à base de sources large à spectre découpé. 206
5.2.3.2. LE WDM-TDM PON avec l'architecture PON Agile en longueur d'onde 207
5.3. IMPACTS DE LA THESE 208

BIBLIOGRAPHIE **..... 209**

LISTE DES PUBLICATIONS PERSONNELLES 221

ANNEXE 223

EXECUTIVE SUMMARY 229

RÉSUMÉ 231

TABLE DES FIGURES

FIGURE 1—1: RÉSEAU MÉTRO, RÉSEAU CŒUR ET RÉSEAU D'ACCÈS....25
FIGURE 1—2 : TERMINOLOGIE DU RÉSEAU D'ACCÈS....26
FIGURE 1—3 : DIAGRAMME SCHÉMATIQUE DU RÉSEAU GPON....26
FIGURE 1—4 : TOPOLOGIE POINT À POINT (P2P)....27
FIGURE 1—5 : TOPOLOGIE PON....28
FIGURE 1—6 : SYSTÈMES IEEE ET FSAN/ITU-T PON ET LEUR ÉTAT DE STANDARDISATION DANS LE TEMPS....28
FIGURE 1—7 : SCHÉMA DU GPON....30
FIGURE 1—8 : PRINCIPE DU GPON À LONGUE PORTÉE INTÉGRANT UN « REACH EXTENDER »....32
FIGURE 1—9 : PLANIFICATION DE L'ÉVOLUTION DU NGPON AU FSAN(EF7)....34
FIGURE 2—1 : ARCHITECTURE PON BASÉE SUR LE MULTIPLEXAGE TEMPOREL (TDM)....41
FIGURE 2—2 : ARCHITECTURE PON BASE SUR LE MULTIPLEXAGE EN LONGUEUR D'ONDE WDM....43
FIGURE 2—3 : LONGUEURS D'ONDE COARSE WDM....44
FIGURE 2—4 : LONGUEURS D'ONDE DENSE WDM....44
FIGURE 2—5 : ARCHITECTURE PON WDM BIDIRECTIONNELLE "BROADCAST AND SELECT"....46
FIGURE 2—6 : EXEMPLE DE PON AVEC UN ODN UTILISANT UN RÉPARTITEUR EN LONGUEUR D'ONDES....47
FIGURE 2—7: EXEMPLE OF NG-PON UTILISANT UN AWG....48
FIGURE 2—8 : EXEMPLE DE WDM HYBRIDE AVEC UN DIVISEUR DE PUISSANCE DANS L'ODN POUR LA NG-PON2....49
FIGURE 2—9: PRINCIPE DE L'ARCHITECTURE WDM-TDMA PON DANS LE SENS MONTANT....51
FIGURE 2—10 : PRINCIPE DU FDM....53
FIGURE 2—11 : CONSTELLATION DE MODULATION 8-PSK....53
FIGURE 2—12 : CONSTELLATION DE MODULATION....53
FIGURE 2—13 : PRINCIPE DU MULTIPLEXAGE PAR PORTEUSES DU TYPE OFDM....54
FIGURE 2—14 : SCHÉMA DE PRINCIPE DE L'OFDMA-PON....55
FIGURE 2—15 : MODULATION OFDM....56
FIGURE 2—17: SCHÉMA DU PRINCIPE DE TRANSMISSION OFDM....57
FIGURE 2—16 : DÉMODULATION OFDM....57
FIGURE 2—18 : CARTOGRAPHIE DE LA CONSTELLATION M-QAM ADAPTATIVE PAR SOUS-PORTEUSE SELON LA RÉPONSE FRÉQUENTIELLE DU LIEN DE TRANSMISSION OPTIQUE....58
FIGURE 2—19 : MODULATION AMOOFDM EN BANDE DE BASE.....59
FIGURE 2—20 : INTERVALLE DE GARDE ET PRÉFIXE CYCLIQUE....60
FIGURE 2—21 : RAPPORT PUISSANCE CRÊTE-PUISSANCE MOYENNE (PAPR) OFDM DANS UN INTERVALLE DE SYMBOLE .62
FIGURE 2—22 : ELARGISSEMENT TEMPOREL D'UNE IMPULSION D'ENVELOPPE GAUSSIENNE APRÈS PROPAGATION DANS UNE FIBRE [SC10]....66
FIGURE 2—23: INTERFÉRENCE INTER-SYMBOLE (ISI)....70
FIGURE 2—24 : PRINCIPE D'UN FFE....73
FIGURE 2—25: PRINCIPE FFE-DFE....74
FIGURE 2—27: EGALISATION ADAPTATIVE....75
FIGURE 2—26: COMBINAISON FFE-DFE....75
FIGURE 2—28 : FUTURE ARCHITECTURE WDM PON AVEC ONUS ACHROMATIQUES....77
FIGURE 2—29: ARCHITECTURE DU PON "AGILE" EN LONGUEUR D'ONDE....78
FIGURE 2—30 : ARCHITECTURE DU PON "AGILE" EN LONGUEURS D'ONDE AVEC UN DÉBIT 4 FOIS SUPÉRIEUR....79
FIGURE 2—31 : SCHÉMA DE DÉPLOIEMENT PON PROPOSÉ, SENS DESCENDANT....80
FIGURE 2—32 : RÉSEAU D'ACCÈS FLEXIBLE BASE SUR UN COUPLEUR PASSIF (SENS DESCENDANT)....81
FIGURE 2—33: PON AGILE EN LONGUEUR D'ONDE AVEC RÉARRANGEMENT DES LONGUEURS D'ONDES EN CAS DE PANNE 82
FIGURE 3—1 : LASER À MODULATION DIRECTE....87
FIGURE 3—2 : CONTRE-RÉACTION SUR RÉSEAU DE BRAGG DU DFB....88

FIGURE 3—3 : STRUCTURE LASER DFB....88
FIGURE 3—4 : CHIRP D'UNE IMPULSION GAUSSIENNE....89
FIGURE 3—5 : EFFET DE LA DISPERSION ANORMALE....89
FIGURE 3—6 : LASER À GESTION DE CHIRP (CML)....90
FIGURE 3—7 : LASER AVEC MODULATEUR EXTERNE (EML)....91
FIGURE 3—8 : MODULATEUR INTERFÉROMÉTRIQUE....91
FIGURE 3—9 : EXEMPLE DE STRUCTURE D'UN EML (SOURCE NTT [KO10])....92
FIGURE 3—10 : TRANSDUCTEUR DE TYPE SFP....93
FIGURE 3—11 : TRANSDUCTEUR DE TYPE XFP....93
FIGURE 3—12 : PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UNE SOURCE LARGE BANDE À MODULATION DIRECTE ET À DÉCOUPAGE SPECTRAL DANS UN SYSTÈME WDM-PON (SOURCE LG-NORTEL)....95
FIGURE 3—13 : SLED OFFRANT UNE PLAGE SPECTRALE LARGE ENTRE 1260 NM ET 1640 NM....96
FIGURE 3—14 : SLED DANS UN BOÎTIER BUTTERFLY....96
FIGURE 3—15 : PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT ET CARACTÉRISTIQUES SIMPLIFIÉES DU RSOA....96
FIGURE 3—16: LASER FABRY PÉROT (FP) AVEC MIROIRS PLANS....97
FIGURE 3—17: COURBE GAIN-SUR-PERTES ET MODES LONGITUDINAUX POSSIBLES DANS UN LASER FP....97
FIGURE 3—18 : UN EXEMPLE D'UN LASER DFB ACCORDABLE EN LONGUEUR D'ONDE PAR L'AJUSTEMENT DE LA TEMPÉRATURE (SOURCE : NTT [SU26])....99
FIGURE 3—19 : LASER ACCORDABLE SSG-DBR (1,25 GBIT/S) [76] (A) ET INTÉGRATION MONOLITHIQUE D'UN DS-DBR AVEC UN....100
FIGURE 3—20 : DIODE LASER À CAVITÉ VERTICALE (VCSEL)....101
FIGURE 3—21 : LASER À CAVITÉ EXTERNE....101
FIGURE 3—22 : LASER À CAVITÉ EXTERNE COMPATIBLE AVEC UN DÉBIT DE 2,5 GBIT/S....101
FIGURE 3—23 : EXEMPLE D'UNE STRUCTURE ECL ACCORDABLE À BASE D'UN RÉSEAU DE BRAGG EN POLYMÈRE CONTRÔLÉ....102
FIGURE 3—24 : ARCHITECTURE AVEC MODULES DE DISTRIBUTIONS DE PORTEUSES CONTINUES AU CENTRAL ....**ERREUR ! SIGNET NON DEFINI.**
FIGURE 3—25: PORTEUSES OPTIQUES INCOHÉRENTES EN UTILISANT UNE SOURCE LARGE BANDE À DÉCOUPAGE SPECTRAL....103
FIGURE 3—26: PORTEUSES OPTIQUES COHÉRENTES EN UTILISANT UN ENSEMBLE DE DIODES LASERS DFB....104
FIGURE 3—27 : PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UN LASER FABRY-PEROT VERROUILLÉ PAR INJECTION OPTIQUE ET EXEMPLE DE SPECTRE OPTIQUE....106
FIGURE 3—28 : PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UN RSOA , EXEMPLE DE SA STRUCTURE ET COMPOSANT PACKAGÉ RÉALISÉ PAR CIP [SM51]....107
FIGURE 3—29 : PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UN R-EAM-SOA ET UN EXEMPLE DE SA STRUCTURE RÉALISÉ PAR CIP [SM51] ET DE CELLE RÉALISÉE PAR ALCATEL-THALES III-V DANS LE CADRE DU PROJET ANTARES....109
FIGURE 4—1 : BUDGET ET PORTÉE DU G-PON ACTUEL....115
FIGURE 4—2 : PRINCIPE DU G-PON À LONGUE PORTÉE AVEC EXTENDER BOX....116
FIGURE 4—3 : SOLUTION ACTIVE POUR LA LONGUE PORTÉE INTÉGRANT UN COUPLEUR VIRTUEL (EB) 1 VERS 4....117
FIGURE 4—4 : SOLUTION PASSIVE POUR LA LONGUE PORTÉE INTÉGRANT UN COUPLEUR PASSIF 1 VERS 4....117
FIGURE 4—5 : CONCEPT DU NOUVEAU COMBINEUR SANS PERTES 4 VERS 1....118
FIGURE 4—6 : QUATRE FIBRES MONOMODES....121
FIGURE 4—7 : UNE FIBRE MULTI-CŒUR (4 CŒURS)....121
FIGURE 4—8 : UNE FIBRE MULTIMODE À GRADIENT D'INDICE....121
FIGURE 4—10 : MONTAGE EXPÉRIMENTAL POUR LES MESURES DES PERTES D'INSERTION DU COMBINEUR 4 VERS 1....122
FIGURE 4—9 : ASSEMBLAGE DES COMPOSANTS QUI CONSTITUENT LE NOUVEAU COMBINEUR 4 VERS 1....122
FIGURE 4—11 : PERTES D'INSERTION DU COMBINEUR 4 VERS 1 EN TRANSMISSION....123

FIGURE 4—12 : MONTAGE EXPÉRIMENTAL POUR LES MESURES DE BER DANS UNE TRANSMISSION AVEC LE COMBINEUR 4 : 1 124
FIGURE 4—13 : COURBES DE BER À 1,25 GBIT/S 125
FIGURE 4—14 : COURBES DE BER À 155 MBIT/S 125
FIGURE 4—15 : COURBES DE BER À 2,5 MBIT/S 126
FIGURE 4—16 : COURBES DE BER À 10 GBIT/S 126
FIGURE 4—17 : COMBINEUR 4 VERS 1 DEVANT LE PHOTODÉTECTEUR 127
FIGURE 4—18 : SCHÉMA DE L'ÉVOLUTION DE L'AGRÉGATION PHYSIQUE DE L'OLT GPON 128
FIGURE 4—19 : SCENARIO B+ DE RÉFÉRENCE 130
FIGURE 4—20 : SCÉNARIO DE CONSOLIDATION AVEC UN TRANSPONDEUR C+ ET UN COUPLEUR 1 VERS 2 130
FIGURE 4—21 : SCÉNARIO DE CONSOLIDATION AVEC UN TRANSPONDEUR C+ ET LE NOUVEAU COMBINEUR 4 VERS 1 130
FIGURE 4—22 : SCÉNARIO DE CONSOLIDATION AVEC UN TRANSPONDEUR B+, LE NOUVEAU COMBINEUR 4 :1 ET UN EDFA 131
FIGURE 4—23 : SCÉNARIO DE CONSOLIDATION AVEC UN TRANSPONDEUR B+ ET UN RE 1 VERS 4 132
FIGURE 4—24 : SCÉNARIO DE CONSOLIDATION AVEC UN TRANSPONDEUR B+ , UN RE 1 : 1 ET LE COMBINEUR 4 VERS 1 132
FIGURE 4—26 : BANDE PASSANTE ÉLECTRO-OPTIQUE DU LASER DFB 136
FIGURE 4—25 : MONTAGE EXPÉRIMENTAL : LASER DFB À FAIBLE BANDE PASSANTE ASSISTÉ PAR UN ÉGALISEUR ÉLECTRONIQUE (EDC) 136
FIGURE 4—27 : PLATINE D'ÉVALUATION DE L'EDC 137
FIGURE 4—28: SCHÉMA BLOC DU TRAITEMENT DES DONNÉES DANS LE MODULE EDC 8240-01 137
FIGURE 4—29 : INTERFACE LOGICIELLE DE CONTRÔLE DU MODULE EDC 8240-01 138
FIGURE 4—30 : MONTAGE EXPÉRIMENTAL AVEC UN LASER DML À 1GHZ ET INTÉGRANT L'ÉGALISEUR (OU EDC) POUR UNE APPLICATION LONGUE PORTÉE 139
FIGURE 4—31 : COURBE DE BER VS. BUDGET POUR DIFFÉRENTES LONGUEURS DE FIBRE (T=25°C ET AVEC ÉGALISEUR) 140
FIGURE 4—32 : COURBE DE BER VS. BUDGET POUR DIFFÉRENTES LONGUEURS DE FIBRE (T=40°C ET AVEC ÉGALISEUR) 142
FIGURE 4—33 : COURBE DE BER VS. BUDGET POUR DIFFÉRENTES LONGUEURS DE FIBRE (T=60°C ET AVEC ÉGALISEUR) 143
FIGURE 4—34 : MONTAGE EXPÉRIMENTAL AVEC UN LASER DML À 1GHZ ET INTÉGRANT L'ÉGALISEUR (OU EDC) VISANT À ÉTUDIER LE NON-REFROIDISSEMNT DU LASER 144
FIGURE 4—35 : COURBE DE BER VS. BUDGET EN FONCTION DE LA TEMPÉRATURE (L=0 KM ET EDC IMPLÉMENTÉ) 145
FIGURE 4—36 : COURBES DE BER VS. BUDGET POUR DIFFÉRENTES TEMPÉRATURES (L=20KM ET EDC IMPLÉMENTÉ) .. 145
FIGURE 4—37 : PRINCIPE DE BASE DU PUR WDM PON 149
FIGURE 4—38 : PRINCIPE DE LA TECHNIQUE « SPECTRUM SLICING » D'UNE SOURCE LARGE BANDE 150
FIGURE 4—39 : PRINCIPE DE BASE DE L'ARCHITECTURE PUR WDM PON ÉTUDIÉE AVEC DES SOURCES ASE (RSOA OU SLED OU RSOA PRÉSÉLECTIONNÉ) POUR LA RÉALISATION D'ONU ACHROMATIQUE (LIAISON MONTANTE) 153
FIGURE 4—40 : MONTAGE EXPÉRIMENTAL D'UN WDM PON SIMPLIFIÉ AVEC UNE SLED COMME SOURCE LARGE BANDE 154
FIGURE 4—41 : BANDE PASSANTE ÉLECTRIQUE DE LA SLED 155
FIGURE 4—42 : DÉBIT VS. BUDGET POUR DIFFÉRENTES LONGUEURS DE FIBRES (L=[0 :60KM]) 155
FIGURE 4—43 : DÉBIT VS. PUISSANCE REÇUE À L'APD POUR DIFFÉRENTES TEMPÉRATURES (T[10°C-40°C]) 156
FIGURE 4—44 : TECHNIQUE IMPLÉMENTÉE POUR LA RÉALISATION D'UN DÉCOUPAGE SPECTRAL DE 150GHZ À -3DB ... 156
FIGURE 4—45 : SPECTRE OBTENU APRÈS DÉCOUPAGE À 50 GHZ 157
FIGURE 4—46 : SPECTRE OBTENU APRÈS DÉCOUPAGE À 150 GHZ 157
FIGURE 4—47 : BANDE PASSANTE DU SLED APRÈS DÉCOUPAGE SPECTRAL À 150 GHZ 157
FIGURE 4—48 : BANDE PASSANTE DU SLED APRÈS DÉCOUPAGE SPECTRAL À 50GHZ 157
FIGURE 4—49 : DÉBIT VS BUDGET AVEC DÉCOUPAGE SPECTRAL À 50 GHZ ET 150GHZ 158

FIGURE 4—50 : MONTAGE EXPÉRIMENTAL D'UN WDM PON SIMPLIFIÉ UTILISANT UN RSOA COMME SOURCE LARGE BANDE....158
FIGURE 4—51 : SPECTRE DU RSOA APRÈS SPECTRUM SLICING....159
FIGURE 4—52 : BANDE PASSANTE DU RSOA AVEC DÉCOUPAGE....160
FIGURE 4—53 : DÉBIT VS. BUDGET POUR 3 TYPES DE RSOA ÉTUDIÉES....161
FIGURE 4—54 : DÉBIT VS. BUDGET AVEC UNE LARGEUR DE DÉCOUPAGE SPECTRAL DE 50 ET 150 GHZ....161
FIGURE 4—56 : SPECTRE DE RSOA AVEC ET SANS PRÉSÉLECTION....162
FIGURE 4—55 : PRINCIPE DU RSOA PRÉSÉLECTIONNÉ AVEC UN MIROIR CHROMATIQUE....162
FIGURE 4—58 : DÉBIT VS BUDGET POUR 3 TYPES DE SOURCES ASE DIFFÉRENTS....164
FIGURE 4—59 : PRINCIPE DU MONTAGE EXPÉRIMENTAL PUR WDM PON : AVEC UN RSOA MODULÉ PAR UN SIGNAL NRZ....165
FIGURE 4—60 : BER VS PUISSANCE REÇUE EN FONCTION DU DÉBIT POUR UN BUDGET OPTIQUE DE 8,2 DB (L=0 KM)..166
FIGURE 4—61 : BER VS PUISSANCE REÇUE EN FONCTION DU DÉBIT POUR UN BUDGET OPTIQUE DE 12,2 DB (L=0 KM)167
FIGURE 4—62 : BER VS PUISSANCE REÇUE EN FONCTION DU DÉBIT POUR UN BUDGET OPTIQUE DE 16,2 DB (L=0 KM)167
FIGURE 4—63 : BER VS PUISSANCE REÇUE EN FONCTION DU BUDGET OPTIQUE À 1,25 GBIT/S(L=20 KM)....168
FIGURE 4—64 : BER EN FONCTION DE LA LONGUEUR DE LA FIBRE LORSQUE LE DÉBIT EST FIXÉ À 1,25GBIT/SET BUGDET OPTIQUE À 8,2 DB....168
FIGURE 4—66 : DÉBIT VS PUISSANCE REÇUE POUR DIFFÉRENTS BUDGETS OPTIQUES (L=0 KM)....170
FIGURE 4—67 : DÉBIT VS PUISSANCE REÇUE POUR DIFFÉRENTS BUDGETS OPTIQUES AVEC L=20 KM....170
FIGURE 4—68 : DÉBIT EN FONCTION DE LA LONGUEUR D'ONDE AVEC UN FORMAT DE MODULATION OFDM....171
FIGURE 4—69 : PRINCIPE DU WDM-TDM PON : LORSQUE LE ROUTAGE EN LONGUEUR D'ONDE S'EFFECTUE À L'EXTRÉMITÉ DU RÉSEAU D'ACCÈS DU CÔTÉ DE L'ONU....175
FIGURE 4—70 : ARCHITECTURE DU PON AGILE EN LONGUEUR D'ONDE PROPOSÉE....175
FIGURE 4—71 : DIAGRAMME SCHÉMATIQUE DE LASER ACCORDABLE INTÉGRÉ HYBRIDE CONSTITUÉ PAR UNE SLED, ...176
FIGURE 4—72: MESURE OTDR DE L'ASSEMBLAGE LASER ACCORDABLE À 1546 NM....177
FIGURE 4—73 : SMSR DU LASER ACCORDABLE CHEMOPTICS....178
FIGURE 4—74 : VUE EXPLOSÉE DU RÉCEPTEUR ACCORDABLE D'AEGIS....179
FIGURE 4—75 : DIAGRAMME FONCTIONNEL DU RÉCEPTEUR ACCORDABLE D'AEGIS....179
FIGURE 4—76: PRINCIPE DU LASER À GESTION DE CHIRP (CML)....180
FIGURE 4—77 : CML À 10GBIT/S DE FINISAR....180
FIGURE 4—78 : MONTAGE EXPÉRIMENTAL DU PON AGILE INTÉGRANT UN T-ECL (À L'ONT) ET UNE APD ASSISTÉÉ PAR EDC (À L'OLT)....181
FIGURE 4—79 : BANDE PASSANTE DU LASER ACCORDABLE....182
FIGURE 4—80 : RIN DU LASER ACCORDABLE....182
FIGURE 4—81: BANDE PASSANTE DU PHOTO-DÉTECTEUR APD....183
FIGURE 4—82 : COURBES DE BER EN FONCTION DE LA TEMPÉRATURE DE LA SLED SANS OU AVEC ÉGALISEUR POUR UN BUDGET DE 35 DB....183
FIGURE 4—83: COURBES DE BER EN FONCTION DE LA TEMPÉRATURE DE LA SLED....184
FIGURE 4—84 : LONGUEURS D'ONDE D'ÉMISSION DU LASER ACCORDABLE T-ECL EN FONCTION DE LA TENSION APPLIQUÉE AU BRAGG (HEATER)....184
FIGURE 4—85 : BER À 1.25 GBIT/S EN FONCTION DU BUDGET OPTIQUE....186
FIGURE 4—86 : BER À 2,5 GBIT/S EN FONCTION DU BUDGET OPTIQUE....187
FIGURE 4—87 : BER À 5 GBIT/S EN FONCTION DU BUDGET OPTIQUE....187
FIGURE 4—88 : BER À 10 GBIT/S EN FONCTION DU BUDGET OPTIQUE....188
FIGURE 4—89 : MONTAGE EXPÉRIMENTAL DU PON AGILE INTÉGRANT UN T-ECL (À L'OLT) ET T-RX (À L'ONU) ASSISTÉS PAR ÉGALISEUR....189
FIGURE 4—90 : BANDE PASSANTE DU T-RX AVEC LIA....189
FIGURE 4—91 : BER À 1,25 GBIT/S EN FONCTION DU BUDGET....190

FIGURE 4—92 : BER À 2,5 GBIT/S EN FONCTION DU BUDGET 190
FIGURE 4—93 : MONTAGE EXPÉRIMENTAL DE LA SOLUTION PON AGILE INTÉGRANT UN CML (À L'OLT) ET UN T-RX (À L'ONU) ASSISTÉ PAR ÉGALISEUR 192
FIGURE 4—94 : BANDE PASSANTE DU CML 192
FIGURE 4—95 : RIN DU LASER CML 193
FIGURE 4—96 : BANDE PASSANTE DU RÉCEPTEUR ACCORDABLE 193
FIGURE 4—97 : BER EN FONCTION DU BUDGET @ 5 GBIT/S 194
FIGURE 4—98 : BER EN FONCTION DU BUDGET À 10 GBIT/S 195
FIGURE 4—99 : PON AGILE EN LONGUEUR D'ONDE INTÉGRANT UN T-RX ET AVEC UN FORMAT DE MODULATION OFDM 196
FIGURE 4—100 : DÉBIT EN FONCTION DU BUDGET EN MODULATION OFDM 197
FIGURE 5—1 : SOLUTION BASÉE SUR LA FUSION DE FIBRE MULTIMODE ET FIBRES MONOMODES 203
FIGURE 5—2 : SOLUTION BASÉE SUR DES OPTIQUES EN ESPACE LIBRE 203
FIGURE 5—3 : TRANSPONDEUR SFP OLT AVEC L'ÉQUIVALENT DE 4 PORTS DE SORTIE CLASSE B+ (AUGMENTATION DE 6 DB DU BUDGET TOTAL DE TRANSMISSION) 204
FIGURE 5—4 : PHOTOGRAPHIE DE LA PUCE SOA-REAM POUR LES TRANSMISSIONS À 10 GBIT/S DÉVELOPPÉE PAR ETRI 204

LISTE DES TABLEAUX

TABLEAU 1-1 : COMPARAISON DES STANDARDS PON FINALISÉS PAR FSAN/ITU-T 29
TABLEAU 1-2 : CLASSIFICATION DU G-PON SELON LE BUDGET 31
TABLEAU 1-3 : CLASSES DE PERTES OPTIQUES DÉFINIES DANS LA RECOMMANDATION G.987.2 35
TABLEAU 2-1 : PARAMÈTRES DE LA PMD MAXIMALE TOLÉRÉE EN FONCTION DU DÉBIT 69
TABLEAU 2-2: LES DIFFÉRENTS FILTRES ÉLECTRONIQUES UTILISÉS POUR LA COMPENSATION DE LA DISPERSION 72
TABLEAU 3-1 : LES SOURCES ACHROMATIQUE POUR LE WDM 110
TABLEAU 4-1: CONSOMMATION D'ÉNERGIE PAR CLIENT D'UN PORT OLT EN FONCTION DU NOMBRE DE PORTS ET DU TAUX DE REMPLISSAGE 129
TABLEAU 4-2 : COMPARAISON DE CHAQUE SCÉNARIO DE CONSOLIDATION DU CO EN FONCTION DU TAUX DE REMPLISSAGE MOYEN, DE L'ENERGIE CONSOMMÉE ET DE POURCENTAGE D'ENERGIE ECONOMISÉ. 133
TABLEAU 4-3 : DIAGRAMMES DE L'ŒIL OPTIQUE EN RÉCEPTION (SANS ÉGALISEUR) EN FONCTION DE LA DISTANCE DE LA FIBRE SMF (T=25°C) 139
TABLEAU 4-4 : DIAGRAMMES DE L'ŒIL OPTIQUE REÇU (SANS ÉGALISEUR)EN FONCTION DE LA DISTANCE DE LA FIBRE SMF (T=40°C) 142
TABLEAU 4-5 : DIAGRAMMES DE L'ŒIL OPTIQUE EN RÉCEPTION (SANS ÉGALISATION) EN FONCTION DE LA DISTANCE DE LA FIBRE SMF (T=60°C) 143
TABLEAU 4-6 : BUDGETS MAX ET MIN EN FONCTION DE LA LONGUEUR DE FIBRE À 25°C 143
TABLEAU 4-7 : DIAGRAMMES DE L'ŒIL OPTIQUES EN RÉCEPTION (SANS ÉGALISEUR) EN FONCTION DE LA TEMPÉRATURE (L=0 KM) 144
TABLEAU 4-8 : DIAGRAMMES DE L'ŒIL OPTIQUE EN RÉCEPTION (SANS ÉGALISEUR) 145
TABLEAU 4-9 : BUDGETS MAX ET MIN EN FONCTION DE LA TEMPÉRATURE DU LASER EN BTB 146
TABLEAU 4-10 : BUDGETS MAX ET MIN EN FONCTION DE LA TEMPÉRATURE DU LASER À 20 KM 146
TABLEAU 4-11 : DIAGRAMME DE L'ŒIL DU SIGNAL NRZ REÇU DE 50MBIT/S À 2,5MBIT/S POUR DIFFÉRENTES LONGUEURS DE FIBRES 166
TABLEAU 4-12 : COMPARAISON ENTRE MODULATION OFDM ET NRZ DES PERFORMANCES EN DÉBIT, PUISSANCE REÇUE ET BUDGET OPTIQUE 172
TABLEAU 4-13 : EVOLUTION DU DIAGRAMME DE L'ŒIL APRÈS LA TRANSMISSION (SANS ÉGALISEUR) 185
TABLEAU 4-14 : PERFORMANCES DE TRANSMISSION DU PON AGILE EN LONGUEUR D'ONDE BASE SUR 188
TABLEAU 4-15 : PERFORMANCE DE TRANSMISSION PON AGILE BASE SUR T-ECL ET T-RX 191

GLOSSAIRE

A

ADC : Analogue to Digital Converter
ADSL : Asynchronous Digital Subscriber Line
AOFDM:Adaptive Orthogonal Frequency Division Multiplexing
APD : Avalanche Photodiode
ASE : Amplified Spontaneous Emission
ATM : Asynchronous Transfer Mode
AWG : Arrayed Waveguide Grating
AWG : Arbitrary Waveform Generator

B

BER : Bit Error Rate
BERT : Bit Error Rate Tester
BPON : Broadband Passive Optical Network
BTB : Back To Back
BW : Band Width

C

CAPEX : Capital Expenditure
CATV : Cable Television
CD : Chromatic Dispersion
CO : Central Office
CP : Cyclic Prefix
CR: Clipping Ratio
CPL : Courant Porteur en Ligne
CDR : Clock Data Recovery
CWDM: Coarse Wavelength Division Multiplexing

D

DAC : Digital to Analogue Converter
DBA : Dynamic Bandwidth Allocation
DBR : Distributed Bragg Reflector
DCF : Dispersion Compensation Fiber
Demux : Demultiplexer
DFB : Distributed Feedback laser
DFE : Decision Feedback Equalizer
DFT : Discrete Fourier Transform
DML : Directly Modulated Laser
DMT : Discrete Multi-Tone
DMUX : Demultiplexer
DSL : Digital Subscriber Loop (or Line)
DSP : Digital Signal Processing
DVB-T : Digital Video Broadcasting - Terrestre
DWA : Dynamic Wavelength Allocation
DWDM : Dense Wavelength Division Multiplexing

E

EAM : Electro Absorption Modulator
ECL : External Cavity Laser
EDC : Electronic Dispersion Compensation
EDFA : Erbium Doped Fiber Amplifier
EIN : Excess Intensity Noise
EML : Externaly Modulated Laser
EPON : Ethernet Passive Optical Network
EVM : Error Vector Magnitude

F

FDM : Frequency Division Multiplexing
FEC : Forward Error Code
FFE : Feed Forward Equalizer
FFT : Fast Fourier Transform
FIR : Finite Impulse Response
FP : Fabry-Perot laser
FSAN : Full Service Access Network
FSK : Frequency Shift Keying
FTTx : Fiber To The (H: Home; C: Curb, B: Building)

G

GEM : GPON Encapsulation Method
GPON : Gigabit Passive Optical Network
GEPON:Gigabit Ethernet Passive Optical Network
G.I : Gradient d'Indice

H

I

ICT :Information and Communication Technology
IEEE:Institute of Electrical and Electronics Engineers
IFFT : Inverse Fast Fourier Transform
IL-FP : Injection Locked Fabry Perot
IP : Internet Protocol
ISI : Inter Symbol Interference
ITU-T : International Telecommunications Union

J-K

L

LCA : Levin Campello Algorithm
LED : Light Emitting Diode
LIA : Limiting Input Amplifier

M

MAC : Medium Access Control
MLSE : Maximum Likehood Sequence Estimation
MUX : Multiplexer

N

NGA : Next Generation of AccessNRO : Noeud de Raccordement Optique
NRZ : Non Return to Zero

O

ODN : Optical distribution Network
OEO : Optical-Electrical-Optical
OFDM : Orthogonal Frequency Division Multiplexing (Access)
OLT : Optical Line Termination
ONT : Optical Network Termination
ONU : Optical Network Unit
OOK : On-Off Keying
OPEX : OPerational EXpanditure
OSA : Optical Spectrum Analyzer
OTN : Optical Transport Network
OTDR : Optical Time Domain Reflectometer

P

PAPR : Peak Average Power Ratio
PDFA : Praseodymium Doped Fiber Amplifier
PIC : Photonic Integrated Circuit
PLC : Planar Lightwave Circuit
PMD : Polarization Mode Dispersion
PON : Passive Optical Network
PPG : Pulse Pattern Generator
PRBS : Pseudo Random Bit Sequence
PSK : Phase Shift Keing

Q

QAM : Quadrature Amplitude Modulation
QoS : Quality of Service

R

RE : Reach Extender
R-EAM : Reflective Electro-Absorption Modulator
RF : Radio Frequency
R-SOA : Reflective Semiconductor Optical Amplifier
Rx : Receiver

S

S3 : Simple Storage Service
SARDANA: Scalable Advanced Ring-based Passive Dense Access Network Architecture
SFF : Small Form Factor
SFP : Small Form Pluggable
SLED : Superluminescent Light Emitting Diode
SNR : Signal to Noise Ratio
SMF : Single Mode Fiber
SOA : Semiconductor Optical AmplifierSSMF : Standard Single Mode Fiber

T

TDM (A) : Time Division Multiplexing (Access)
TEC : Thermo-Electric Cooler
TIA : Trans-Impedance Amplifier
T-Rx : Tunable Receiver
T-ECL : Tunable External Cavity Laser
Tx : Transmitter
TvHD : Télévision Haute Définition

U

UWB : Ultra Wide Band

V

VOA : Variable Optical Attenuator
VoIP : Voice over IP
VCSEL : Vertical Cavity Surface Emitting Laser

W

WDM (A): Wavelength Division Multiplexing (Access)

X

xDSL : variante du DSL (x peut être asymétrique)
XG-PON1 : 10GPON asymétrique normalisé par le FSAN
XG-PON2 : 10GPON symétrique normalisé par le FSAN
XFP : Transceiver 10G Small Form Plugable

Z

ZPS : Zero Padded Suffix

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Trois décennies après sa première fabrication, la fibre optique est enfin utilisée pour connecter les particuliers via la technologie FTTH (Fiber To The Home). Ce support de transmission va transformer l'environnement des télécommunications à travers le monde au cours des prochaines années. Cette évolution aura un impact profond sur les fournisseurs contenus et les opérateurs de réseau. En effet, au cours des 15 à 20 années à venir, les réseaux d'accès en cuivre à travers le monde seront en grande partie remplacés par un réseau d'accès fibre. Le catalyseur le plus important de ce changement est la perception croissante que le réseau d'accès en cuivre n'est plus en mesure de répondre à la demande croissante en bande passante et à l'instantanéité requise pour une fluidité d'usage. Cet environnement a conduit à l'amorce d'une migration massive vers la fibre dans plusieurs pays où les consommateurs attendent des meilleures performances et des services plus riches.

Aujourd'hui, les technologies de l'Internet sont utilisées pour diffuser des programmes de télévision, contrôler des usines, interconnecter des banques, gérer des transmissions militaires, suivre des opérations médicales, ou transporter des conversations téléphoniques. Des services de plus en plus gourmands en bande passante comme le partage des contenus, le service de stockage en ligne, la télé haute définition (TV3D, TvHD), les jeux en ligne, le Peer To Peer, le téléenseignement et la télémédecine viennent s'ajouter à la liste de nos services usuels.

Le réseau d'accès appelé communément PON (Passive Optical Network) est défini comme étant le segment réseau (les derniers kilomètres) entre le premier équipement d'agrégation de l'opérateur d'accès et l'utilisateur. Dans le contexte général de l'accès optique actuel, les possibilités d'évolution de l'architecture du réseau sont pour l'instant limitées par les performances du réseau G-PON (Gigabit Passive Optical Network) qui est basé sur la technique de multiplexage temporel TDM-PON (Time Division Multiplexing PON). Les utilisateurs connectés à ce réseau PON, qu'ils soient 16, 32 ou 64, partagent un débit de 1,25 Gbit/s et 2,5 Gbit/s en voie montante (de l'abonné vers le central optique) et descendante (du central vers l'abonné) respectivement, par la répartition en temps. Ce standard G-PON est défini par la norme G.984 de l'Union Internationale de Télécommunications ITU et du forum FSAN (Full Service Access Network).

Dans le sens montant, un débit important est nécessaire pour répondre aux nouveaux besoins des clients en termes de possibilité de personnalisation de l'environnement informatique, des applications en ligne, des solutions de stockage en ligne et des solutions de virtualisation de machine. A titre d'exemple, le service de stockage en ligne S3 (Simple Storage Service) mis en service par Amazon Web Service propose un service courrier pour l'envoi des gros volumes de données à sauvegarder en ligne pour palier les lenteurs du réseau ou le coût inhérent. On peut supposer également que ces outils qui ont leur origine dans le monde professionnel se diffuseront d'autant plus facilement dans la sphère résidentielle car, de plus en plus, on constate la porosité des frontières entre les sphères professionnelle et privée. Dans un tel contexte, la migration du G-PON actuel vers de nouvelles générations de réseaux d'accès optique NG-PON (Next Generation of Passive Optical Network) qui offrent des

connexions à des utilisateurs à des débits de l'ordre du Gbit/s (correspondant à des débits en lignes d'au moins 10 Gbit/s) est incontestable afin d'apporter une commodité d'usage aux utilisateurs qu'ils soient professionnels ou résidentiels. Cette nouvelle génération d'équipements pourrait se justifier par l'augmentation des besoins en débit (descendant et/ou remontant), ou d'éventuelles futures obligations réglementaires, mais aussi par le souci de réduire encore les coûts de déploiement de l'accès FTTH.

Concernant la date de disponibilité sur le marché des nouvelles générations, les informations actuelles laissent prévoir l'arrivée des premières solutions commerciales ITU-T appelées NG-PON1 entre 2012 et 2013. Les opérateurs du FSAN étudient dès à présent l'arrivée (en normalisation autour de 2015) d'une génération appelée NG-PON2 qui contrairement au NG-PON1 n'aura pas la contrainte de s'adapter aux infrastructures du G-PON. L'arrivée du NG-PON2 après 2015, pourrait coïncider avec une accélération de ce mouvement de désinvestissement du cuivre.

La principale problématique à résoudre dans le contexte du déploiement du FTTH est de proposer de nouvelles solutions technologiques et architecturales qui pourraient succéder au G-PON afin de garantir un réseau d'accès « Next Generation » à la fois optimal et économique. Dans l'avenir, la technologie PON à base du multiplexage temporel TDM va s'enrichir d'un nouveau type de multiplexage basé sur la longueur d'onde, WDM (Wavelength Division Multiplexing). Une augmentation du taux de couplage ou du budget disponible, en parallèle à un meilleur remplissage effectif des équipements des centraux sont des éléments qui peuvent contribuer de façon significative à la réduction des coûts. Le nombre de clients raccordés sur un arbre PON (Passive Optical network) est aujourd'hui très faible, de façon encore plus marquée là ou le déploiement FTTH débute. On note également que la baisse de consommation d'énergie peut être aussi un critère à prendre en considération comme élément de baisse des coûts dans les réseaux: mutualisation des équipements et des interfaces collecte ou accès.

Mon travail de thèse s'est déroulé au sein d'Orange Labs (France Télécom R&D) Lannion. Mes activités de recherches menées en amont visent à étudier et proposer des architectures nouvelles dans le contexte de la Nouvelle Génération de Réseau d'Accès Optique Passif (NG-PON), sur la base de technologies avancées qui garantissent une efficacité et une optimisation du réseau d'accès optique pour le déploiement du réseau FTTH.

Il s'agit ainsi d'imaginer, de concevoir et tester des solutions d'architectures bas coûts et optimales pour la nouvelle génération de PON afin de définir ensuite les règles d'ingénieries qui seront probablement présentées dans les prochaines étapes de normalisation. L'objectif étant de simplifier les composants de transmission dans le réseau d'accès FTTH et les limites de transmission dans la fibre optique.

Pour cela, la mise en œuvre de maquettes de réseaux d'accès optique pour la nouvelle génération a été nécessaire. Les évaluations de la performance sont menées sur la couche physique (Mesure de Taux d'erreur sur les éléments binaires, de débit, de portée) de la transmission optique.

Plus concrètement, les travaux de recherches décrits dans ce manuscrit s'articulent sur quatre principales solutions technologiques :

1ère solution : Dans le cadre du G-PON actuel ou du futur NG-PON1, dans l'objectif d'augmenter le budget optique dans le sens montant (vers l'abonné), on démontre l'intérêt d'un nouveau combineur à fibres 4 vers 1 à faibles pertes qui permet de raccorder 4 flux montants de G-PON (ou NG-PON1) vers un seul photorécepteur à l'OLT (Optical Line Termination). On contribue ainsi à l'amélioration du taux de pénétration de la fibre chez l'abonné et à la diminution du nombre d'OLTs et donc des coûts de déploiement.

2ème solution : Les possibilités de moduler directement à 10 Gbit/s un laser à faible bande passante, à travers une structure TDM PON, moyennant l'utilisation d'un format de modulation avancé multi-porteuses ou via un traitement du signal sont proposées pour le NG-PON1. En effet ces différentes techniques (format de modulation, processus de traitement de signal) sont utilisées pour accroître la capacité du réseau avec une infrastructure optimale et économique.

Dans un premier temps, on peut envisager que l'évolution du réseau d'accès optique puisse se décliner par l'utilisation de nouveaux formats de modulation. En effet les signaux optiques des équipements PON actuels sont basés sur un format de modulation tout ou rien (OOK pour On/Off keing) de type NRZ. Cependant, un format de modulation avancé appelé OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) pourrait constituer un candidat prometteur pour les futures générations de PON (NG-PON) en raison de sa robustesse face à la dispersion chromatique qui limite les performances de transmission.

Sur un autre plan, on constate que le traitement de signal devient de plus en plus présent dans la transmission optique. La technique d'égalisation électronique est proposée pour une compensation de la faible bande passante et de la dispersion chromatique Des systèmes NG-PONs émettant à 10 Gbit/s mais conservant les mêmes sources émetteurs (à faible bande passante) que celles déployées dans le G-PON actuel constituent des solutions à faible coût.

3ème solution : La solution WDM (Wavelength Division Multiplexing) est attractive non seulement dans des réseaux backbone et métropolitains mais aussi dans les réseaux d'accès. Parmi les différentes configurations du WDM PON, celle à base de source optique large bande spectralement tranchée ou « Spectrum Sliced » qui utilise un AWG (Arrayed Waveguide Grating) dans son infrastructure de distribution fera l'objet de nos investigations.

4ème solution : On évalue la faisabilité de fonctionnement d'un système de transmission WDM-TDM PON en proposant des solutions d'émetteurs achromatiques. Un intérêt particulier est porté à l'ONU (Optical Network Unit), cet équipement du côté du client qui est un élément fondamental dans les réseaux d'accès. On cherche à éviter de déployer des ONUs complexes et coûteux pour le NG-PON. L'utilisation d'émetteurs et de récepteurs optiques « achromatiques » ou accordables en longueur d'onde constituent une solution prometteuse pour assurer l'agilité en longueurs du NG-PON2. On approfondira différents scénarios de PON « Agile » en longueur d'onde du NG-PON. La problématique de l'allocation des longueurs d'onde dans l'accès optique sera ainsi abordée. En effet le partage de l'infrastructure

optique pour allouer une pluralité d'interfaces multiplexés temporellement est un objectif à long terme.

Le présent manuscrit est structuré en quatre chapitres. Dans le premier chapitre, nous situerons le contexte général de l'étude, notamment le réseau d'accès et l'évolution du G-PON actuel vers le NG-PON.

Ensuite dans un second chapitre de nous dresserons un état de l'art des solutions technologiques pour le NG-PON étudiées durant cette thèse telles que : l'égalisation électronique, l'OFDM, les techniques de multiplexage WDM et WDM-TDM. Le concept de PON « Agile » qui repose sur une architecture WDM-TDM PON avec des émetteurs « achromatique » sera également explicité.

Le troisième chapitre de cette thèse se concentre sur les solutions d'émetteurs pour réaliser des ONUs « achromatiques ».

Dans le chapitre quatre nous présenterons les différents travaux expérimentaux réalisés ainsi que les résultats obtenus ;

Enfin le dernier chapitre sera dédié à la conclusion des travaux et aux perspectives technologiques qui découlent de cette thèse.

Mots clés : *Réseau d'Accès Optique, NG-PON, WDM-TDM PON, ONU achromatique, Combineur Optique à Faible Perte, Egalisation Electronique, OFDM, Spectrum Slicing, PON Agile en Longueur d'onde.*

Note : *Sur certaines des figures décrites dans ce manuscrit, des acronymes en anglais peuvent être utilisés.*

CHAPITRE I :

LE RESEAU D'ACCES

Ce premier chapitre présente le réseau d'accès. Un intérêt particulier est porté à l'architecture G-PON (Gigabit Passive Optical Network) normalisée par l'ITU (International Telecommunication Union) et adoptée par France Télécom pour son déploiement en France. Les étapes de migration du G-PON actuel sa migration vers les nouvelles technologies pour le réseau d'accès appelés NG-PON seront exposées.

1. LE RESEAU D'ACCES OPTIQUE

Dans le cadre du déploiement de la fibre pour le transport des données, de la voix et de la vidéo, on distingue trois catégories de réseau comme nous le montre la Figure 1.1. Le réseau métropolitain désigne un réseaux à l'échelle d'une ville. Le réseau cœur, quant à lui, est constitué d'un certain nombre de commutateurs et de liaisons entre ces commutateurs. Les terminaux des utilisateurs sont reliés au réseau cœur par des réseaux d'accès. Le réseau d'accès est donc défini comme étant le dernier segment de l'opérateur d'accès avant d'atteindre l'abonné.

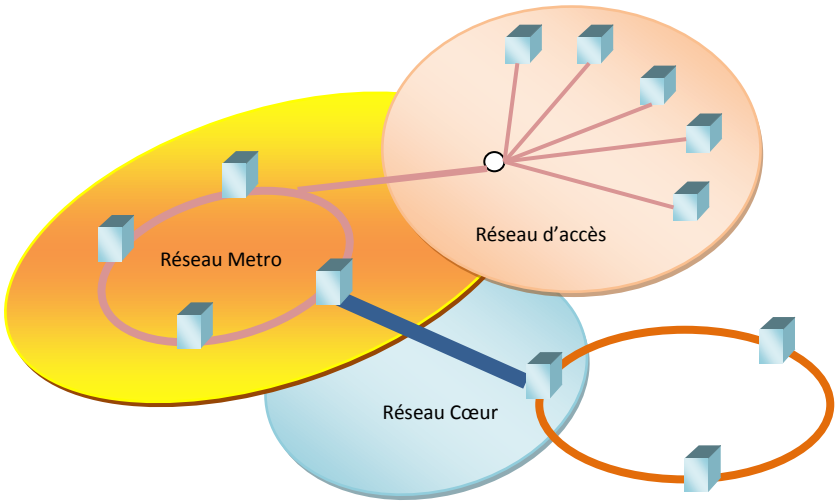


Figure 1—1: Réseau métro, réseau cœur et réseau d'accès

Les bénéfices potentiels de la technologie fibre pour le réseau d'accès optique sont nombreux. A titre d'exemple, en utilisant la paire de cuivre, un débit maximum de 200 Mbit/s peut être théoriquement atteint pour une portée de 200 m, 100 Mbit/s jusqu'à 450 m, alors que pour la fibre, sur une distance de 60 km, un débit de 10 Gbit/s peut être transmis simplement, sans difficultés. Un autre inconvénient de la paire de cuivre est que cette technologie ne permet pas un trafic symétrique.

1.1. LA TERMINOLOGIE DU RESEAU D'ACCES

On distingue trois parties dans l'architecture du réseau d'accès: le central, le point d'éclatement, le client comme nous le montre la Figure 1-2 ci-dessous.

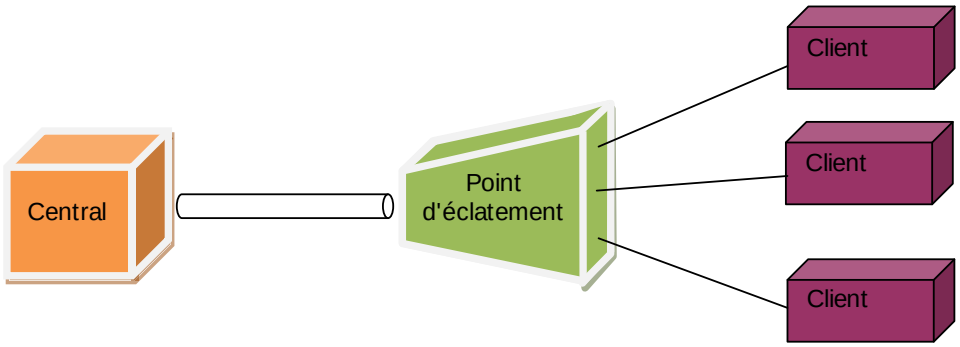


Figure 1—2 : Terminologie du Réseau d'Accès

Dans les réseaux d'accès optique, *le Central Optique* (ou *Central Office*) contient *l'OLT* (*Optical Line Termination*) qui est l'équipement d'émission–réception de l'opérateur. *Le point d'éclatement* contient parfois, dans le cas de l'optique partagée, *un coupleur* en ce qui concerne les PON actuels ou un *élément de multiplexage* optique pour les réseaux *WDM*. La partie "client" est généralement appelée *ONU* (*Optical Network Unit*), si elle est partagée entre plusieurs clients et suivie d'une transmission secondaire (cas des FTTCab/Curb/Building) ou *ONT* (Optical Network Termination) si elle est mono client FTTH. C'est la partie réceptrice des signaux descendants et émettrice des signaux montants. La Figure 1-3 illustre le principe du réseau d'accès dans le cas où l'élément de répartition est un coupleur passif.

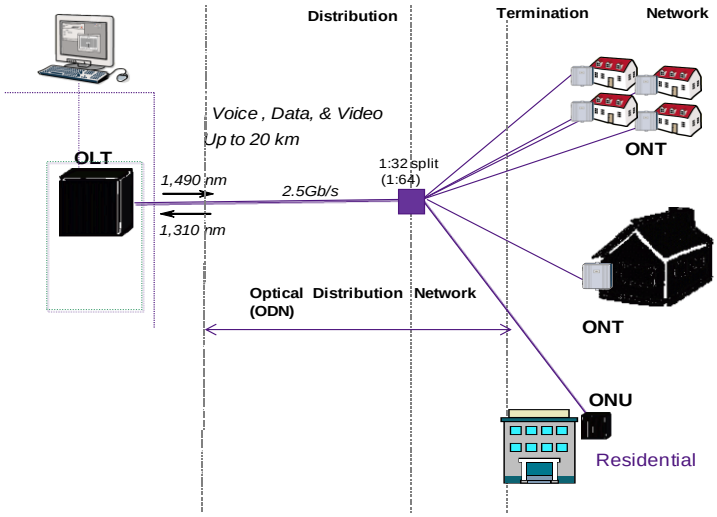


Figure 1—3 : Diagramme schématique du réseau GPON

La partie entre l'OLT et l'ONU est appelée *ODN* (pour *Optical Distribution Network*) ou *réseau de distribution*. Il s'agit de l'infrastructure passive du réseau. En effet les composants actifs sont situés aux deux extrémités, à l'ONU et à l'OLT.

1.2. LES TECHNOLOGIES DU RESEAU PON

Les deux architectures couramment utilisées pour le déploiement FTTH sont :

- L'architecture *active*, aussi appelée *Point -to-Point* (*P2P*)
- L'architecture *passive* est appelée communément *PON* (Passive Optical Network) ou *P2M* (Point To Multipoint).

Le choix de l'architecture active ou passive pour le déploiement dépend : du type de services devant être fournis, du coût de l'infrastructure, de l'infrastructure actuelle et des plans futurs de migration vers les nouvelles technologies.

1.2.1. LA TECHNOLOGIE ACTIVE (POINT A POINT/P2P)

La topologie P2P contient un élément actif, un commutateur entre le Central Optique et l'équipement du client ONU. Dans cette configuration, chaque abonné possède sa propre fibre optique le reliant directement aux équipements de l'opérateur comme nous l'illustre la Figure 1-4.



Figure 1—4 : Topologie Point à Point (P2P)

Le déploiement de cette technologie P2P revient plus cher, le nombre de fibres à produire et à connecter étant plus élevé. Les standards sur la technologie point à point sont définis dans la norme IEEE 802.3. L'Ethernet utilise le standard basé sur les transpondeurs SFP (Small Form Pluggable). Des industriels ont démontré la possibilité de réaliser une liaison Ethernet à 40 ou 100 Gbit/s en utilisant des transpondeurs C-FFP (C Form-factor Pluggable) aux conférences ECOC et à l'exposition OFC 2009.

Parmi les pays européens ayant adopté cette architecture P2P à un débit de l'ordre du Gbit/s, on peut citer les pays nordiques. En France, l'opérateur Free déploie également cette architecture.

1.2.2. LA TECHNOLOGIE PON (POINT A MULTIPOINT/P2M)

L'acronyme PON (Passive Optical Network) se traduit par « réseau d'accès optique passif ». L'appellation "*Passive*" vient du fait que l'on n'utilise que des équipements passifs dans l'infrastructure. L'élément clé de l'architecture est un coupleur optique passif 1 vers N qui divise la puissance optique vers autant de ports de sortie. La bande passante du système n'est pas allouée à un seul abonné mais chaque utilisateur partage la capacité totale du système. Le

PON représente la solution point à multi-points optique dans laquelle la ressource partagée c'est-à-dire la fibre, est utilisée par tous les abonnés connectés au Central Optique (CO). Le PON supporte théoriquement les réseaux : IP, ATM et TDM.

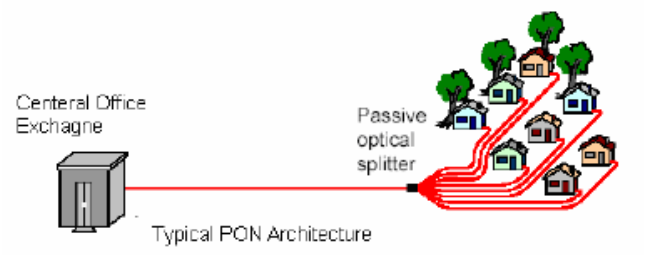


Figure 1—5 : Topologie PON

Aujourd'hui, dans le réseau d'accès, le PON est la solution la plus rentable si on veut déployer la fibre à la maison. Nos travaux de recherche se focalisent sur cette architecture PON et principalement sur sa future évolution car c'est cette solution que le groupe France Télécom a adoptée.

1.2.3. LES PONS NORMALISES DE L'ITU

A l'heure actuelle les PONs déployés sont basés soit sur le standard G-PON, appuyé par l'instance de normalisation l'ITU-T et FSAN (International Telecomunication Union en collaboration avec le Full Service Access Network association) soit sur les normes EPON, appuyé par le groupe d'Ethernet IEEE (ou Institute of Electrical and Electronic Engineers) [Ha1]. Sur le Figure 1-6 on peut constater le calendrier de standardisation des normes IEEE et FSAN/ITU-T.

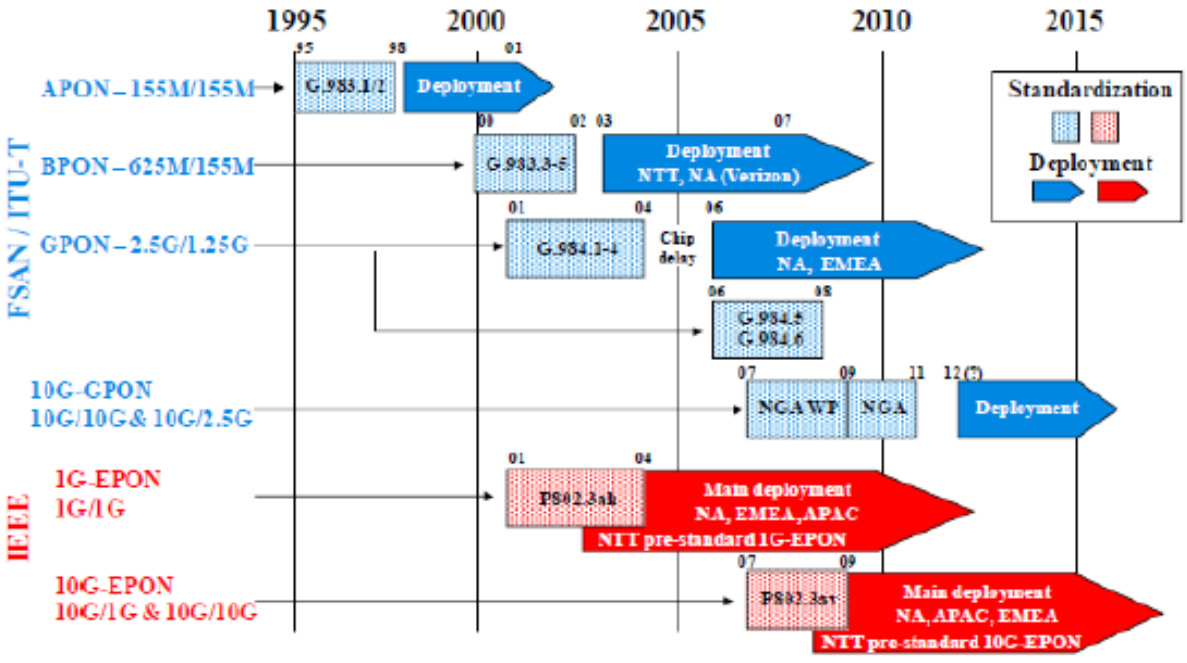


Figure 1—6 : Systèmes IEEE et FSAN/ITU-T PON et leur état de standardisation dans le temps

La principale différence entre les deux protocoles concerne l'approche architecturale. Le G-PON fournit l'ATM pour la voix, l'Ethernet pour les données et une encapsulation propriétaire pour d'autres services. L'EPON utilise l'IP pour transporter les données, la voix et la vidéo.

Parmi les normes portant sur les technologies PONs définies à l'ITU-T, les principales sont la série ITU-T G.983, ITU-T G984 et ITU-T G.987 qui définissent le BPON, le G-PON et le XG-PON respectivement. Les caractéristiques de ces normes sont représentées dans le Tableau.1-1.

Tableau 1-1 : Comparaison des standards PON finalisés par FSAN/ITU-T

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

Notons que la différence concerne principalement le débit et le nombre de clients desservis par chaque standard. Les longueurs d'onde montantes et descendantes sont différentes pour le G-PON et le XG-PON.

Le XG-PON (ou 10 Gigabit PON) est quasi-finalisé en normalisation à l'ITU depuis fin 2010. Ce standard propose un débit 10 Gbit/s descendant et 2,5 Gbit/s montant. Dans une prochaine étape ce débit pourrait être symétrisé à 10 Gbit/s. Cette solution est uniquement incrémentale en débit par rapport au G-PON avec tout de même un changement sur le plan d'allocation en longueur d'onde autorisant la superposition des deux générations (G-PON et XG-PON).

Dans les paragraphes qui suivent nous présenterons plus en détails l'architecture G-PON et son évolution ainsi que ses successeurs à l'ITU-T, à savoir une première génération d'architecture appelée NG-PON1 compatible avec le G-PON installé aujourd'hui, et une deuxième génération NG-PON2 qui est aussi considérée pour le long terme.

1.3. L'ARCHITECTURE DU G-PON

Le G-PON (Gigabit PON) est la solution qui a été choisie par le Groupe FT pour la solution de déploiement FTTH (Fiber To The Home). Les solutions G-PON déployées offrent un débit de 2,5 Gbit/s dans la voie descendante et 1,25 Gbit/s dans la voie montante. L'infrastructure ODN (Optical Distribution Network) est totalement passive comme nous le montre la Figure 1-7. Le GPON utilise un multiplexage temporel (TDM) pour 32 ou 64 utilisateurs qui se partagent un débit de 2,5 Gbit/s.

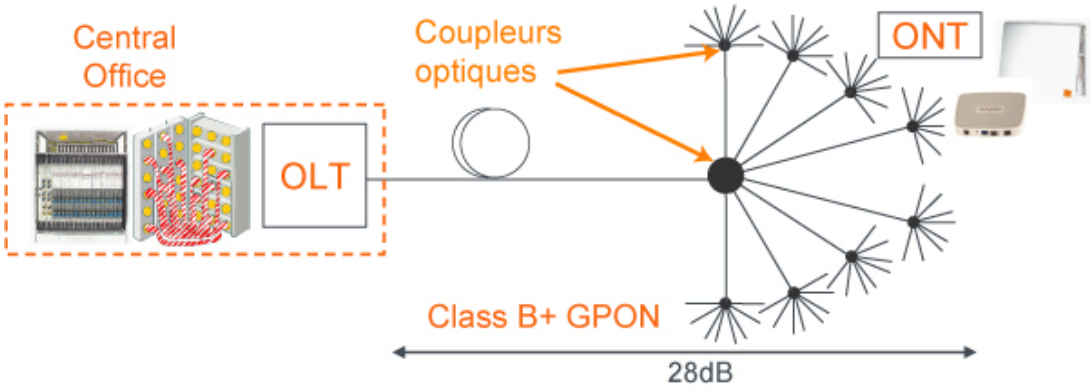


Figure 1—7 : Schéma du GPON

Le multiplexage temporel alloue des paquets dans une trame temporelle pour chaque client. La synchronisation est quant à elle effectuée en permanence. La distance de fonctionnement de 20 km est fixée entre le central et le client le plus éloigné. Cette distance correspond à une portée typique avec un taux de partage 1 : 64. Mais si on raisonne en termes de portée logique, cette distance serait de 60 km avec un taux de partage de 1 : 16.

Sens descendant (de l'OLT vers l'ONU)

Chaque client reçoit toutes les informations mais n'est autorisé à recevoir que les données qui lui sont destinées. La répartition du débit entre les clients peut être fixe ou variable.

Sens montant (de l'ONU vers l'OLT)

Le partage des ressources dans le sens montant (ou upstream) s'effectue par le TDMA (Time Division Multiple Access). Chaque client dispose d'un intervalle de temps bien précis pour émettre afin de ne pas interférer avec un autre client. Un récepteur en mode rafale (ou mode « burst » en anglais) est nécessaire à l'OLT.

Cette technologie G-PON présente des intérêts et des inconvénients :

Avantages du G-PON

- La structure est passive car elle est à base de coupleurs optiques
- Le génie civil est optimisé et le coût réduit
- Infrastructure partiellement partagée (économie sur la fibre)

- L'architecture est favorable à la diffusion
- L'OLT est partagé (un diplexeur au central pour 32 clients)

Inconvénients du G-PON

- Le budget optique est limité par le coupleur dont les pertes sont proportionnelles au nombre de ports
- Le débit étant partagé, il est donc limité
- La synchronisation est complexe pour le sens montant
- La sécurité des données en réception n'est pas optimale car l'ensemble des utilisateurs reçoit l'ensemble du flux émis par le central. Cependant la confidentialité est assurée par un processus de cryptage (G983/G984). Il reste la sécurité du réseau qui peut être mise à mal par injection malveillante de signal perturbateur d'un ONT.
- L'ONU doit fonctionner au débit agrégé (2,5 Gbit/s par exemple), qui est très supérieur au débit utile.

La liaison OLT-ONU emploie le protocole GEM (Méthode d'Encapsulation GPON) pour le transport de services. Le protocole GEM supporte à la fois l'Ethernet, l'ATM et le TDM sur les topologies de réseau PON (Point à Multipoint). Il supporte les services de voix avec la Voix sur IP (VoIP). C'est une solution de transport multi-protocole qui fournit un service de haute qualité.

Une composante WDM est présente dans les PON puisque le signal descendant (ou downstream) est à 1,49 µm et le signal montant (ou upstream) à 1,3 µm. Il existe également une option avec un triplexeur en réception à l'ONT pour la diffusion de vidéo sur un canal analogique à 1,55 µm. Néanmoins cette option semble de plus en plus être abandonnée au profit de la vidéo sur IP, ce qui permet de supprimer les composants analogiques les plus coûteux. En effet ce type de transmission nécessite une bonne linéarité (puissance optique / fréquence) des composants optoélectroniques.

Une classification de l'architecture G-PON selon le budget de liaison (ou pertes de puissance maximale autorisée) a été établie dans la norme ITU G 984, comme l'indique le Tableau 1-2.

Tableau 1-2 : Classification du G-PON selon le Budget

Classe	Minimum Optical Budget (dB)	Maximum Optical Budget (dB)
A	5	20
B	10	25
B+	13	28
C	15	30
C+	17	32

Aujourd'hui, la solution GPON déployée se situe dans la Classe B+ (13-28 dB), avec un budget d'atténuation optique de 28 dB maximum. Ce budget est consommé par le taux de partage, la connectivité et la portée. L'infrastructure optique a été conçue pour supporter ce budget d'atténuation optique. Cette Classe B+ était la limite technologique jusqu'en 2010, désormais des équipements de classe C+, plus coûteux, sont disponibles chez les fournisseurs [Itu2].

Une recommandation sur l''architecture PON à extension de budget ou « Long Reach PON » a été approuvée à l'ITU en 2008, pour remédier à la limite en budget optique dans le G-PON. Ce PON à longue portée fera l'objet de la prochaine section.

1.4. L'EXTENSION DU BUDGET OPTIQUE : « LONG REACH PON »

Dans le système GPON actuel, la portée est limitée en raison de l'utilisation d'un budget optique de Classe B+ (13-18 dB) qui est restreint. Pour augmenter le budget optique, des technologies *d'extension de portée* apparaissent. Deux technologies sont alors envisageables comme :

(1) l'utilisation d'amplificateurs optiques (OA) [Sa3]

(2) la technique de régénération optique-électrique-optique (OEO) [Ok3]

Le standard pour l'extension de la portée de G-PON a été approuvé par la recommandation ITU-T G.984.6 en 2008. L'aspect extension de portée (ou « Reach Extender » en anglais) se voit comme une solution basée sur un boîtier actif positionné dans l'infrastructure qui permet l'augmentation du budget optique. Le principe du système GPON de la longue portée est illustré dans Figure 1-8.

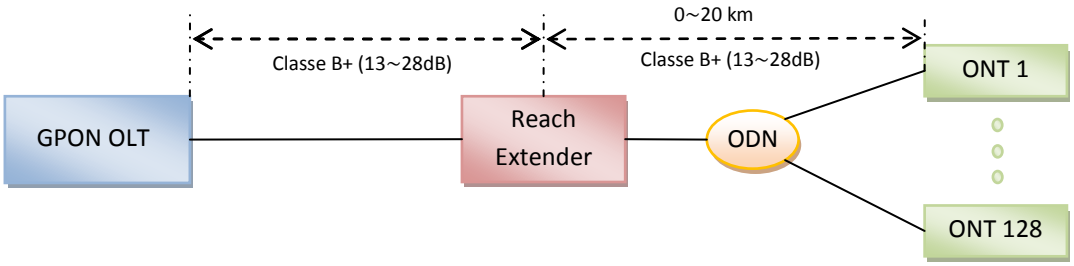


Figure 1—8 : Principe du GPON à longue portée intégrant un « Reach Extender »

On voit que le système peut fournir une portée physique de 60 km avec un taux de partage de 1 : 128 en raison de l'augmentation de la puissance optique dans la ligne principale. Ce grand taux de partage permet de réduire le coût par abonné d'un système PON.

Au niveau de la standardisation, il n'y a aucune action de l'IEEE sur le sujet. La recommandation à l'ITU vise de façon privilégiée la réutilisation des ONTs Classe B+ et répond aux normes B+ et C+ du G-PON, côté OLT. Les règles d'ingénierie du PON en elles-mêmes ont tendance à retarder le déploiement de cette solution à budget étendu sur le terrain.

La norme recommande de placer cet élément « Reach Extender » ou RE au central ou en ligne dans un ancien central pour satisfaire les besoins en alimentation de cet élément actif. Dans le cas d'un emplacement du boîtier RE en ligne, le PON perdra alors son caractère « passif ». Même si cette solution d'extension de portée n'a été normalisée en 2009 que pour le G-PON actuel, le principe d'extension de portée du réseau d'accès pourrait également être mis en application pour les nouvelles générations de PON ou NG-PON [Sa5] [Tr6] [Sa7] et apparaît d'ailleurs en parallèle avec la feuille de route de normalisation du NG-PON.

Après avoir exposé la technologie G-PON pour le réseau d'accès, dans cette dernière partie du Chapitre I, nous allons décrire le paysage de normalisation et le cadre règlementaire du NG-PON en cours de standardisation à l'ITU-T et FSAN.

1.5. LA MIGRATION DU GPON VERS LE NG-PON

Les standards ou recommandations de la future génération de réseaux d'accès optique sont discutées puis normalisées auprès des organismes comme l'IEEE ou l'ITU-T. Ces normes ont pour but principal de faire émerger un premier marché (le plus large possible) pour les briques de base des systèmes, à savoir les composants optiques avec leur électronique associée et les circuits temps réel de traitement de trame (couche MAC), qui offrent ensuite une large latitude aux systémiers pour différencier leurs produits et leur permettre ainsi qu'aux opérateurs-clients, un marketing de leur choix.

1.5.1. LES ORGANISMES DE NORMALISATION

1.5.1.1. L'ITU-T

Dans le domaine de l'accès optique partagé, l'ITU-T a été la chambre de finalisation et d'officialisation des options prises par le groupe de travail FSAN. L'ITU-T a entamé en 2009 le travail sur les systèmes PON à 10 Gbit/s en déclinant dans les détails les lignes directrices établies par les opérateurs et les fournisseurs dans les études préliminaires menées au FSAN. Outre les discussions sur les systèmes NG-PON (Next-Generation Passive Optical Network), des travaux sur la possibilité de superposition du NG-PON avec le G-PON ont été également étudiés [Itu5]. Et les solutions d'extension du budget optique par des « Reach Extenders » (RE) ont été normalisées [Itu6].

1.5.1.2. LE FSAN

Le FSAN (Full Service Access Network) est un organisme de normalisation piloté par des opérateurs et des équipementiers. Le FSAN est fort de 76 compagnies membres. Ce groupe de travail informel travaille comme un groupe de pré-normalisation dont les travaux sont par la suite disséminés dans différents organismes de normalisation dont le principal est l'ITU-T. Dans ses travaux préparatoires à la succession du G-PON, les opérateurs du FSAN ont distingué deux cadres de technologies ainsi qu'un échéancier, priorisant un élément certain, à savoir que dans l'avenir le remplacement du G-PON sera inéluctable.

Un calendrier préliminaire a été fixé pour indiquer leurs objectifs temporels pour la finalisation des standards et la disponibilité des systèmes comme nous l'indique la Figure 1-9.

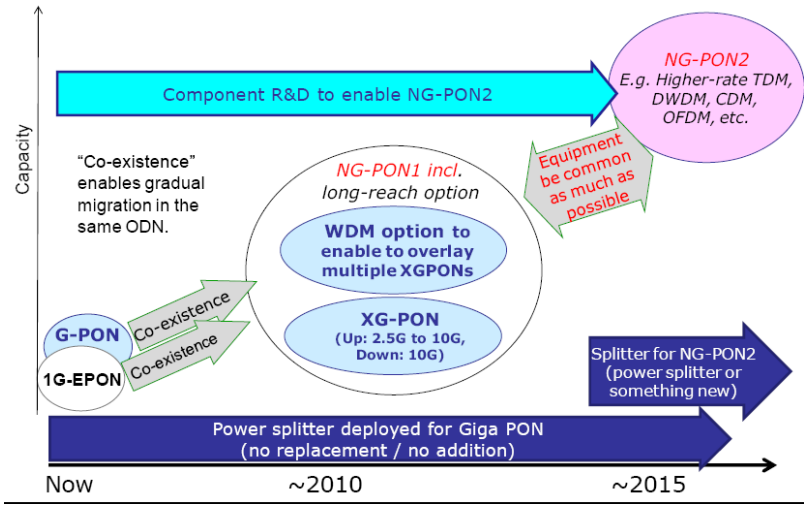


Figure 1—9 : Planification de l'évolution du NGPON au FSAN(Ef7)

L'ITU-T FSAN a distingué 2 grandes étapes de migration pour remplacer le G-PON :

- Une *première étape :* dite « *NG-PON1* » nécessitant une compatibilité avec une infrastructure classe B+ existante.
- Une *seconde étape* dite « *NG-PON2* » dans laquelle l'opérateur s'autorise des reprises majeures de son infrastructure.

1.5.2. LE STANDARD NG-PON1

Le NG-PON1 est caractérisé par sa capacité à réutiliser l'infrastructure déployée pour le G-PON. Il peut aussi être superposé à un système G-PON en activité sur la même infrastructure, en autorisant ainsi la migration progressive des clients vers le NG-PON1 sans perturber les clients restés sur le G-PON. Il existe deux variantes du NG-PON1 : le XG-PON1 et le XG-PON2. Ces nouvelles normes PON vont constituer la série de recommandations G.987.x.

1.5.2.1. LA VARIANTE XGPON1 DU NG-PON1

Le XG-PON 1 se caractérise par un débit descendant de 10 Gbit/s associé à un débit montant de 2,5 Gbit/s. Le plan d'allocation en longueur d'onde de ces transmissions a également été défini : les signaux descendants devront être émis en 1575 et 1580 nm et les signaux montants entre 1260 et 1280nm.

Le XG-PON1 faisant partie intégrante du NGPON1, son infrastructure passive (fibre, coupleurs, etc) se voudrait calquée sur celle du GPON, afin de faciliter la migration des équipements actifs vers le 10G-PON. Cette mutualisation de l'infrastructure va impliquer l'insertion d'éléments de multiplexage (coupleurs ou multiplexeurs) aux dépens du budget optique. En effet, pour assurer l'overlay avec un système GPON déployé, opérant sur une infrastructure de classe B+ (13-28dB), il est nécessaire d'ajouter les pertes du composant de multiplexage noté "WDM1". Ce WDM1 sera spécifié par la reprise du standard G.984.5.

Les spécifications de la couche physique ont été définies fin 2009 à travers le standard G987.2. Il en ressort notamment la définition des classes de budget optiques distinguées dans le tableau suivant.

Tableau 1-3 : Classes de pertes optiques définies dans la recommandation G.987.2

	Nominal1 class (N1 class)	Nominal2 class (N2 class)	Extended1 class (E1 class)	Extended2 class (E2 class)
Minimum loss	14 dB	16 dB	18 dB	20 dB
Maximum loss	29 dB	31 dB	33 dB	35 dB

Ce standard spécifie également une portée similaire à celle du G-PON : 60 km avec une différence maximale de 20 km entre le client le plus proche et celui le plus éloigné du central.

On notera également que le standard du 10 G-PON se distingue particulièrement de celui du G-PON puisque pour réaliser ces performances, un code correcteur d'erreur ou FEC doit être implémenté pour chaque sens de transmission mais ne serait qu'optionnel pour la transmission montante à 10 Gbit/s.

De nouvelles spécifications apparaîtront en 2012 pour le Reach Extender (ER) du XG-PON dans la recommandation G.987.4.

1.5.2.2. LA VARIANTE XG-PON2 DU NG-PON 1

Au sein de l'ITU-T FSAN la possibilité d'une variante de NG-PON1 appelé XG-PON2 a été étudiée. Cette variante XG-PON2 se distingue du XG-PON1 par un débit descendant et montant de 10 Gbit/s.

Le portée maximale est définie comme étant la même que celle du XG-PON1 et G-PON, à savoir 60 km avec une différence maximale de 20 km entre le client le plus proche et celui le plus éloigné du central. Les autres spécifications de la couche physique (budget optique, longueurs d'onde) n'ont pas encore été spécifiées pour plusieurs raisons :

- Le degré de compatibilité XG-PON1 – XG-PON2 souhaité par les opérateurs n'est pas clairement établi.
- Le degré de convergence du XG-PON2 avec le standard IEEE 802.3av, affichant tous deux des débits équivalents, est à débattre en fonction des logiques et des marchés respectifs.
- Pour la superposition XG-PON1 - XG-PON2, deux options sont possibles, par technologie WDM ou par technologie TDMA multi-vitesse. Cette dernière option permet la cohabitation d'ONU XG-PON1 et XG-PON2 sur une même fibre.
- Si le XG-PON1 est considéré comme la technologie de substitution du G-PON, alors aucune coexistence XG-PON2 avec G-PON n'est nécessaire et le XG-PON2 pourrait réutiliser les longueurs d'onde du G-PON.

Finalement, en 2010, le groupe abandonne la piste du XG-PON2 au profit de la migration vers le NG-PON2.

Notons que dans sa normalisation, la première génération NG-PON1 intègre une coexistence avec le réseau G-PON actuel sur la même infrastructure optique.

1.5.3. LE STANDARD NG-PON2

Toujours dans l'optique d'augmenter la bande passante proposée à l'utilisateur final, le NG-PON2 prend en compte des solutions à long terme et devrait succéder au NG-PON1 mais cette fois sans contrainte de coexistence obligatoire avec l'architecture préalablement déployée. Ainsi, cela permet de redéfinir des architectures de réseau qui utiliseront ou non les infrastructures présentes. Ainsi le NG-PON2 se concentre sur des technologies bas-coûts et évolutives comme par exemple des PON TDM très haut débits (40 Gbit/s), des PON WDM, des solutions hybrides de PON WDM-TDM, ou encore des solutions de multiplexage fréquentiel OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), etc.

Le NG-PON2 doit être capable d'offrir beaucoup plus de capacités par client que les systèmes G-PON actuels et les systèmes NG-PON1. Le NG-PON2 doit supporter au moins un débit agrégé de 40 Gbit/s par fibre de distribution dans le sens descendant et au moins 10 Gbit/s dans le sens montant. En général, un ONU NG-PON2 doit être en mesure de soutenir un service avec au moins 1 Gbit/s, alors que la capacité réelle par ONU sur le PON dépendra des choix techniques réalisés par l'opérateur concernant le taux de couplage adopté et la technique de multiplexage considérée (par exemple FTTH, FTTB, Backhaul mobile).

Le minimum de portée requis pour un NG-PON2 passif devrait être de 40 km, à la fois totale et différenciée. Les systèmes de NG-PON2 doivent également être capables d'atteindre 60 km.

Les études sur le NG-PON2 doivent être considérées comme des propositions de solutions qui mèneront à la définition d'une norme qui succédera au NG-PON1. Pourtant, le NG-PON2 pourrait succéder directement aux technologies G-PON si l'avancement du déploiement actuel se trouvait ralenti et que le NG-PON1 n'était pas retenu pour en prendre la suite. Le FSAN prévoit une standardisation terminée pour fin 2015 en ce qui concerne le NG-PON2.

1.5.4. LES TECHNOLOGIES REQUISES POUR LES CANDIDATS DU NG-PON2

D'une manière générale, mis à part les exigences en débit élevées (débit en ligne de 40 Gbit/s et débit par client de 1 Gbit/s), on peut citer les lignes directrices des technologies d'innovations pour le NG-PON2 suivantes:

- A volume égal, l'émetteur et le récepteur doivent être à prix équivalent à celui du G-PON
- La consommation énergétique devra rester dans l'ordre de celle du G-PON
- La ressource en longueur d'onde pourra être mieux exploitée.
- Un budget optique d'au minimum 28 dB est requis
- L'utilisation des Circuits Intégrés Photoniques (PIC) si cette technologie devient mature.
- Une utilisation plus importante des technologies de traitement du signal comme celle proposée par les égaliseurs électroniques, les convertisseurs DAC/ADC et le DSP.

SYNTHESE : LE RESEAU D'ACCES OPTIQUE

L'architecture et l'évolution du réseau PON ont été abordées dans ce Chapitre 1. Les futures générations de technologies de transmission destinées à succéder aux équipements PON actuels sont principalement étudiées dans les deux organismes de standardisation que sont l'IEEE et le FSAN/ITU-T, sous le nom de 802.3av pour le successeur de l'E-PON (802.3ah) à l'IEEE et de G.987 pour le successeur du G-PON (G.984) à l'ITU-T. Cette nouvelle génération d'équipements pourrait se justifier par l'augmentation des besoins en débit (descendant et/ou remontant), ou d'éventuelles futures obligations réglementaires mais aussi par le souci de réduire encore les coûts de déploiement de l'accès FTTH.

France Télécom se tient à l'instance ITU-T FSAN pour déployer le G-PON. Plus tard, une augmentation du taux de couplage, du budget disponible, en parallèle avec un meilleur remplissage effectif des équipements des centraux sont des éléments pouvant contribuer de façon significative à la réduction des coûts.

La date de disponibilité sur le marché des nouvelles générations de réseau d'accès et le nombre de clients qui seront raccordés sont deux critères essentiels à prendre en compte pour envisager une migration vers le NG-PON. Concernant le premier critère, les informations actuelles laissent prévoir l'arrivée des premières solutions commerciales ITU-T NG-PON1 entre 2012 et 2013. Les opérateurs du FSAN étudient dès à présent l'arrivée d'une génération appelée NG-PON2, pour un aboutissement en normalisation au-delà de 2015. Contrairement au NG-PON1, le NG-PON2 n'aura pas la contrainte de s'adapter aux infrastructures du G-PON. L'arrivée du NG-PON2 après 2015 pourrait coïncider avec une accélération du désinvestissement du cuivre.

Dans le Chapitre II qui suit, des architectures et technologies NG-PON vont être présentées. On abordera plus particulièrement les architectures comme : le pur WDM (classique et achromatique) et le WDM-TDM PON (plus spécialement le PON « Agile »), les technologies de format de modulation avancé OFDM et la technique d'égalisation électronique qui ont constitué le sujet de nos investigations dans cette thèse.

CHAPITRE II :

LES TECHNOLOGIES POUR LE NG-PON

Dans ce deuxième chapitre, nous allons définir les différentes technologies du réseau NG-PON2, notamment les techniques de multiplexage en temps et en longueur d'onde qui sont le plus répandues. D'autres perspectives technologiques telles que la modulation multi-porteuse OFDM, la technique d'égalisation électronique, et les PONs avec ONUs « achromatiques » seront également discutées.

2. LES TECHNOLOGIES POUR LE NG-PON

Nous entamons notre étude des technologies pour les nouvelles architectures de réseau d'accès par les techniques de multiplexage les plus répandues, à savoir le multiplexage temporel et/ou le multiplexage en longueurs d'onde avec leurs points forts et leurs limites.

2.1. LES LIMITES DU PON AVEC MULTIPLEXAGE TEMPOREL TDM A 10 GBIT/S

Le concept de déploiement de l'architecture du réseau PON, dans la majorité des opérations repose sur le partage temporel d'une seule longueur d'onde entre plusieurs utilisateurs. Le principe du multiplexage temporel ou TDM PON est décrit dans la Figure 2-1 suivante.

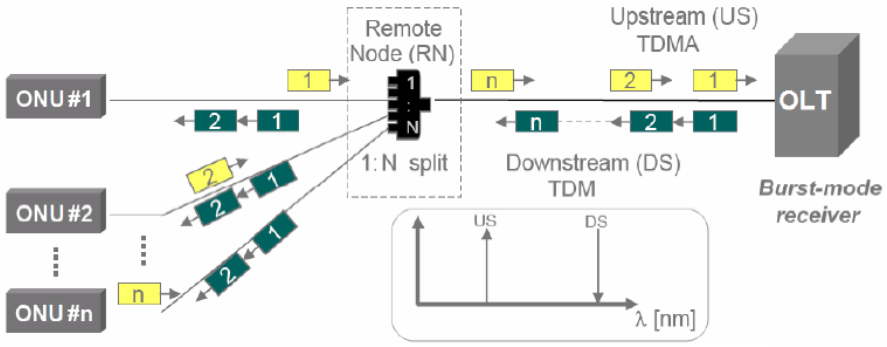


Figure 2—1 : Architecture PON basée sur le multiplexage temporel (TDM)

Sens descendant

Pour le sens descendant (de l'OLT vers l'ONU) où le flux de données émises est continu, il est techniquement possible d'obtenir un multiplexage temporel à 10 Gbit/s.

Sens montant

Pour le sens montant, la difficulté réside dans la conception de modules optoélectroniques bas coût, à 10 Gbit/s à l'émission et à la réception [Ta1] [Na2] [Ka3].

Les avantages et inconvénients de cette architecture ont déjà été abordés dans la Section 1.3 de ce manuscrit, dans le cadre du déploiement du G-PON actuel. Néanmoins, dès qu'on souhaite travailler à des débits élevés, le TDM-PON révèle ses limites.

Limites du TDM

- Un compromis subsiste entre la montée en débit et le caractère économique de cette solution. Par exemple, un débit de l'ordre de quelques Gbit/s par abonné serait nécessaire pour l'horizon 2020. Pour pouvoir atteindre ce débit, le système TDM PON devrait avoir une capacité totale de 40 Gbit/s ou 100 Gbit/s partagée entre plusieurs abonnés. Il s'ensuit que le coût des sous-systèmes émetteur-récepteur optiques devient très important.
- De plus, la limite en vitesse de l'électronique posera problème, notamment les récepteurs en mode rafale (ou en mode burst) à ce débit.
- Le multiplexage temporel TDM PON rencontre des limites au niveau de la synchronisation et des modules de réceptions à l'OLT.
- Le défi est de concilier la montée en débit et la réutilisation de l'infrastructure existante.

Pour toutes ces raisons, le TDM-PON pourrait être considéré comme une solution attractive uniquement pour un débit inférieur ou égal à 10 Gbit/s. Par conséquent, l’utilisation de la longueur d’onde est envisagée pour un débit agrégé de 40 Gbit/s dans l’accès.

2.2. LE MULTIPLEXAGE EN LONGUEUR D'ONDE (WDM-PON)

Le multiplexage en longueur d'onde du réseau optique passif ou WDM (pour Wavelength Division Multiplexing) est possiblement la prochaine génération de solution pour les réseaux d'accès. Nous nous intéressons dans les paragraphes qui suivent à cette architecture WDM. Nous commençons par une présentation générale de la solution. Puis, les différents types d'architectures de distribution de réseau optique (ou ODN) possibles pour réaliser la fonction de multiplexage en longueur d'onde seront étudiés avec leurs avantages et leurs inconvénients.

2.2.1. LE PRINCIPE DU WDM

Le multiplexage en longueur d'onde WDM permet le partage du réseau en utilisant la longueur d'onde comme composante de multiplexage, c'est-à-dire que chaque client se voit attribuer une longueur d'onde spécifique (cf. Figure 2-2). Dans l'architecture WDM PON, les ONTs peuvent fonctionner à différentes longueurs d'onde, ce qui permet d'atteindre un débit élevé de transmission.

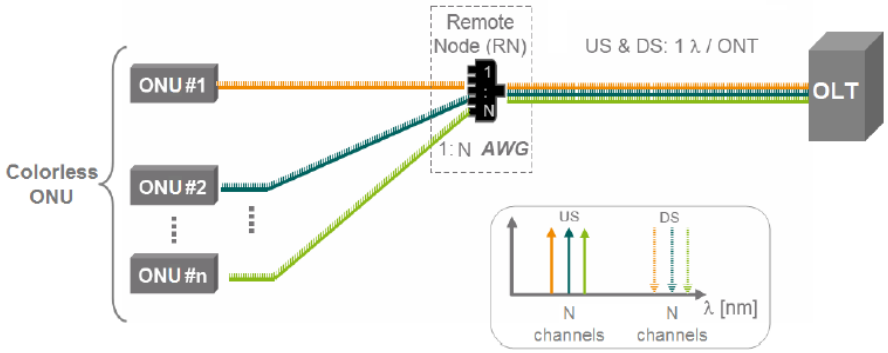


Figure 2—2 : Architecture PON base sur le multiplexage en longueur d'onde WDM

La capacité totale de la bande passante du système d'accès est multipliée par le nombre de longueurs d'onde multiplexées sur la fibre. Ces signaux optiques sont ensuite séparés (ou démultiplexés) dans des fibres différentes.

Sens descendant

L'OLT émet toutes les longueurs d'onde sur la même fibre partagée. Dans le cas de l'utilisation d'un coupleur dans le point de répartition (appelé « Remote Node (RN) » en anglais), ce composant divise la puissance et distribue l'ensemble des longueurs d'ondes vers chaque foyer connecté. Un filtre en longueur d'onde au niveau de l'ONU permet ensuite de sélectionner la longueur d'onde dédiée à chaque client. Si on utilise un répartiteur de longueur d'onde ou un démultiplexeur de type AWG (Arrayed Waveguide Grating) dans le RN, chaque ONU reçoit une longueur d'onde dédiée.

Sens montant

Dans le sens montant, les ONUs renvoient des longueurs d'onde différentes vers l'OLT. L'acronyme WDMA (Wavelength Division Multiple Acces) désigne l'accès multiple en longueur d'onde dans le sens montant.

On rencontre deux principales variantes du WDM : le DWDM (Dense Wavelength Division Multiplexing) et le CWDM (Coarse Wavelength Division Multiplexing).

➢ Le *Coarse WDM (CWDM)* utilise des longueurs d'onde multiples espacées de 20 nm comme le montre la Figure 2-3.

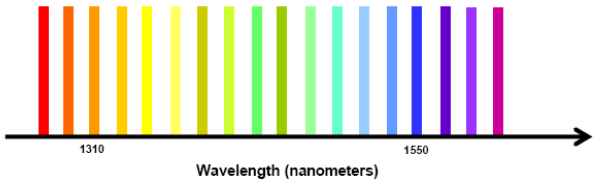


Figure 2—3 : Longueurs d'onde Coarse WDM

L'ITU dans la Référence [Itu3] spécifie 18 longueurs d'ondes CWDM allant de 1271 nm à 1611 nm. Les émetteurs, les multiplexeurs optiques et démultiplexeurs sont définis à ces longueurs d'onde. Ils ne nécessitent pas un contrôle étroit en longueur d'onde, ce qui explique leur coût moins élevé par rapport aux équipements DWDM.

➢ Le *Dense WDM (CWDM)* utilise plusieurs longueurs d'ondes faiblement espacées comparées à la solution CWDM, et elles sont habituellement localisées dans la Bande C, dans la gamme de longueur d'onde située entre 1530 nm et 1565 nm comme le montre la Figure 2-4.

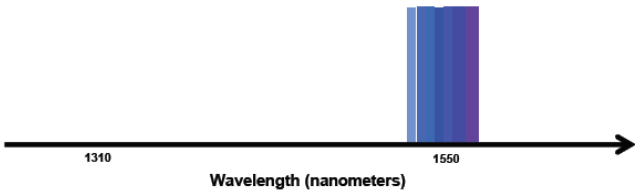


Figure 2—4 : Longueurs d'onde Dense WDM

L'ITU [Itu4] spécifie le centre des longueurs d'onde du DWDM. Pratiquement, dans les déploiements de DWDM observés à ce jour, les fréquences sont espacées de 100 GHz (soit approximativement 0.8 nm), ce qui autorise 40 longueurs d'onde dans la bande C. Le DWDM requiert des émetteurs optiques, des (dé)multiplexeurs qui ont un contrôle strict sur la température et donc sur la longueur d'onde. Mais un des avantages du DWDM est le gain dans la région de l'EDFA (Amplificateur à Fibre dopée Erbium) qui correspond à la bande C. Les longueurs d'onde peuvent être amplifiées pour compenser les pertes dues à la longue distance de transmission des fibres ou /et les pertes passives élevées (pertes du coupleur, du multiplexeur, etc…). Dans le cas du DWDM, l'ONT nécessite des lasers onéreux, de fréquence stable et avec un contrôle de température.

2.2.2. LES APPORTS DU WDM

Le WDM répond aux besoins d'augmentation de débits et de taux de partage dans le réseau d'accès.

- La limite en débit imposée par le TDM peut être dépassée en introduisant le WDM et en affectant une longueur d'onde par utilisateur, ce qui revient à faire du point à point en longueur d'onde. Nous cumulons ainsi les avantages du point à point (c'est-à-dire un débit pouvant être amélioré de 100 Mbit/s à 2.5 Gbit/s, une couche MAC simplifiée, l'absence de problème de synchronisation et le bénéfice de la mutualisation de la fibre.
- La souplesse de multiplexage permet de superposer des adressages différents en fonction du type de clients (FFTx), des services (voix, données, vidéo ...), des technologies finales (xDSL, Wireless, Ethernet…).
- Le WDM permet une indépendance vis-à-vis protocoles et une indépendance entre canaux.
- De plus, cette technique permet une plus grande concentration des clients sur un même lien principal (augmentation de la portée et du nombre de clients) et la localisation de panne est plus aisée que lorsqu'il y a partage de la longueur d'onde.

2.2.3. LES 3 TYPES D'ARCHITECTURES WDM POSSIBLES

Dans le cas du WDM, il existe des nuances et des variantes, en particulier au niveau du composant de répartition qui peut être un *coupleur* ou un *multiplexeur*. De ces deux techniques vont découler trois architectures majeures : (i) l'architecture "*broadcast and select*" avec un coupleur, (ii) l'architecture à *démultiplexage spatial* avec un multiplexeur en longueur d'onde, et (iii) l'*architecture hybride* qui consiste à superposer plusieurs TDM PON grâce au WDM, ce qu'on appellera PON WDM-TDM. Ces particularités seront analysées dans cette partie.

2.2.3.1. L'ARCHITECTURE « BROADCAST AND SELECT »

Il est possible que l'évolution du PON continue à être basée sur un réseau de distribution optique (ou ODN) avec "coupleur" comme dans le G-PON et le XG-PON (cf. Figure 2-5). Cette architecture est avantageuse car elle permet une évolution aisée de l'architecture PON actuelle. Le même élément principal qui est dans le G-PON actuel, à savoir le coupleur 1 : N passif et achromatique, est conservé. Ce dernier va diffuser les longueurs d'onde vers tous les ONU (« *broadcast* »). Chaque abonné reçoit toutes les longueurs d'onde mais un filtre optique différent chez chaque client permet de sélectionner la longueur d'onde qui lui est attribuée (« *select* »). C'est donc l'architecture « *broadcast and select* ».

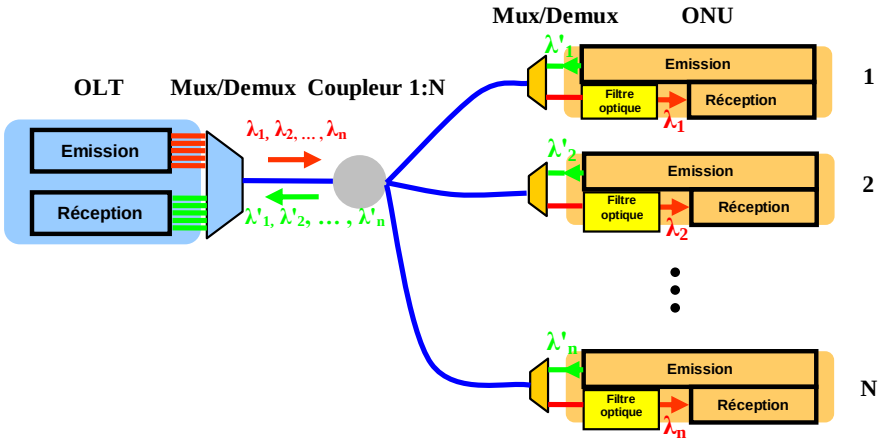


Figure 2—5 : Architecture PON WDM bidirectionnelle "broadcast and select"

Cette architecture « *broadcast an select* » avec un ODN à base de coupleur présente des points forts et des inconvénients.

AVANTAGES WDM PON AVEC ARCHITECTURE "BROADCAST AND SELECT"

- Le coupleur est un composant passif peu cher (comparé à un multiplexeur) et est déjà le composant principal des autres alternatives PON, ce qui peut donc favoriser son utilisation dans les réseaux WDM
- L'intérêt de la diffusion en longueur d'onde est toujours présent
- L'architecture est très flexible et favorable à la reconfiguration
- L'intérêt de réutiliser la même infrastructure pour les flux montants et descendants se comprend par l'économie réalisée en termes de composants et de fibres.

INCONVENIENTS WDM PON AVEC ARCHITECTURE "BROADCAST AND SELECT"

- Les pertes du coupleur sont proportionnelles au nombre de ports. Le passage par le coupleur, qui fait office de multiplexeur entraîne ainsi des pertes de puissance importantes pour chaque canal.

  Pour un coupleur 1 vers N, les pertes s'expriment par :

  $$Pertes\ du\ Coupleur = 3 * log_2(N) dB$$

  Ce qui donne 15 dB de pertes pour un partage entre N=32 utilisateurs. Le budget de liaison est donc très affecté par le passage dans le coupleur,

- La confidentialité des données n'est pas garantie car tous les clients reçoivent les informations.

- Un autre inconvénient de l'architecture "*broadcast and select*" est qu'il faut autant de filtres en longueur d'onde différents que d'abonnés raccordés au coupleur. Une solution plus souple est d'avoir un filtre optique accordable chez chaque abonné et d'accorder la longueur d'onde de filtrage correctement à distance. Ceci permet d'avoir des modules identiques appelés *ONUs achromatiques* chez le client. La production de masse de ce type de filtre à l'ONU entraîne la baisse des coûts. Plusieurs solutions pour l'émission à l'ONU sont possibles, nous détaillerons ces solutions plus tard dans le Chapitre 3.

2.2.3.2. L'ARCHITECTURE A BASE DE REPARTITEUR EN LONGUEURS D'ONDE : DEMULTIPLEXAGE SPATIAL

Le principe de cette technique consiste d'abord à multiplexer les longueurs d'onde descendantes à l'OLT et à les faire se propager sur la fibre de distribution jusqu'au sous répartiteur. Dans ce dernier, un démultiplexeur sépare les longueurs d'onde et envoie chacune d'elles vers le client qui lui correspond, qui reçoit donc uniquement ses données. Il s'agit d'une architecture en arbre comme le révèle la Figure 2.6.

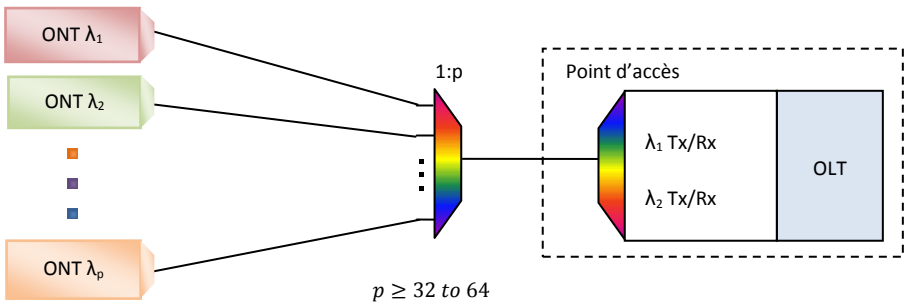


Figure 2—6 : Exemple de PON avec un ODN utilisant un répartiteur en longueur d'ondes

Le multiplexeur optique doit être un dispositif passif avec un ou plusieurs étages de multiplexage. L'athermicité passive, le nombre de ports optiques et l'espacement entre les longueurs d'onde sont les paramètres clés de l'ODN.

Pour le sens montant, chaque client a un laser de longueur d'onde différente qui correspond au port du multiplexeur sur lequel il est connecté. Tous les signaux montants sont multiplexés puis envoyés sur la fibre principale et ensuite démultiplexés à l'OLT.

Utilisation de l'AWG périodique comme répartiteur de longueurs d'onde

Une technologie très intéressante de multiplexage dans le WDM PON est l'AWG (Arrayed Waveguide Grating). L'AWG est un composant planaire (PLC : Planar Lightwave Circuit) dont la périodicité peut être utilisée très facilement pour faire passer plusieurs longueurs d'onde par le même port de sortie. La Figure 2-7 illustre le cas d'un WDM PON avec un AWG.

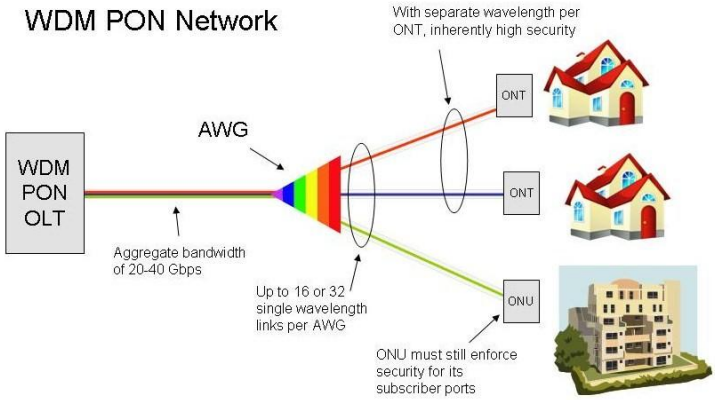


Figure 2—7: Exemple of NG-PON utilisant un AWG

La périodicité est égale à l'ISL ou Intervalle Spectral Libre (FSR ou Free Spectral Range en anglais) et il suffit que l'écart entre les longueurs d'onde soit un multiple entier de l'ISL pour que les deux longueurs d'onde soient routées de la même façon. Il est donc ainsi possible de faire passer par le même port une longueur d'onde autour de 1.3 µm et une autre autour de 1.5 µm pourvu qu'elles soient espacées de x fois la valeur de l'ISL

Le démultiplexage spatial présente des avantages et des limites.

AVANTAGES WDM PON AVEC DEMULTIPLEXAGE SPATIAL

- Le récepteur est le même chez chaque abonné (un seul filtre large bande est nécessaire).
- La confidentialité des informations est élevée dans la mesure où l'abonné ne reçoit que les informations qui le concernent. Il faut cependant apporter une nuance car il existe une diaphotie entre canaux WDM, donc un abonné reçoit une faible puissance de la longueur d'onde voisine mais celle-ci est généralement (25 à 30 dB) inférieure à la puissance du canal principal. La récupération illicite de ces données est donc difficile.
- Cette structure permet d'atteindre un maximum d'efficacité en bande passante par client. De plus, les pertes optiques du multiplexeur sont indépendantes du nombre de ports de sortie. Pour un AWG les pertes sont en général de l'ordre de 3,5 à 5 dB.

INCONVENIENTS WDM AVEC DEMULTIPLEXAGE SPATIAL

- La solution est figée car lorsqu'un client est connecté à un port du multiplexeur, une longueur d'onde lui est attribuée physiquement et il est impossible d'en changer à moins de le brancher sur un autre port.
- Dans la solution WDM, le partage de la bande passante totale n'est pas flexible et efficace entre plusieurs abonnés. Cela peut amener à gaspiller les ressources disponibles.
- En ce qui concerne le nombre de clients par PON WDM, la principale limite de cette architecture est le nombre de longueurs d'onde disponibles contrairement à l'architecture "broadcast and select" où l'atténuation du coupleur est la principale limite physique. Si on considère une seule longueur d'onde par abonné, l'utilisation des bandes C et L (60 nm au

total), et un espacement entre canaux de 50 GHz (0.4 nm), on arrive à 150 canaux (grille DWDM : norme G694.1).

Il est important de noter que l'avènement du WDM dans le réseau d'accès ne pourrait se faire brusquement. En effet, il est essentiel pour les opérateurs et fournisseurs d'accès qui déploient actuellement le réseau TDM PON, de rentabiliser le réseau en cours de déploiement et donc de réintégrer les équipements déjà installés dans la nouvelle génération.

2.2.3.3. L'ARCHITECTURE HYBRIDE OU WDM-TDM PON

Pour augmenter la bande passante allouée à chaque utilisateur, la combinaison entre le partage temporel et le partage en longueur d'onde dans la même architecture représente une des solutions futures pour la nouvelle génération du réseau d'accès NGA (Next Generation of Access). On parle alors d'un WDM-TDM PON ou PON hybride. L'ODN, illustré à la Figure 2-8, se compose d'une étape de démultiplexage de longueur d'onde dans le sens descendant avec chacune des "p" longueurs d'onde dirigées vers un coupleur 1: m.

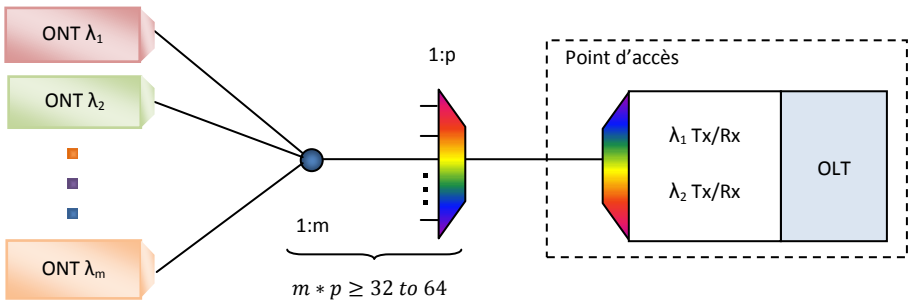


Figure 2—8 : Exemple de WDM hybride avec un diviseur de puissance dans l'ODN pour la NG-PON2

En d'autres termes, le WDM-TDM PON consiste à mettre en parallèle plusieurs PON TDM sur plusieurs longueurs d'onde. L'ODN hybride avec un dispositif de répartition en longueur d'onde et un coupleur de puissance a une perte d'insertion définie par :

$$Pertes\ d'insertion = (3 * log_2(m)dB + L_{WDM})$$

$L_{WDM} \leq 1dB,$ *pour Coarse WDM (CWDM)*

$L_{WDM} = 4dB,$ *pour Dense WDM (DWDM)*

$.L_{WDM}$: *l'excédent de perte de l'étage Wavelength Division Multiplexing (WDM)*

Sens descendant

Du côté des sources (à l'OLT), la présence de multiples longueurs d'onde impose l'utilisation de lasers monomodes dont la longueur d'onde est définie très précisément. Le laser DFB devient donc la source de base du PON WDM. Le laser Fabry Perot a un spectre d'émission trop large, et les VCSEL n'existent pas pour le DWDM. L'introduction de l'amplification

optique est tout à fait envisageable avec un taux de partage important et une portée autour de 100 km.

Sens montant

En ce qui concerne le sens montant, plusieurs possibilités sont offertes mais il est déjà exclu de réutiliser les ONU actuels dans la mesure où il est obligatoire d'avoir une longueur d'onde différente par PON. Des solutions pour avoir un *« ONU achromatique »* seront exposées dans le Chapitre 3.

Comme pour les autres architectures WDM, on présente ci-après les avantages et les inconvénients du PON WDM-TDM.

AVANTAGES WDM-TDM PON

- Cette architecture WDM-TDM PON a pour intérêt de réutiliser l'infrastructure et les ressources déjà existantes comme :
  - les coupleurs
  - les photodiodes large bande qui opèrent aussi bien à 1,3 µm qu'à 1,55 µm
  - les modules électroniques de synchronisation pour le TDM dans le sens descendant et le TDMA dans le sens remontant.
- Ce type d'architecture permet de mutualiser les kilomètres de fibres parcourues par plusieurs réseaux TDM ainsi que la concentration de tous les OLTs dans le même central.
- Pour ce système hybride, nous retrouvons les avantages de deux technologies PON discutées précédemment. Premièrement, la bande-passante totale disponible est très élevée grâce à la technologie WDM, et deuxièmement il est possible de partager de manière flexible et efficace, le débit porté par une longueur d'onde entre K abonnés dans une branche, grâce à la technologie TDM.
- Cette technologie hybride permet d'augmenter considérablement le nombre d'abonnés servis par un réseau PON.

INCONVENIENTS WDM-TDM PON

- Le principal inconvénient est lié à la complexité de la mise en œuvre des récepteurs en mode rafale (mode « Burst » en anglais) pour le TDM et des émetteurs-récepteurs WDM pour le multiplexage en longueur d'onde.
- Comme pour un système WDM-PON, les ONUs doivent être génériques en longueur d'onde et identiques entre les différents abonnés, c'est-à-dire que les composants optiques pour réaliser les émetteurs « achromatiques » sont nécessaires.
- Il y a aussi le problème de la stabilisation du fonctionnement de l'AWG en température.
- Comme cette architecture hybride est une cascade de WDM-PON et TDM-PON, les pertes optiques totales du système comprenant celles de l'AWG et des coupleurs sont élevées.

- Par la suite des composants émetteurs-récepteurs WDM de très hautes performances sont requises pour pouvoir supporter un budget optique important.

Des études antérieures menées sur le WDM-TDM PON (Figure 2.9) ont démontré un débit de transmission à 10 Gbit/s et un nombre de clients desservis qui s'élève à 1088 pour une portée de 110 km via des ONUs « colorless » : achromatiques et avec amplification optique [Ma5].

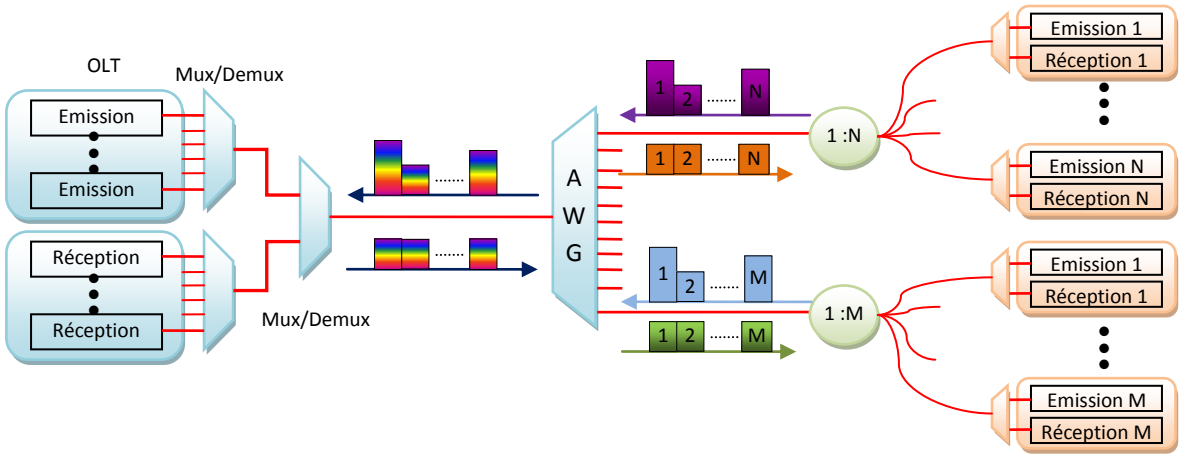


Figure 2—9: Principe de l'architecture WDM-TDMA PON dans le sens montant

Sans amplification, le budget optique est donc tout juste réalisable. L'amplification peut aussi se faire à l'OLT juste après le laser (en « booster »), de façon à avoir une puissance en sortie à l'OLT de 15 ou 20 dBm. Le problème qui peut alors survenir est une trop forte puissance optique s'il y a beaucoup de longueurs d'onde et donc l'apparition d'effets non linéaires.

Nous verrons plus tard dans le Chapitre 4, une configuration particulière basée sur le PON hybride ou WDM TDM PON, sans amplification, qui a été développée durant la thèse.

SYNTHESE SUR LE WDM

Cette section passe en revue les grandes classes d'options architecturales du WDM PON, dont la disponibilité commerciale dans les prochaines années pourrait influencer le choix de l'architecture NG-PON2. En quelques mots le WDM(A) PON consiste à attribuer une ou deux longueurs d'onde par client pour la voie descendante et la voie montante. Le WDM PON possède une bande-passante très élevée, jusqu'à un débit de l'ordre de 10 Gbit/s et plus par client. Aussi, le fait que chaque abonné communique sur une longueur d'onde spécifique permet de garantir une excellente sécurité au niveau de la couche physique, d'éviter la collision entre les abonnés. De plus, avec cette solution à base de multiplexage en longueur d'onde, on peut obtenir une transparence au niveau du protocole entre les différents ONUs.

Par conséquent, le WDM est considéré actuellement comme une solution attractive pour la future génération d'accès optique, qui peut satisfaire la demande de débit très élevé (quelques Gbit/s par abonné). Son inconvénient majeur est en revanche le coût élevé des sous-systèmes d'émetteur-récepteur.

L'idée du PON hybride ou PON WDM-TDM est d'utiliser à la fois les avantages de l'allocation dynamique de la bande passante dans le TDM et la capacité du WDM pour augmenter le nombre de clients par PON.

Bien évidemment, les composants optiques WDM sont beaucoup plus coûteux quand ils sont comparés aux "composants achromatiques" ou "colorless" que nous étudierons en détail dans la section 3.5.

2.3. LA TECHNIQUE DE MODULATION OFDM

L'OFDM-PON (pour Orthogonal Frequency Division Multiplexing PON) est actuellement considéré comme une solution prometteuse pour les futurs systèmes PON à ultra haut-débit (40/100 Gbit/s) [Cvi1]. Cette technique de modulation est utilisée dans différents systèmes de communications comme le système d'accès ADSL [Ad1, Ad2], le système de communications domestiques par courant porteur CPL, et notamment les systèmes de communications radio du type Wi-Fi, WiMAX, UWB, DVB-T (Digital Video Broadcasting - Terrestre) et plus récemment le système radio mobile de 4ème génération, le LTE. L'OFDM est aujourd'hui un format de modulation plébiscité, reconnu et utilisé dans le monde entier.

2.3.1. LE PRINCIPE DE L'OFDM

Le format de modulation OFDM est une solution rendue possible suite à l'évolution récente des DAC et ADC combinée au progrès des DSP. Alors que le WDM est un multiplexage en longueurs d'onde, l'OFDM est un multiplexage en radio fréquence ou peut être directement réalisé en optique. L'OFDM pourrait être un cas particulier de la modulation FDM (Frequency Division Multiplexing) comme le montre la Figure 2-10, où le signal est divisé en canaux indépendants et chaque canal est modulé séparément avant d'être multiplexé en fréquence. L'OFDM ajoute par rapport à la modulation FDM une règle d'orthogonalité entre les sous porteuses.

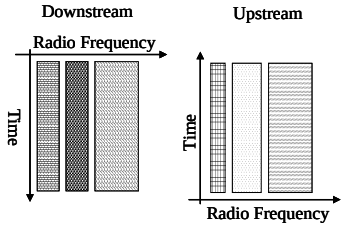


Figure 2—10 : Principe du FDM

L'OFDM adopte une approche "diviser et allouer" basée sur l'utilisation d'un grand nombre (plusieurs milliers) de sous-porteuses à faible débit.

Chaque sous-porteuse du signal OFDM est modulée par un format de modulation de phase appelé PSK (Phase Shift Keying) comme l'illustre la Figure 2-11 ou de modulation d'amplitude appelé QAM (Quadrature Amplitude Modulation) expliqué dans la Figure 2-12. En modulant l'amplitude de deux signaux en quadrature sur L niveaux on obtient une modulation M-QAM où M vaut L^2.

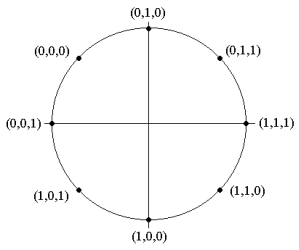


Figure 2—11 : constellation de modulation 8-PSK

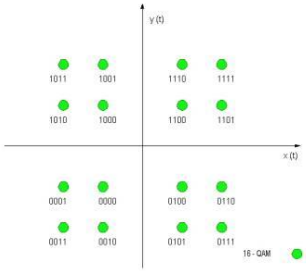


Figure 2—12 : Constellation de modulation 16 QAM ; modulation sur 4 niveau (L=4)

2.3.1.1. L'OFDM OFFRANT UNE EFFICACITE DE BANDE PASSANTE

Le signal OFDM est constitué de N porteuses espacées de 1/T et modulées chacune avec une rapidité de modulation 1/T, de manière synchrone (horloges en phase). A l'instant d'échantillonnage sur un canal, il n'existe plus d'interférence inter-symbole et d'interférence inter-canaux. Les sous-porteuses sont modulées à un débit bien plus faible que le débit total à transmettre puisque celui-ci est partagé entre un grand nombre de sous-porteuses..

La Figure 2-13 ci-dessous montre le spectre d'un multiplex OFDM (cas de cinq sous-porteuses).

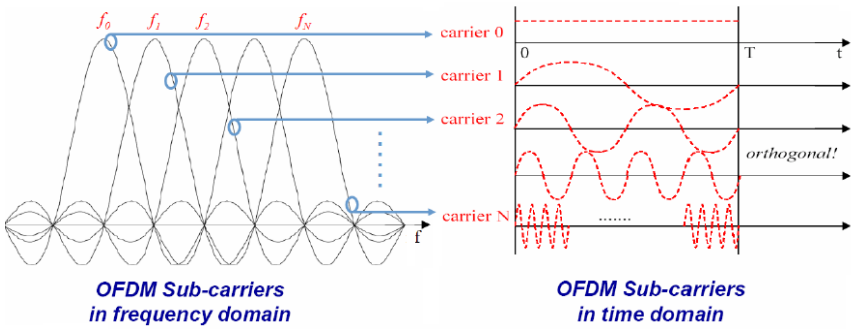


Figure 2—13 : Principe du multiplexage par porteuses du type OFDM

Les impulsions temporelles sont rectangulaires et l'IFFT d'une fonction rectangulaire est la fonction sinus cardinal. Comme on peut le remarquer sur la Figure 2-13, la forme du spectre est une somme de fonctions sinus cardinal [Du3].

On note une double orthogonalité en temps et en fréquence. En d'autres termes, en sortie du récepteur du canal *n* à l'instant *Tm*, on trouve la donnée $a_{k,n}$ multipliée par un facteur qui est l'énergie de l'impulsion. Une forme d'impulsion qui vérifie la condition est l'impulsion rectangulaire de durée *T*.

La propriété d'orthogonalité permet de superposer les fréquences et on gagne ainsi en termes d'efficacité spectrale (bit/s/Hz). Grâce à cette même propriété d'orthogonalité, l'interférence entre canaux est annulée.

Le faible débit par canal réduit l'effet du milieu et donc l'ISI (Inter Symbol Interference) causée par la dispersion chromatique à une simple atténuation et un déphasage, faciles à égaliser.

Pour le système de transmission à ultra haut-débit dans le réseau cœur, cette technologie OFDM est aussi considérée comme un candidat au fort potentiel pour monter en débit jusqu'à l'ordre du Tbit/s [Cha9].

La Figure 2-14 ci-dessous qui donne un exemple d'utilisation de l'OFDM dans le PON, à chaque abonné est attribué un certain nombre de sous-porteuses spécifiques. Pour la voie descendante, l'OLT procède avec l'ensemble des porteuses et les ONUs extraient les sous-porteuses qui leur sont destinées en fréquence et dans le temps.

Pour la voie montante, chaque abonné émet son trafic sur une gamme de fréquence et de temps comme nous le montre la Figure 2.14 suivante.

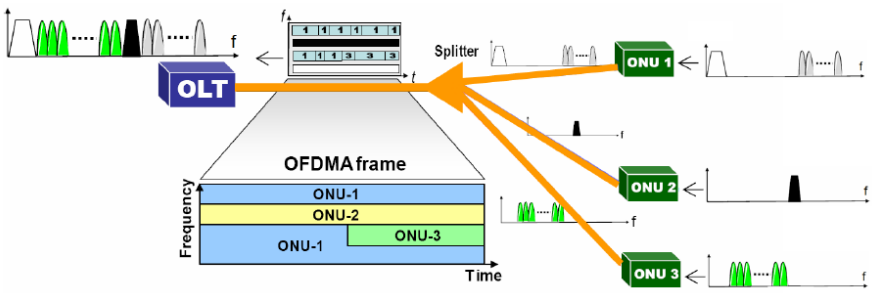


Figure 2—14 : Schéma de principe de l'OFDMA-PON

2.3.1.2. MODELISATION

Modulation

Rappelons que le principe de l'OFDM repose sur la transmission de données numériques en parallèle, l'ensemble étant modulé sur un grand nombre de sous-porteuses à faible débit.

Considérant que le multiplex OFDM a une bande à peu près égale à N/T (on néglige les effets de bord), il peut être représenté sans perte d'information par la suite de ses échantillons aux instants multiples de T/N. On pourra ensuite, à partir de ces échantillons, reconstituer le signal analogique à émettre en les faisant passer dans un convertisseur numérique-analogique, suivi d'un modulateur qui multipliera par $\exp 2i\pi f_0 t$

Considérons une porteuse à la fréquence $f_0 + \frac{l}{T}$ et rect (t) est l'impulsion rectangulaire de durée T.

Le signal porté par le canal à la fréquence l/T peut s'écrire :

$$\sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_{kl}\, rect(t-kT) e^{2i\pi\left(f_0+\frac{l}{T}\right)t}$$

Le signal OFDM en entier s'écrit :

$$s(t) = \sum_{l=0}^{N-1} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_{kl} rect(t-kT) e^{2i\pi\left(f_0+\frac{l}{T}\right)t}$$

s(t) : est le signal analogique

k,l : les deux indices en fréquence et en temps

En considérant que le spectre a une bande finie de fréquence $\frac{N}{T}$, on obtient ainsi des échantillons.

Le signal à l'instant test représenté par ses échantillons :

$$s_k = s\left(k\frac{T}{N}\right) = \sum_{l=0}^{N-1} a_{k,l}\, e^{2i\pi\frac{lk}{N}}$$

A partir de cette formule, on peut établir la relation :

$$s_k \overset{DFT^{-1}}{\Longleftrightarrow} \{a_{kl}\}$$

Le fait que l'espacement entre canaux soit 1/*T* permet de fabriquer le multiplex OFDM globalement, en utilisant la transformée de Fourier discrète, sans opération analogique. De cette manière la suite d'échantillons est convertie en suite analogique. Pour l'opération inverse, celle de la démodulation du signal la suite analogique est transformée en suite d'échantillons.
On construit donc les échantillons de la tranche temporelle sur [0,T[du signal émis (à un facteur près) en effectuant la transformée de Fourier discrète inverse des N données transmises en parallèle sur les N sous-porteuses pendant cet intervalle. On fait séquentiellement la même opération sur tous les temps symboles [kT,(k+1)T[.

La mise en œuvre est optimisée en utilisant un algorithme IFFT (Inverse Fast Fourier Transform). Le principe de la modulation est représenté sur la Figure 2-15.

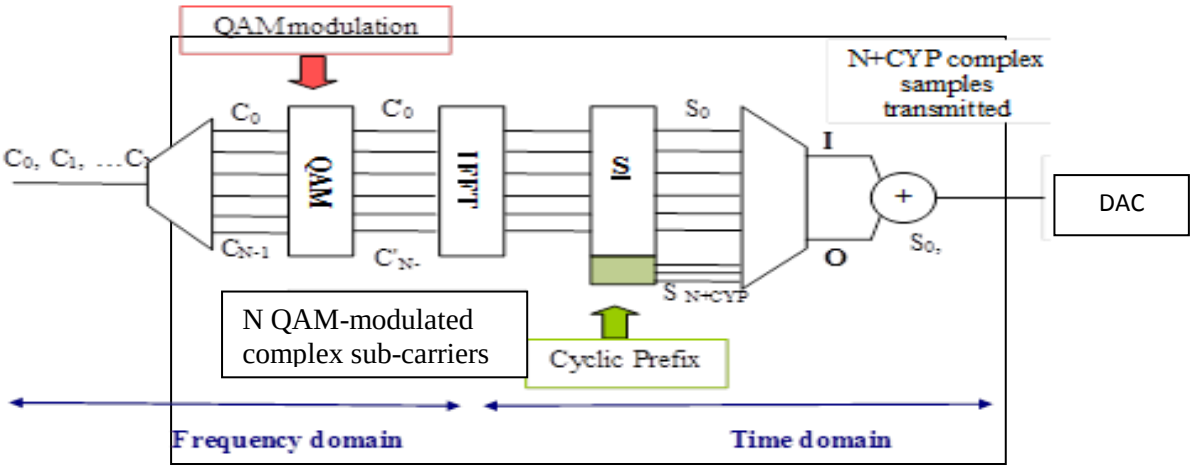


Figure 2—15 : Modulation OFDM

Un préfixe cyclique (cf. Section 2.3.3 suivant) est ajouté au symbole OFDM dans le domaine temporel pour accroître la robustesse du signal OFDM contre la dispersion de canal, diminuer l'ISI et faciliter la synchronisation.

Démodulation

On effectue la démodulation en multipliant par le signal de l'oscillateur local exp-2iπ f0t, Cette opération peut être vue comme une transformée de Fourier discrète.
On sait que si s(t) est un signal et S(f) sa transformée de Fourier, le spectre périodifié au pas 1/T a pour coefficients de Fourier (à un facteur près) les échantillons du signal aux instants kT :

$$\frac{1}{T}\sum_{m}[\![S\left(f+\frac{m}{T}\right)]\!] = \sum_{k} s(kT).e^{2i\pi kfT}$$

Les échantillons temporels et fréquentiels se correspondent par une transformée de Fourier Discrète Inverse, à un facteur près.
Ce sont ces relations qui expliquent le rôle de la Transformée de Fourrier Discrète (DFT) dans la génération et le traitement en réception du signal OFDM. La DFT et la DFT inverse relient les échantillons temporels et fréquentiels d'un signal à la fois de durée limitée et à bande limitée. La Figure 2-16 qui suit illustre le principe de démodulation du signal OFDM.

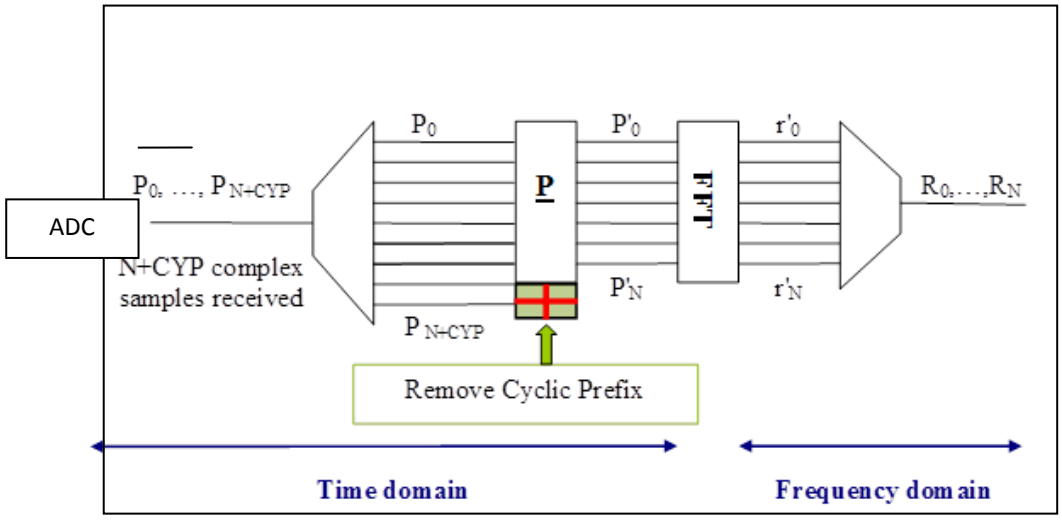


Figure 2—16 : Démodulation OFDM

2.3.1.3. LE PROCEDE DE TRANSMISSION

Le procédé de transmission est résumé par la Figure 2-17 suivant.

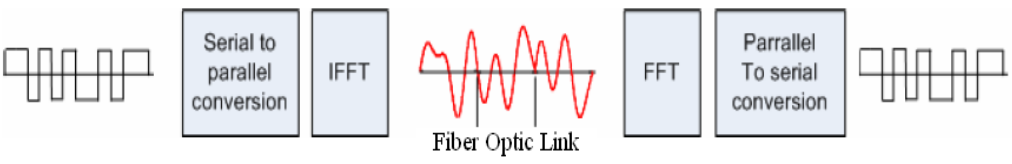


Figure 2—17: Schéma du principe de transmission OFDM

2.3.2. L'AOFDM

L'AOFDM (Adaptive Orthogonal Frequency Division Multiplexing) est une variante de l'OFDM ayant pour propriété de s'adapter au canal afin d'atteindre de meilleures performances en transmission. L'AOFDM proprement dit applique un principe bien connu en communication sur la paire cuivre et déjà utilisé dans la technique du DMT (Discrete Multi Tone) c'est-à-dire le système de modulation multi-porteuses. En effet, le nombre de bits alloués à une sous-porteuse est fonction des performances du canal (rapport signal sur bruit SNR, erreur vectorielle EVM, taux d'erreur binaire BER...) à la fréquence correspondant à cette sous-porteuse. Ainsi on peut optimiser la capacité du canal.

La Figure 2.18 montre un exemple de cartographie adaptative d'une constellation M-QAM en fonction de la réponse E/O d'une liaison optique.

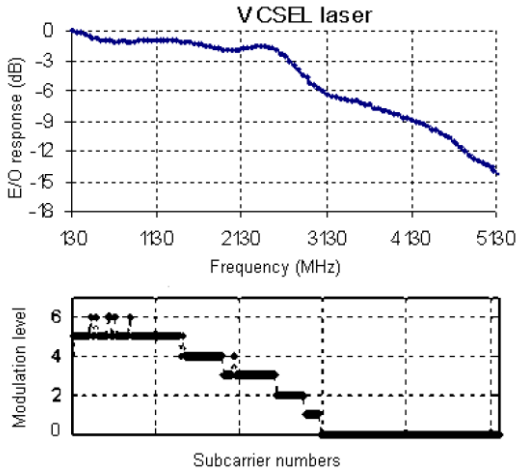


Figure 2—18 : Cartographie de la constellation M-QAM adaptative par sous-porteuse selon la réponse fréquentielle du lien de transmission optique

Chaque sous-porteuse OFDM est traitée par un algorithme dans le domaine fréquentiel pour être modulée en fonction de la réponse du canal. L'AOFDM permet une adaptation rapide à la chaîne, et conduit à une amélioration significative contre la dispersion chromatique dans les fibres. Ces variations lentes de canaux permettent d'effectuer une allocation de débit.

Dans la littérature, différents algorithmes discrets de chargement (de puissance et de bits) sont décrits dans lesquels on essaie d'allouer la meilleure combinaison de puissance et de bits afin de réaliser une capacité maximale. L'algorithme Levin-Campello (LCA) a été choisi pour cette étude [Ca11]. Cet algorithme permet de maximiser la capacité. Sour la contrainte d'une puissance RF fixe en entrée du système, on maximalise la modulation (constellation + débit de codage) afin d'atteindre un BER cible fixé par le FEC.

Le principe de la modulation en AOFDM en bande de base est décrit dans la Figure 2. 19 dans laquelle une moitié des sous-porteuses est modulée de manière adaptative. L'OFDM en bande de base consiste à moduler la seconde moitié par symétrie hermitienne.

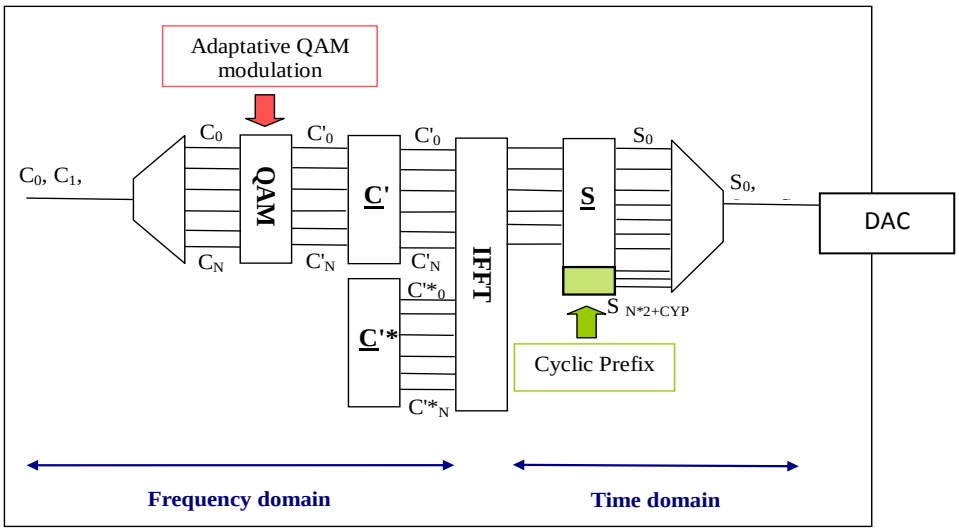


Figure 2—19 : Modulation AMOOFDM en bande de base.

2.3.3. L'INTERVALLE DE GARDE ET LE PREFIXE CYCLIQUE

Dans la pratique, en communication optique, les phénomènes d'ISI (Inter Symbol Interference) sont introduits par la distorsion du canal de transmission due à la dispersion chromatique dans la fibre optique. Par conséquent, l'orthogonalité est difficilement maintenue et les sous-porteuses individuelles ne peuvent pas être séparées au récepteur.
Une solution simple pour pallier ces distorsions est d'augmenter la durée d'un symbole (Tu) ce qui revient à augmenter le nombre de sous-porteuses (car séparées de 1/Tu). Cette méthode s'avére difficile à mettre en œuvre à cause de la stabilité des porteuses et du temps de latence.

2.3.3.1. L'INTERVALLE DE GARDE

Une manière de prévenir l'ISI est de créer un intervalle de garde cyclique (Figure 2.20) où chaque symbole OFDM est précédé d'une extension périodique du signal lui-même. La durée totale d'un symbole est maintenant donnée par :

$$T = Ts + Tg \quad (3)$$

Où *Tg est l'intervalle de garde*
Et *Ts est la durée des symboles utiles.*

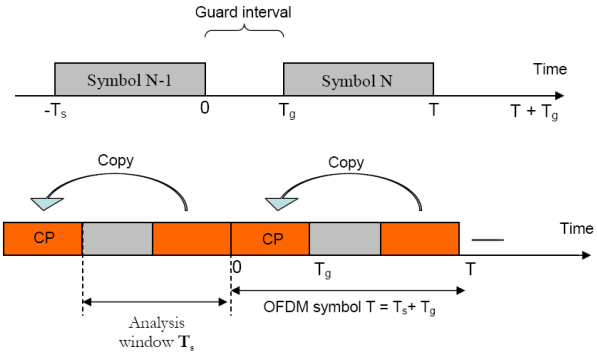


Figure 2—20 : Intervalle de garde et Préfixe cyclique

Lorsque l'intervalle de garde est plus long que la réponse impulsionnelle du canal, ou le retard multitrajet, l'ISI peut être éliminée. Tg est usuellement inférieur à T/4 :

$$Tg < \frac{T}{4} \qquad (4)$$

L'intervalle de garde peut être constitué de « zéros » (ZPS pour Zero Pad Suffix) ou d'un autre signal arbitraire comme le Préfixe Cyclique (CP pour Cyclic Prefix en anglais).

2.3.3.2. LE PREFIXE CYCLIQUE (CP)

Pour faciliter la synchronisation des symboles OFDM à la réception et maintenir ainsi l'orthogonalité entre les différentes sous-porteuses de l'OFDM, le préfixe cyclique (CP) est introduit dans l'intervalle de garde. Le CP est généré en début de symbole OFDM en répétant les Ng derniers échantillons de ce symbole (cf. Figure 2.20). Un symbole OFDM consite ainsi en une série de (N+Ng) échantillons :

$$S_{N-N_g},\ S_{N-N_g+1}\ , \dots , S_{N-1}, S_0, S_1, \dots , S_{N-1} \qquad (5)$$

Où *N est le nombre de sous-porteuses* et *Ng est la longueur du préfixe cyclique.*

La longueur du préfixe cyclique peut être ajustée en fonction de l'effet de la dispersion chromatique du canal. Une longueur trop élevée de Ng entraîne une dimunition du débit car la portion d'échantillons utiles diminue.

2.3.4. LES FORCES ET FAIBLESSES DE LA MODULATION OFDM

AVANTAGES DE L'OFDM

- *Le canal est non sélectif en fréquence et la transmission dans les cas multi-trajets* est efficace. En effet, pour chaque sous-canal orthogonal, le canal peut être considéré comme non sélectif en fréquence. Ainsi il est possible de prendre une décision concernant le bit transmis. Pour lutter contre l'ISI survenant au début d'un symbole OFDM, un préfixe cyclique est introduit entre les symboles OFDM. Cette méthode est essentielle pour les communications multiples.
- *L'efficacité spectrale est élevée :* la bande passante est utilisée de manière optimale en raison de l'orthogonalité des sous porteuses. Ce qui permet d'obtenir un débit important en utilisant des composants optiques à faible bande-passante, et donc à faible coût [Du4].
- *L'OFDM est robuste pour les interférences à bande étroite* car elles n'affectent qu'un faible pourcentage de sous-porteuses.
- Pour un retard de propagation donné, *la complexité de mise en œuvre est moindre* dans le cas où il n'y a qu'une seule porteuse de la transmission
- La modulation est construite à partir *d'un algorithme bien connu et maîtrisé*: la FFT.
- *Le traitement du signal peut être amélioré* : dans le cas d'un canal variant lentement en fonction du temps, la capacité du canal peut être améliorée par l'adaptation du débit transmis par sous-porteuses en fonction du rapport signal sur bruit ou SNR (Signal to Noise Ratio) de la sous-porteuse.
- *Le débit très important et l'infrastructure économique*. En effet une infrastructure optique bas-coût (utilisant un coupleur optique, des émetteurs-récepteurs non colorisés) comme dans le TDM PON est utilisée. Si nous combinons cette technologie avec le multiplexage en longueur d'onde, le système hybride WDM OFDM-PON peut avoir un débit beaucoup plus important.

A côté de ces avantages importants, on cite aussi les points faibles de cette technique.

INCONVENIENTS DE L' OFDM

- Comme la bande est divisée en sous-bandes très étroites, une *synchronisation* étroite est nécessaire.
- *L'OFDM est sensible* au *décalage de fréquences* et *au bruit de phase*.
- La *complexité de l'électronique* est liée aux techniques avancées du traitement numérique du signal DSP (Digital Signal Processing) au niveau du modulateur et démodulateur OFDM, notamment pour réaliser des convertisseurs ADC/DAC et des algorithmes IFFT/FFT. Afin d'obtenir un débit OFDM important, les circuits ADC/DAC à très haute fréquence sont nécessaires (aujourd'hui, l'ADC à 80 GSa/s est disponible sur le marché). Mais les DAC sont plus onéreux.

- Le fait que les circuits électroniques *consomment une énergie significative* est aussi un facteur non négligeable.
- Dans les systèmes de transmission avec modulation multi-porteuse comme l'OFDM, des sous-porteuses modulées indépendamment peuvent s'additionner de manière constructive induisant ainsi une puissance crête élevée du signal temporel comme l'indique la Figure 2.21 ci-dessous. Le PAPR *(Peak To average Power Ratio)* ou *le rapport entre la puissance crête et la puissance moyenne* est le principal inconvénient de la technique OFDM [Ba6].

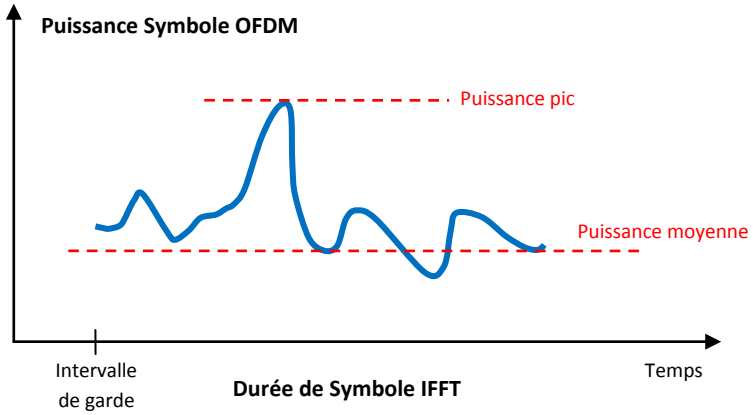


Figure 2—21 : Rapport puissance crête-puissance moyenne (PAPR) OFDM dans un intervalle de symbole

Le PAPR est obtenu via la formule :

$$PAPR_{dB} = 10 \times log_{10}(\frac{Pmax}{P_{average}})$$

Où P_{max} *est la puissance crête (ou pic) exprimée en Watts (en linéaire)*
Et $P_{average}$ *est la puissance moyenne en Watts*

Pour exemple, si chacune des sous-porteuses a une amplitude normalisée maximale de 1, en tenant en compte des formules sur la modulation OFDM précédente, alors dans le cas de 128 sous-porteuses qui sont à leur maximum au même moment, le PAPR global exploserait puisque la valeur crête serait égale à $10 \times \log_{10}(128) = 21$dB.

Le PAPR entraîne par conséquent des contraintes sur la puissance RF modulant la source optique. Des composants optoélectroniques fortement linéaires c'est-à-dire qui fonctionnent sur une large plage de puissance RF (sans compression et sans intermodulation) sont requis.

CLIPPING RATIO

De nombreuses techniques ont été proposées pour réduire le PAPR élevé des systèmes de transmission systèmes OFDM. Certaines méthodes sont basées sur le codage redondant [Sh5]. Sans technique d'amélioration du PAPR, augmenter la puissance moyenne d'un signal OFDM induit un écrêtage du signal, c'est-à-dire à une limitation de la puissance instantanée maximale du signal. Ce phénomène est nommé sous le terme anglais « Clipping ».

Le signal OFDM écrêté peut être représenté comme suit [Li8]:

$$S_{clip}(t) = \begin{cases} s(t) & |s(t)|<A \\ Aexp(j.\arg[s(t)]) & |s(t)|>A \end{cases}$$

Où *A est la valeur à partir de laquelle le signal subit un écrêtage« Clipping »*.
Le « niveau d'écrêtage » ou « clipping ratio » est défini par :

$$R_{dB} = 10 \times log_{10}\left(\frac{Puissance_{instantanée}}{Puissance_{moyenne}}\right)$$

$$R_{dB} = 10 \times log_{10}\left(\frac{[Amplitude\ (ou\ Tension)]^2}{[Amplitude_{moyenne}]^2}\right)$$

SYNTHESE SUR L'OFDM

En résumé, l'OFDM adopte une approche basée sur l'utilisation d'un grand nombre de sous-porteuses qui sont individuellement modulées à l'aide du format OOK (On-Off Keying) ou PSK, ou de la modulation d'amplitude en quadrature (M-QAM). L'OFDM est un cas particulier de FDM qui repose sur l'utilisation de sous-porteuses orthogonales.

L'AOFDM, une variante de l'OFDM, s'adapte au canal pour viser de meilleures performances en transmission. Cette solution permet d'atteindre un rendement spectral de l'ordre de 4 bit/s/Hz.

2.4. L'EGALISATION ELECTRONIQUE

Du fait de la montée en débit, les systèmes de télécommunication par fibre optique sont confrontés au phénomène d'interférences entre symboles ou ISI Ce phénomène est causé principalement par la dispersion chromatique, la dispersion modale et la dispersion de polarisation dans les fibres optiques. Pour accompagner la migration vers les nouvelles générations de réseaux d'accès et afin de résoudre les problèmes d'ISI, les recherches continuent sur les technologies optoélectroniques. Les technologies hybrides associant l'optique et l'électronique s'avèrent attractifs à cause du débit offert et du coût inférieur à celui de l'électronique rapide. Plusieurs approches permettent de compenser ces dispersions dans les fibres pour le haut débit.

Ce chapitre présente en particulier, la technique de l'égalisation électronique. Dans un premier temps, nous nous focalisons sur les effets linéaires qui limitent les systèmes haut débit. Puis, on mettra en évidence les solutions pour compenser la dispersion chromatique, principale source de l'ISI. Ensuite nous nous intéresserons aux intérêts d'utiliser l'égaliseur. Enfin, le principe de l'égalisation électronique en décrivant les filtres FFE et DFE qui composent le module utilisé au cours de nos expérimentations sera détaillé.

Nous allons commencer par aborder les effets physiques qui limitent la transmission à haut débit.

2.4.1. LES EFFETS LINEAIRES DUS A LA MONTEE EN DEBIT

Lorsqu'on augmente le débit des effets linéaires et non linéaires vont s'accentuer. Les limites de transmission en considérant uniquement les effets linéaires seront détaillées ci-après. Une étude de la montée en débit pour une transmission monocanal sera présentée.

2.4.1.1. L'EFFET DE LA DISPERSION CHROMATIQUE

Dans ce paragraphe, nous allons présenter une analyse simple de l'effet de la dispersion chromatique de la fibre optique sur la forme des impulsions au cours de leur propagation.

Considérons par exemple le cas d'une impulsion gaussienne. Dans le domaine temporel, l'équation du champ d'impulsion d'entrée sera la suivante :

$$\text{En } z=0 : \; A(0,t) = \exp\left(-\frac{t^2}{2T_0{}^2}\right)$$

Où T_0 représente la moitié de la largeur de l'impulsion à 1/e de l'intensité maximale.

Après la propagation sur une distance z, l'équation de l'impulsion devient la suivante :

$$\text{En } z\neq 0 : \; A(z,t) = \frac{T_0}{\sqrt{T_0{}^2 + i\beta_2 z}} \exp\left(-\frac{t^2}{2\left[T_0{}^2 + i\beta_2 z\right]}\right)$$

Où β2 (ps²/km) est la dérivée seconde du vecteur d'onde en fonction de la pulsation ω. β2 est la dispersion de la vitesse de groupe (GVD).

On constate que l'impulsion reste gaussienne. En revanche, son amplitude diminue, sa largeur augmente avec z et sa phase varie en fonction de t². La moitié de la largeur de l'impulsion à $1/e$ en cours de sa propagation dans la fibre s'écrit comme suit :

$$T_1 = T_0\sqrt{1+\frac{\beta_2{}^2 z^2}{T_0^4}}$$

On définit la longueur de dispersion comme la longueur de propagation pour laquelle la largeur de l'impulsion s'élargit de $\sqrt{2}$ telle que :

$$L_D = \frac{T_0{}^2}{|\beta_2|}$$

En utilisant l'expression de la distance de dispersion, la largeur de l'impulsion devient :

$$T_1 = T_0\sqrt{1+\left(\frac{z}{L_D}\right)^2}$$

Pour $z = L_D$,

$$T_1(z = L_D) = T_0\sqrt{2}$$

Ainsi, si une impulsion a une largeur temporelle est égale à 25 ps en entrée de la fibre, cette largeur sera égale à 35 ps après le parcours de la distance de dispersion égale à 30,6 km pour une fibre monomode standard ($\beta_2(1{,}55\mu m) = -20{,}4\, ps^2/km$).

La Figure 2-29 montre le profil temporel d'une impulsion gaussienne avant et après sa propagation dans un milieu dispersif. L'évolution du spectre fréquentiel montre la baisse de l'amplitude de l'impulsion. Cette baisse d'amplitude affecte le rapport signal sur bruit optique qui diminue à son tour.

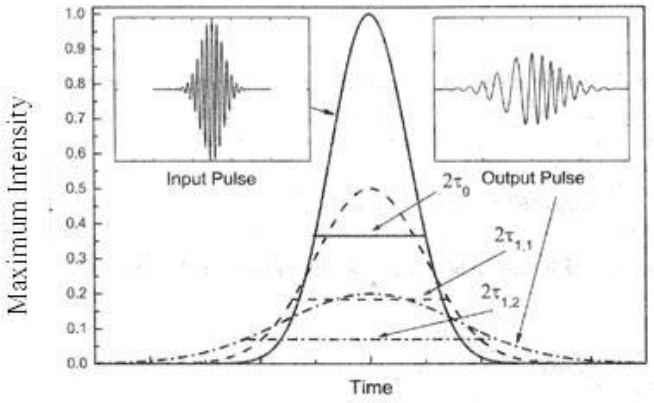


Figure 2—22 : Elargissement temporel d'une impulsion d'enveloppe gaussienne après propagation dans une fibre [Sc10]

Un phénomène d'interférence entre les bits peut se rajouter si l'élargissement de l'impulsion dépasse le quart du temps bit [Ag11].

Cette condition peut être traduite sous l'équation suivante :

$$B\sqrt{|\beta_2|L} \leq \frac{1}{4}$$

Où B représente le débit de transmission du système et L la longueur de fibre utilisée.

Dans cette formule, la dérivée seconde du vecteur d'onde peut être écrite en fonction du paramètre de la dispersion chromatique D.

En effet, $D(ps/nm/km) = \frac{d\tau_g}{d\lambda} = -\frac{2\pi c}{\lambda^2}\beta_2$

On en déduit alors la longueur de fibre maximale pour éviter les problèmes de recouvrement entre symboles :

$$L_{\max,DC} \leq \frac{2\pi c}{4^2 B^2 |D| \lambda^2}$$

Dans une fibre monomode standard (G.652) avec un paramètre $D = -17\,ps/nm/km$, la distance de transmission maximale sera égale à environ 29 km pour un débit à 10 Gbit/s tandis qu'elle ne sera que de 1.8 km à 40 Gbit/s.

2.4.1.2. L'EFFET DU CHIRP LASER

Lorsqu'un laser est modulé directement, la fréquence subit un changement dû aux variations de gain dans la cavité laser. Ces variations sont induites par les fluctuations de la densité de porteurs. Ces dernières provoquent aussi des variations de l'indice de réfraction et de la phase du signal optique. En effet, l'indice de réfraction dépend de la densité de porteurs.

Les fluctuations de la densité de porteurs sont converties en fluctuations de fréquence. Le paramètre de « chirp » ou coefficient de couplage amplitude-phase détermine le rapport entre le changement d'indice de réfraction et le gain :

$$\alpha_{chirp} = \frac{dn/dN}{dG/dN}$$

Où *n : est l'indice de réfraction de la cavité laser*
N : est le nombre de porteurs
G : est le gain du laser

Le « chirp » provoque un changement dans la fréquence instantanée. Le paramètre de « chirp » des valeurs de 2 à 8 pour différents types de laser à semi-conducteurs dans le cas des lasers directement modulés. Le paramètre de « chirp » peut aussi être défini pour des modulateurs externes (modulateurs Mach-Zehnder et électro-absorption) auquel cas, il ne

prend pas que des valeurs positives mais aussi des valeurs négatives. Le paramètre de chirp pour ces modulateurs externes est compris entre 0 et 1 en valeur absolue.

L'élargissement spectral lors d'une modulation directe de laser est proportionnel au paramètre de « chirp ». La variation instantanée de la fréquence est donnée par l'équation suivante [Cv12] :

$$\delta\nu(t) = \frac{\alpha_{chirp}}{4\pi}\left[\left(\frac{d}{dt}\ln P(t)\right) + \chi P(t)\right]$$

Où $P(t)$ *: est la variation de la puissance*

χ *: est une constante liée au matériau. Elle peut prendre les valeurs comprises entre 0 à quelques dizaines. Le premier terme dans l'équation est le « chirp instantané » et le second terme est le « chirp adiabatique ».*

Le « chirp transitoire » ou « instantané » est d'autant élevé que les variations du signal envoyé (modulant) P(t) sont importantes. C'est donc un phénomène qui se remarque dans les fréquences plus élevées du spectre de P(t). tandis que le chirp adiabatique dépend des caractéristiquesdes matériaux qui composent le laser.

La réponse fréquentielle du canal sera caractérisée par le couplage entre la dispersion de la fibre et le « chirp » du laser. [De13] [Ro14]. Par conséquent, si on arrive à compenser cette distorsion du canal par exemple moyennant un traitement de signal électronique, on peut renverser la réponse du canal.

2.4.1.3. LA DISPERSION DE MODES DE POLARISATION (PMD)

En général, une fibre optique ne possède pas une symétrie parfaitement circulaire. Des déviations de la structure idéale vont provoquer une biréfringence et la création de deux modes de polarisation orthogonaux nommés états principaux de polarisation. Dans ce cas, la fibre monomode devient bimodale. La différence dans les indices de réfraction et les constantes de propagation entre les deux modes de polarisation donnera lieu à un décalage de la phase pendant la propagation. Ce décalage de phase est vu à travers le retard différentiel de groupe dit DGD (pour Differential Group Delay) entre les axes rapide et lent. Ce retard augmente linéairement avec la longueur de la fibre. Par conséquent, la largeur totale de l'impulsion optique sera dispersée. La PMD donne lieu à l'interférence entre symboles à cause de l'élargissement des impulsions temporelles comme c'est le cas dans la dispersion chromatique.

La PMD de premier ordre est caractérisée par le coefficient D_{P1} exprimé en $\mathrm{ps}/(\mathrm{km})^{1/2}$ qui est un paramètre statistique variant avec le temps et les conditions d'opération. Le retard total accumulé entre les états principaux de polarisation s'accumule de manière aléatoire et est proportionnel à $\sqrt{L}$. Ce retard est donné par

$$\Delta\tau_{P1} = 3\langle D_{P1}\rangle\sqrt{L}$$ [Cv12]

$<D_{p1}>$ est la valeur moyenne du coefficient de la PMD avec des valeurs typiques de 0.01 à quelques $ps/(km)^{1/2}$.

- Cette valeur peut être augmentée par le câblage ainsi que les conditions d'environnement. On note la dépendance par rapport à $L^{1/2}$.

La PMD du premier ordre est la partie dominante de la dispersion modale de polarisation et provoque l'élargissement et la distorsion. Cette approche reste vraie si on n'excède pas un débit de 10 Gbit/s. Dans la recommandation ITU-T, il est spécifié que l'élargissement temporel de l'impulsion dû à la PMD doit avoir pour valeur maximale 0,30 pour que la pénalité en puissance soit inférieure à 1 dB. On peut donc écrire que :

$$\frac{\Delta\tau_{P1}}{T} \leq 0.30$$

Cela équivaut à écrire :

$$3\langle D_{P1}\rangle\sqrt{L} \leq 0.3T \text{ et donc } \langle D_{P1}\rangle\sqrt{L} \leq 0.1T$$

Où T est le temps bit.

En utilisant cette relation, on peut estimer la PMD tolérée en fonction de différents débits, comme il est révélé dans le Tableau 2-1.

Tableau 2-1 : Paramètres de la PMD maximale tolérée en fonction du débit

Débit (Gbit/s)	Temps bit (ps)	$\langle D_{P1}\rangle\sqrt{L}$ (ps)	$\Delta\tau_{P1}$ (ps)
2.5	400	40	120
10	100	10	30
40	25	2,5	7,5

Par exemple, à 10 Gbit/s pour une distance de 40 km, la PMD dans une fibre serait égale à 0.632 ps si on considère que le coefficient $<D_{p1}>$est égal à 0.1 ps/$(km)^{1/2}$. Donc la PMD est négligeable si on ne tient compte que des effets de la fibre. Les effets deviennent importants lorsque la transmission se passe sur une distance supérieure à 1000 km pour ce débit.

En résumé, nous avons présenté les effets linéaires qui limitent la montée en débit dans le réseau d'accès. On a démontré que plus le débit de transmission est élevé, plus les effets de la dispersion chromatique sont conséquents. Le « chirp » associé à la dispersion chromatique provoque un élargissement spectral. Cependant, le dernier paramètre peut être considéré comme négligeable lorsque la dispersion chromatique est réduite. La PMD, une des causes de l'ISI n'apparaît que pour les très longues distances (supérieures à 1000 km) qui ne concernent donc pas le réseau d'accès.

Nous allons à présent introduire les solutions pour compenser l'ISI (interférence inter-Symbole induit par l'effet de la dispersion chromatique et la dispersion modale dans le cadre d'une transmission dans le réseau d'accès optique.

2.4.2. LES SOLUTIONS POUR REDUIRE L'IMPACT DE L'ISI

Avant de détailler la solution d'égalisation électronique, notons qu'il existe différentes techniques possibles pour pallier le problème de dispersion chromatique qui entraîne l'augmentation de l'ISI dans la fibre.

L'ISI

L'ISI se traduit par une distorsion de la forme d'un signal qui a pour effet que le symbole transmis précédemment affecte le symbole actuel reçu. C'est en principe un effet non désiré car l'effet du caractère précédent agit comme du bruit.

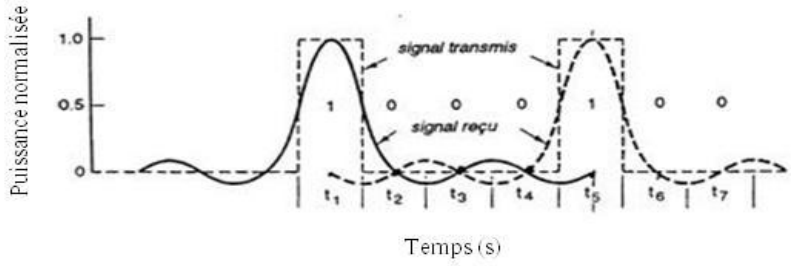


Figure 2—23: Interférence Inter-Symbole (ISI)

Comme nous montre la Figure 2-23 chaque symbole va être entaché de l'interférence créée par les symboles précédents et suivants.

SOLUTIONS POUR L'ISI

Deux principales catégories de solutions peuvent être citées. Parmi elles, *les solutions optiques* utilisant :

- ❖ La Fibre à Compensation de Dispersion Chromatique ou DCF (Dispersion Compensation Fiber).
- ❖ Le Réseau de Bragg chirpé.

Puis celles utilisant *le traitement de signal* dans le domaine de l'*électronique* tel que :

- ✓ Le Codage Correcteur d'Erreurs FEC (Forward Error Correction)
- ✓ Les formats de modulation à haute efficacité spectrale (DPSK, format duo-binaire)
- ✓ L'égalisation électronique

On établit ci-après un état de l'art des solutions électroniques pour compenser l'ISI.

ETAT DE L'ART DES SOLUTIONS ELECTRONIQUES POUR L'ISI

Toutes ces techniques ont été développées pour les systèmes de transmission à très haut débit dans le réseau cœur. Mais avec la demande croissante de débit pour le réseau PON, elles ont été récemment introduites et étudiées afin de les adapter au contexte du réseau d'accès, notamment sur la question de la réduction du coût d'implémentation.

- Pour la génération TDM-PON à 10 Gbit/s, l'utilisation du code correcteur Reed-Solomon RS a été proposée pour le standard XG-PON1 [Re1]. Ces codes correcteurs d'erreurs permettent d'obtenir de meilleures performances. Après le codage, un taux d'erreur binaire de seulement 10^{-4} à 10 Gbit/s et un BER de 10^{-3} à 2,5 Gbit/s en entrée permettent d'obtenir un BER de 10^{-12} (valeur requise par les standards PON) en sortie.

- L'introduction de la technique d'égalisation plus complexe de type MLSE (Maximum Likelihood Sequence Estimation) a été aussi proposée [Ag2].

- Parmi les formats de modulation à haute efficacité spectrale pour le PON, on trouve la modulation duo-binaire et les modulations de phase de type DPSK (Differential Phase Shift Keying). Souvent, l'utilisation de la modulation duo-binaire a été démontrée pour obtenir un fonctionnement à 10 Gbit/s en utilisant des composants optiques à faible bande passante [Om2]. La modulation de phase (DPSK) est principalement appliquée pour la transmission en voie descendante afin de pouvoir remoduler en intensité pour la voie montante, donc réduire le nombre de sources optiques dans le réseau d'accès de type WDM PON [Ch3].

- L'égalisation électronique sert à compenser la faible bande passante des composants émetteurs et récepteurs [Ch4]. Elle peut être aussi utilisée pour compenser la dispersion chromatique dans les systèmes PON à longue portée [Os5].

Parmi toutes les techniques évoquées précédemment, nous allons nous intéresser plus particulièrement à l'égalisation électronique, attrayante par son faible coût et sa facilité de mise en œuvre. Nous commencerons par citer les différentes architectures d'égalisation. Puis nous attarderonssur les techniques d'égalisation basées sur le FFE (Feed Forward Equalizer) et le DFE (Decision Feedback Equalizer) parce qu'elles sont simples et bas coûts, donc bien adaptées pour le réseau d'accès. L'intérêt de l'égalisation électronique dans les futurs PON sera mise en évidence. Le Chapitre 4 traitera plus en profondeur les performances obtenues à partir de ce composant électronique.

2.4.2.1. LES DIFFERENTES ARCHITECTURES D'EGALISATION ELECTRONIQUE

Le traitement et l'adaptation aux différents signaux se fait à partir de filtres électroniques qui ajustent leurs coefficients au fur et à mesure et comparent les bits antérieurs (pré-curseurs) et postérieurs (post-curseurs) au bit d'intérêt pour arriver à recouvrir un signal dégradé. Les

architectures les plus communes pour l'égalisation électronique sont regroupées dans le Tableau 2-2 suivant avec leurs caractéristiques.

Tableau 2-2: Les différents filtres électroniques utilisés pour la compensation de la dispersion

Acronyme	Signification	Définition
CTF	Continuous Time Filters	Ils ne compensent que la dispersion chromatique mais ont la plus basse consommation et sont les plus simples.
FFE	Feed Forward Equalizer	Ils permettent de compenser l'ISI et sont les plus répandus.
DFE	Decision Feedback Equalizer	Ils permettent de compenser l'ISI et sont plus performants que les FFE.
MLSE	Maximum Likelihood Sequence Estimator	Ils donnent les meilleures performances mais sont complexes et consomment beaucoup d'énergie.

Ces modules permettent de corriger la dispersion chromatique, la dispersion modale et dans certains cas d'augmenter le budget optique d'une liaison permettant ainsi d'améliorer la fiabilité du système et la portée de la transmission.

Les égaliseurs électroniques sont des composants en silicium, ce qui présente un grand avantage en termes de fabrication et de production. Restant assez bas coûts et facilement intégrables, ces composants faciliteraient l'adaptation des infrastructures existantes à la montée en débit jusqu'à 10 Gbit/s.

2.4.3. L'INTERET DE L'EGALISATION DANS LA MONTEE EN DEBIT

De manière générale, l'égaliseur électronique, connu sous le nom commercial de module EDC (Electronic Dispersion Compensation) permet de compenser l'interférence entre symboles accumulé lors de la propagation du signal. Ce module peut être utilisé en réception (post-compensation) comme en émission (pré-compensation).

2.4.3.1. LA COMPENSATION DE DISPERSION

Le module EDC est capable de corriger la dispersion chromatique, la dispersion modale et la dispersion de polarisation (PMD). C'est donc un atout de taille puisque un seul dispositif est en mesure de corriger les trois types de dispersion. De plus, comme il s'agit d'un dispositif électronique, son faible coût de production en fait une solution très intéressante.

2.4.3.2. LA COMPENSATION DE BANDE PASSANTE

Dans le cadre des nouvelles générations de PONs, les dispositifs ayant de fortes bandes passantes (prévus pour un fonctionnement à un débit élévé) sont souvent chers. Une solution bas coût intéressante consiste à réutiliser les émetteurs ou récepteurs du G-PON, à 2,5 Gbit/s mais fonctionnant à 10 Gbit/s en s'assurant d'élargir la bande passante.

L'EGALISEUR COMME FILTRE ACCORDABLE

Il s'agit de compenser les distorsions engendrées par le filtre d'émission c-à-d par la bande passante faible du laser. L'égaliseur agit également comme un filtre, mais accordable, autorisant en outre, du gain dans la bande passante RF. Le filtrage réalisé par l'égaliseur va venir compenser le filtrage d'émission en réhaussant, par exemple, les hautes fréquences pour redonner une bonne forme temporelle au signal en vue de la prise de décision.

Le module EDC suffisamment performant est placé au central pour rétablir une liaison correcte et augmenter le budget de liaison. Comme le dispositif EDC est commun à tous les ONUs, on offre une mutualisation des infrastructures.

Dans la Section 2.4.4 qui suit, nous nous attarderons sur la structure spécifique à l'égaliseur FFE/DFE car c'est ce dernier qui est utilisé dans le cadre de nos travaux de recherche.

2.4.4. L'EGALISEUR FFE+DFE

Nous nous intéressons particulièrement à la structure FFE-DFE (Feed Forward Equalizer-Decision Forward Equalizer).

2.4.4.1. LE FFE

Le FFE est un filtre transverse adaptatif. Le FFE inclut une boucle de contre-réaction. L'égalisation de type FFE est une technique d'égalisation qui utilise le critère de forçage à zéro. La boucle de contre-réaction s'arrange de manière à éliminer l'interférence inter-symbole (ISI).

Le schéma de principe d'un FFE (Feed Forward Equalizer) est présenté sur la Figure 2-24. Le signal arrive sur l'entrée d'un FFE et va être retardé N fois (où N désigne le nombre d'étages du FFE). Ce retard correspond à un temps bit (ou un sous multiple du temps bit). Ensuite chaque signal retardé va être affecté d'un coefficient suivant l'étage puis ces valeurs sont sommées.

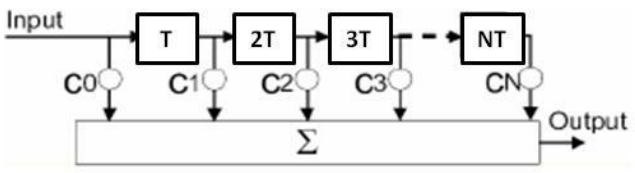


Figure 2—24 : Principe d'un FFE

Elle utilise l'amplitude du signal courant, la compare aux amplitudes des signaux précédents et la corrige si nécessaire. Par exemple, pour un FFE comprenant 3 étages (donc deux lignes à retard) le signal en sortie s'écrira de la façon suivante :

$$e(t) = c_0 r(t - 0T) + c_1 r(t - 1T) + c_2 r(t - 2T)$$

$e(t)$: *Signal égalisé*
T : *Temps de décalage*
$r(t - nT)$: *Signal d'entré non corrigé à l'instant n, antérieur à l'instant de décision*
c_i : *Coefficients de correction*

Ainsi, l'architecture FFE permet d'obtenir le signal corrigé à l'instant t du signal en sommant les différentes amplitudes des signaux retardés. Le temps de décalage correspond à un temps symboles et on utilise N symboles (où N correspond au nombre d'étages du FFE) afin d'en corriger un seul et d'améliorer la décision.

APPROCHE FREQUENTIELLE DU FILTRE FFE

Une autre approche pour expliquer le comportement d'un FFE est l'approche fréquentielle. Le FFE inverse l'allure du canal périodifié appelé aussi canal replié. Il donne une réponse plate dans une bande égale à 1/T, qui réalise le critère de Nyquist. Ainsi à l'instant d'échantillonnage, par sa structure le FFE élimine l'ISI

2.4.4.2. LE DFE

Dans la plupart des cas, le FFE n'est pas utilisé seul. En effet il est accompagné d'une boucle de contre réaction, appelée DFE (Decision Forward Equalizer), comme présenté sur la Figure 2-25 avec :

d_i : *Coefficients de correction*

$x(k - n)$: *Valeur logique du bit de donnée situé n bit avant le k-ième*

$y(k)$: *Valeur ajoutée au seuil de décision pour connaître la valeur logique du bit.*

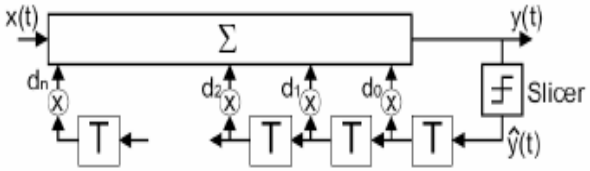


Figure 2—25: Principe FFE-DFE

Par exemple, pour un DFE comprenant 2 étages (donc une seule ligne à retard) le signal en sortie s'écrira de la façon suivante :

$$y(k) = d_1 x(k - 1) + d_2 x(k - 2)$$

Le DFE a la particularité d'enlever l'ISI sans renforcer le bruit . Il présente donc de meilleures performances en termes de bruit. La compensation de l'interférence entre symboles apportée par la partie récursive n'est cependant totale que si il n'y a pas d'erreurs. En pratique, quand la probabilité d'erreur est suffisdamment faible, le DFE apporte effectivement un gain.

APPROCHE FREQUENTIELLE DU FILTRE DFE

L'architecture de l'égaliseur FFE- DFE est illustrée sur la Figure 2-26.

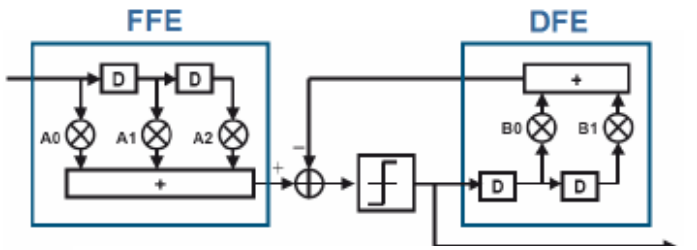


Figure 2—26: Combinaison FFE-DFE

EGALISEUR ADAPTATIF

En pratique, la distorsion liée aux effets physiques survenus dans la transmission sur fibre varie souvent de manière très dynamique dans le temps. Donc, l'égaliseur doit pouvoir s'adapter aussi à cette variation [Fr6]. On parle d'égaliseur adaptatif [Qu7]. Le principe de l'égalisation adaptative est schématiquement représenté dans la Figure 2-27.

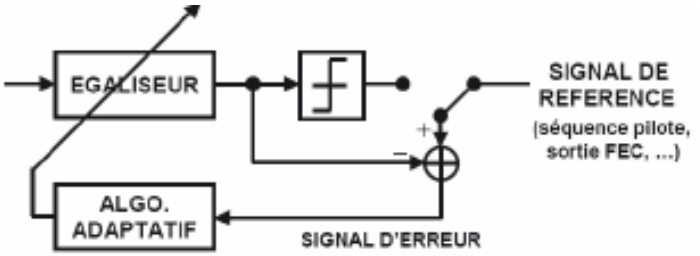


Figure 2—27: Egalisation adaptative

En se référant à cette Figure 2-27, différents algorithmes d'optimisation des coefficients d'ajustement peuvent être utilisés dans les égaliseurs adaptatifs. Les algorithmes les plus souvent utilisés sont celui du gradient stochastique LMS (least-mean-squares) et celui des moindres carrés RLS (recursive-least-squares) [Bu8, La9], le CMA (Constant Modulus Algorithm) [Ji10]. Pour calculer l'erreur quadratique moyenne ou MSE (pour Mean Square Error) L'algorithme adaptatif fournit les valeurs optimales pour les coefficients d'ajustement de l'égaliseur. Un signal d'erreur est généré en soustrayant le signal de référence au signal en sortie de l'égaliseur après la décision. Ce signal d'erreur sert d'entrée à l'algorithme adaptatif. Selon le signal de référence, on distingue deux catégories d'égaliseurs, les « blind egalizer » : égaliseur aveugle et l'égaliseur avec une séquence pilote ou « training sequence » : séquence d'apprentissage.

SYNTHESE SUR L'EGALISATION ELECTRONIQUE

La montée en débit apportée par les nouvelles générations de réseaux d'accès optiques est limitée par la dispersion chromatique de la fibre et par conséquent l'ISI. Les recherches actuelles se tournent vers la compensation de l'ISI. Les solutions peuvent être séparées en deux catégories. La première est basée sur des méthodes de compensation optiques comme par exemple l'ajout de fibre à compensation de dispersion ou encore l'utilisation de réseaux de Bragg chirpés. La seconde méthode est une technique électronique pouvant se baser sur l'égalisation du signal après sa détection. Ces deux méthodes se différencient par leur coût. En effet bien que la méthode optique soit plus efficace, elle reste nettement plus chère que la méthode électronique.

Aujourd'hui, avec le développement rapide des techniques de traitement numérique, et le faible coût des composants électroniques comparés aux composants optiques, l'utilisation de l'électronique pour améliorer les performances (débit, portée) des systèmes de transmission optique devient de plus en plus pertinente.

On a abordé dans ce chapitre, le principe de l'égaliseur, plus précisément le rôle des filtres FFE/DFE pour reconstituer le signal transmis. Nous disposons d'une platine d'essais VSC8240 KITEV dans le rôle d'égaliseur pour nos tests en laboratoire qui seront présentés dans le Chapitre 4.

2.5. LES NOTIONS DE PON AGILE AVEC D'ONUS ACHROMATIQUES

Les réseaux d'accès optique avancés comme le WDM PON et le WDM-TDM PON seront inévitablement les prochains candidats pour le NG-PON2 qui succèderont au 10G-PON basé sur la technique TDM.

2.5.1. LE WDM PON AVEC ONUS ACHROMATIQUES

Comme nous l'avons vu précédemment, dans le WDM PON, chaque ONU utilise une longueur d'onde différente. C'est donc un système point à point virtuel. Au lieu d'utiliser un coupleur de puissance, comme dans le TDM PON, le WDM PON utilise un multiplexeur en longueur d'onde.

Sans la présence des ONUs dits « colorless » ou « achromatiques » c'est-à-dire indépendants de la longueur d'onde, le coût de la maintenance et de l'opérationnel du WDM PON serait excessif. La Figure 2-28 illustre un exemple de PON WDM avec des ONUs achromatiques.

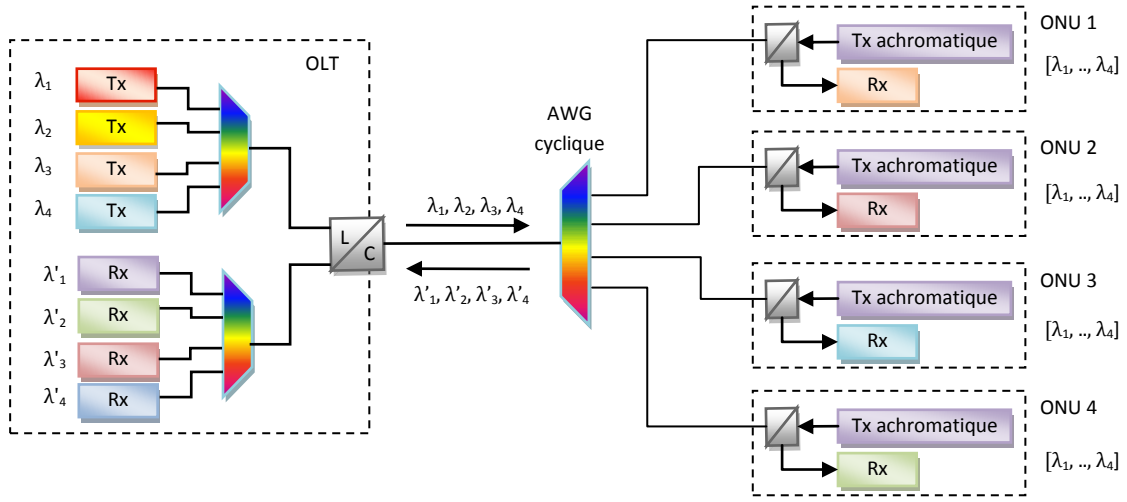


Figure 2—28 : Future architecture WDM PON avec ONUs achromatiques

Comme on peut le constater sur cette Figure 2.30, les émetteurs à l'ONU sont tous identiques et indépendants en longueurs d'onde. Diverses technologies à base d'ONUs "colorless" ou « achromatiques » peuvent encore être proposées. Le Chapitre 3 qui suit abordera plus en détails ces technologies.

On s'intéresse également au système WDM-TDM PON dans lequel plus d'une longueur d'onde (2 ou plusieurs longueurs d'onde) sont utilisées dans chaque direction pour la communication entre l'OLT et ONUs. Le composant dans le réseau de distribution est typiquement un coupleur optique ou la combinaison d'un coupleur et d'un routeur en longueur d'onde.

2.5.2. QUELQUES NOTIONS DE PON FLEXIBLE OU PON AGILE EN LONGUEUR D'ONDE

Dans le cadre de nos investigations, on propose un multiplexage WDM-TDM dans le sens descendant d'une architecture avec un ODN à base de coupleur passif. L'accès dans le sens montant repose sur les techniques WDM-TDMA. Cette nouvelle architecture de réseau d'accès optique pour le NGA (Next Generation Access) sera appelée dans la suite de ce manuscrit : PON « Agile » en longueur d'onde. Le principe du PON « agile » en longueur d'onde est illustré sur la Figure 2-29.

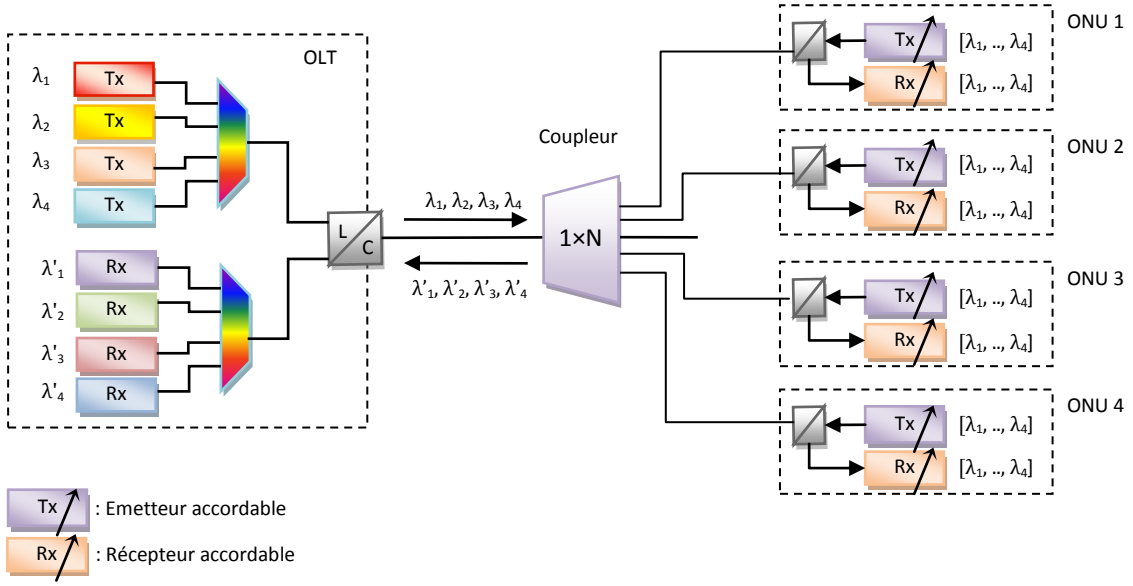


Figure 2—29: Architecture du PON "Agile" en longueur d'onde

À l'OLT, on place N lasers (dans notre exemple N = 4) à des longueurs d'onde fixes et qui peuvent ne pas être bas coût puisque cette infrastructure est mutualisée et N photodiodes (recevant une longueur d'onde provenant d'un laser accordable) qui peuvent également ne pas être bas coût pour les mêmes raisons.

À l'ONU, le laser accordable et la photodiode accordable devront être bas coût pour minimiser les frais de déploiement du module client. Chaque ONU (ONU1 à ONU4) peut accéder à toutes les longueurs d'onde de l'OLT en se positionnant sur la longueur d'onde adéquate parmi λ_1, λ_2, λ_3, λ_4.

Pour améliorer les performances d'un tel système, il sera nécessaire d'utiliser des codes correcteurs d'erreurs puissants, type Super FEC [Itu5] ou Reed-Solomon (255,239) [Re3], ou bien une égalisation électronique (cf. Section 2.4), ou encore la combinaison des deux.

Sens montant

Dans ce type d'architecture, une même longueur d'onde dans le sens montant est associée à plusieurs clients qui ont par conséquent un accès de type TDMA.

Sens descendant

Un nombre élevé (plus de 2) de longueurs d'ondes sont diffusées sur la même infrastructure optique et un filtre à l'ONU est utilisé pour choisir le canal approprié [Ka5]. L'allocation des longueurs d'onde peut être statique ou dynamique. Comme tous les clients ne vont pas avoir besoin de la même bande passante constamment du fait de leurs activités, il peut être très utile de basculer un ou plusieurs clients sur une autre longueur d'onde où le trafic TDM sera moins intense.

L'architecture PON « Agile » en longueur d'onde (cas particulier du WDM-TDM PON) et le WDM PON intégrant des ONUs achromatiques présentent plusieurs avantages que nous allons expliciter dans les paragraphes suivants.

2.5.3. LES INTERETS DES ONU ACHROMATIQUES

2.5.3.1. L'AUGMENTATION DE DEBIT

Pour satisfaire la demande future de fournir une capacité de bande passante de l'ordre du Gbit/s à chaque abonné, le PON "Agile" en longueur d'onde est un des candidats les plus prometteurs dans le cadre du NG-PON2. La possibilité de superposer plusieurs canaux (plusieurs longueurs d'onde) permet d'obtenir une bande passante globale élevée et donc un débit agrégé total élevé. Dans la Figure 2-30 ci-dessous, nous mettons en relief la superposition de quatre longueurs d'ondes sur la même infrastructure. La bande passante est donc multipliée par 4.

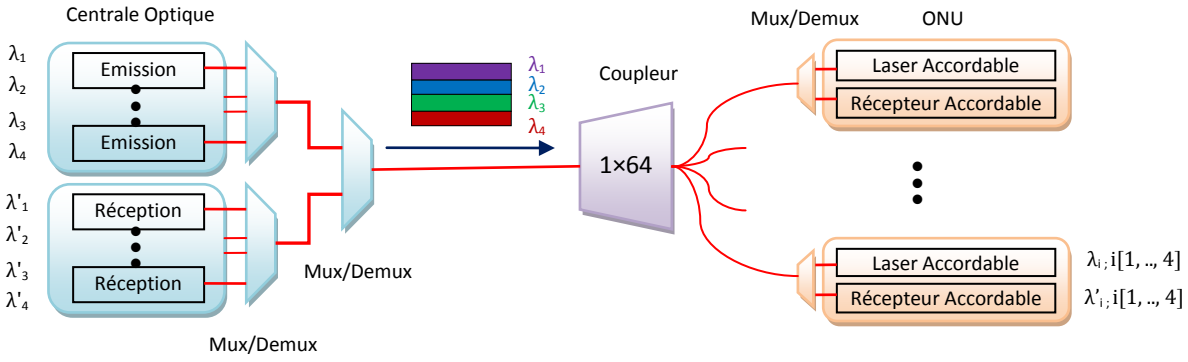


Figure 2—30 : Architecture du PON "agile" en longueurs d'onde avec un débit 4 fois supérieur

Des études antérieures ont démontré qu'avec ce type d'architecture PON « Agile » la superposition de 16 canaux de débit 2,5 Gbit/s à l'ONU permettait d'obtenir un débit global de 40 Gbit/s [Oh1]. Le PON « Agile » est intéressant car il permet une migration douce vers les systèmes à plusieurs longueurs d'onde ou WDM pur.

2.5.3.2. LA REDUCTION DU COUT DE DEPLOIEMENT DU WDM PON

Le frein actuel pour l'introduction du WDM dans l'accès est le prix. Il faut tenir compte à la fois des coûts opérationnels (OPEX) et des coûts des systèmes à l'achat (CAPEX). S'il est possible au niveau CAPEX d'imaginer des lasers de longueur d'onde fixe chez chaque client, ceci implique d'avoir en stock d'inventaire un grand nombre de lasers différents à gérer. De plus lors de l'installation ou de la réparation de l'ONU, il est nécessaire de choisir le laser adapté parmi l'inventaire et ceci constitue un coût non négligeable au niveau OPEX.

Un WDM PON bas coût repose au contraire sur l'utilisation des technologies ONUs « achromatiques » ou « colorless », c'est-à-dire indépendantes de la longueur d'onde. Le fait d'avoir des modules identiques à chaque ONU permet de profiter de la production de masse pour diminuer les coûts. De plus cela réduit nettement la complexité de la maintenance en cas de problème de module puisqu'il suffit de le remplacer par n'importe quel autre module. Il n'est plus nécessaire d'installer le module chez le client en fonction du port du multiplexeur sur lequel il est connecté et par rapport à la longueur d'onde qui lui est donc associée.

2.5.3.3. LA FLEXIBILITE DU PON

Grâce à la propriété d'accordabilité en longueurs d'onde de l'émetteur et du récepteur à l'ONU et moyennant un programme de gestion de ressources à l'OLT, le réseau d'accès optique devient agile en longueurs d'onde.

Un ensemble d'OLT dessert "conjointement" une plaque élargie de clients comme nous le montre la Figure 2-31.

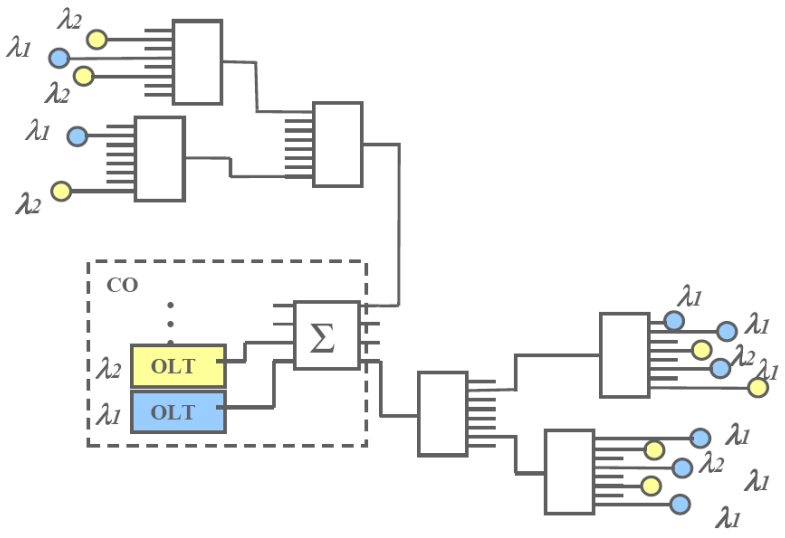


Figure 2—31 : Schéma de déploiement PON proposé, sens descendant

De manière récurrente, un réarrangement des clients sur les différents OLT est effectué à l'aide de l'algorithme d'optimisation [Gl4]. Ce réarrangement peut être réalisé en fonction :

- de l'apparition de nouveaux clients
- des changements dans les demandes de débits
- d'installation de nouveaux OLTs.

2.5.3.4. L'OPTIMISATION DES RESSOURCES

Cette manière de réarranger régulièrement l'affectation des clients aux différents OLTs permet d'effectuer le remplissage optimal de chaque OLT en termes de nombre de clients raccordés ou de débit agrégé. Suivant le type d'algorithme choisi, on peut privilégier des critères différents, correspondant à des modes de réarrangement différents :

- *Remplissage maximal des OLTs :* en profitant de la granularité des débits proposés aux différents clients
- *Répartition équilibrée des clients sur les OLTs en termes de débit en ligne (ou débit agrégé),* en mixant les différents profils de débit sur chaque OLT. On peut alors laisser une marge de débit disponible sur chaque OLT pour satisfaire des demandes ponctuelles de débit plus élevé.
- *Groupement des débits par catégories* suivant les différents OLT.
- *Meilleur compromis taux de partage/taux de remplissage* en débit du PON.

Il est évident que plus l'optimisation va pouvoir se faire sur une plaque comprenant un nombre élevé de clients, plus elle va être efficace. Le schéma de la Figure 2-32 nous révèle une plaque élargie d'ONTs qui peuvent utiliser les mêmes longueurs d'onde.

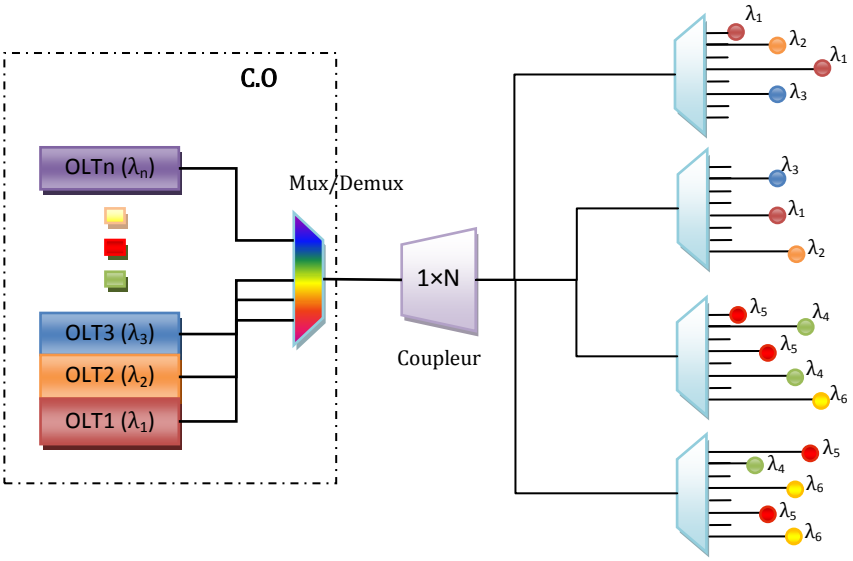


Figure 2—32 : Réseau d'accès flexible base sur un coupleur passif (sens descendant)

Au moyen d'un réarrangement des longueurs d'onde on peut obtenir un taux de remplissage élevé et une exploitation optimale du débit maximal offert. Et dans le cas où plusieurs clients se déconnectent, on peut penser à éteindre un OLT après avoir basculé les autres clients sur un autre OLT actif, ce qui constitue une économie d'énergie.

En outre, la gestion dynamique des ressources permet d'éviter la saturation de canaux trop chargés alors que d'autres resteraient sous-utilisés et conduit à une réduction du temps d'attente des paquets avant la transmission, ainsi que la réduction du délai et de la gigue subis par les paquets.

2.5.3.5. LA PROTECTION DU RESEAU

La solution proposée PON agile en longueur d'onde présente également des avantages au niveau de la protection du réseau. Dans l'approche actuelle, si une interface PON est défaillante, tous les clients raccordés à l'arborescence correspondante voient leurs services interrompus. Par conséquent, aujourd'hui, si on veut introduire un niveau de protection acceptable, il faut prévoir des interfaces en redondance, non utilisés en situation normale. D'une part, ceci ne conduit pas à une optimisation des ressources et, d'autre part, si cette solution est adoptée, encore faut-il se poser la question du nombre d'équipements de secours à prévoir pour faire face à différentes configurations de pannes.

Avec la solution PON agile proposée, une réorganisation des longueurs d'onde des clients permet de résoudre ce problème comme l'illustre la Figure 2.33 ci-dessous.

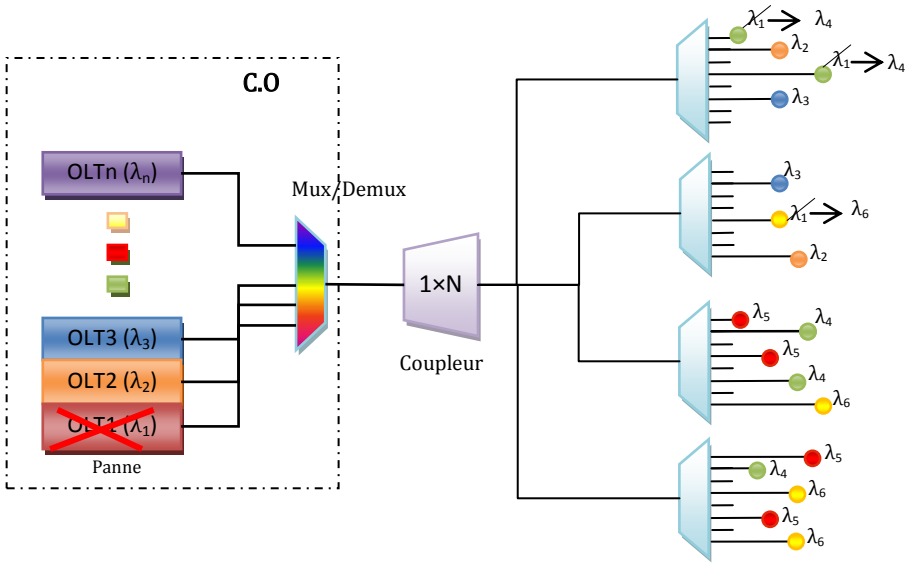


Figure 2—33: PON agile en longueur d'onde avec réarrangement des longueurs d'ondes en cas de panne

En ajoutant un algorithme de priorisation avec le PON agile en longueur d'onde, l'opérateur peut proposer aux clients divers contrats correspondant à des niveaux de sécurité différents. En cas de panne d'une interface, les clients prioritaires seront basculés sur les interfaces restant en fonctionnement. Cette sécurisation avec différents niveaux de priorisation permet de ne pas interrompre le service pour les clients ayant souscrit à une offre de qualité de service élevée, sans prévoir de ressource supplémentaire inutilisée la plupart du temps.

CONCLUSION

La flexibilité du réseau PON est assurée par l'introduction des ONUs « achromatiques » dans les systèmes WDM et WDM-TDM PON.

Nous nous intéressons plus particulièrement à la migration aisée vers un système WDM PON en employant l'infrastructure PON « Agile » en longueur d'onde.

Cette architecture intègre des ONUs « achromatiques » et un réseau de distribution basé sur un coupleur de puissance (utilisé dans le PON actuel) et permet de supporter les services larges bandes.

Cette solution PON « Agile » en longueur d'onde autorise chaque client à adresser une longueur d'onde parmi plusieurs longueurs d'onde de la voie montante. Et pour la voie descendante, l'ONU peut sélectionner une unique longueur d'onde parmi l'ensemble émis par l'OLT. Une seule longueur d'onde peut desservir plusieurs ONUs.

Un PON « Agile » en longueur d'onde garantit un débit global élevé car il est possible de superposer plusieurs canaux ou longueurs d'onde. L'émetteur achromatique est un module d'émission bas coût et identique à l'ONU, il ne nécessite pas une intervention de maintenance ou de gestion car l'allocation s'effectue de manière dynamique.

L'avantage majeur en utilisant les ONUs « achromatiques » est la flexibilité du réseau d'accès. Cette flexibilité peut être privilégiée avec un programme de gestion des ressources à l'OLT

On cite également l'optimisation des ressources en évitant que des canaux soient trop chargés alors que d'autres resteraient sous-utilisés. La fonctionnalité de protection en cas de panne à l'OLT pour les architectures PON « Agile » et les systèmes WDM PON assurée via l'adoption des ONUs « achromatiques » constitue un enjeu important pour le développement de ces types de composants.

CHAPITRE III :

EMETTEURS ACHROMATIQUES POUR LE PON FLEXIBLE

3. LES EMETTEURS ACHROMATIQUES POUR LE PON FLEXIBLE

Ce troisième chapitre recense les technologies d'émetteurs pour le G-PON actuel et les futures solutions de sources pour le NG-PON.

3.1. LES COMPOSANTS EMETTEURS ACTUELS DU PON

Les lasers [Th1] utilisés dans les réseaux d'accès optiques sont des lasers à semi-conducteur. Leur taille réduite (puce de dimension 500 × 200 × 400 µm3) et la dimension de leur faisceau lumineux (diamètre de mode de 0,5 à 4 µm) sont des propriétés qui leur permettent de se coupler facilement à une fibre optique de diamètre 125 µm avec un diamètre de cœur de 10 µm environ. Dans des systèmes G-PON assurant un débit en ligne jusqu'à 1,25 Gbit/s ou 2,5 Gbit/s, les composants émetteurs souvent utilisés sont des diodes lasers à modulation directe DML (Directly Modulated Laser) de type DFB (Distributed FeedBack) c-à-d à contre réaction distribuée. On peut aussi utiliser des lasers à modulation externe EML (External Modulated Laser) qui permettent d'améliorer les performances au point de vue débit (des débits en ligne à 10 Gbit/). Notons qu'une étude prévisionnelle consiste à déployer un nouveau type de laser CML (Chirp Managed Laser) à l'avenir dans le PON. En général ces lasers pour la technologie TDM délivrent une longueur d'onde fixe à chaque client. Dans un premier temps, on explicitera les technologies de bases de ces trois catégories d'émetteurs. Nous présenterons ensuite différentes solutions de sources « achromatiques » (indépendantes en longueurs d'onde) pour les applications WDM PON ou PON « agile » en longueurs d'onde, pour lesquelles la réduction des coûts est un critère essentiel surtout pour les composants émetteurs présents chez l'abonné FTTH.

3.1.1. LE LASER A MODULATION DIRECTE OU DML

La modulation directe consiste à moduler le courant d'alimentation de la diode laser, ce qui induit une modulation de l'intensité lumineuse émise. La puissance optique émise par le laser à semi-conducteur est une fonction croissante du courant électrique d'alimentation du laser. Cette fonction est, en première approximation, linéaire au-dessus du courant de seuil du laser (courant d'alimentation minimum pour permettre l'effet laser). Il est donc possible, en faisant varier le courant d'alimentation du laser, de moduler la puissance optique émise : c'est le principe de la modulation directe. Cette technique ne permet pas de mettre en œuvre des formats de modulation complexes utilisant la phase optique. Elle permet par contre d'émettre des signaux numériques en « tout ou rien », dans lesquels une forte puissance optique est associée au symbole "1" et une faible puissance optique au symbole "0".

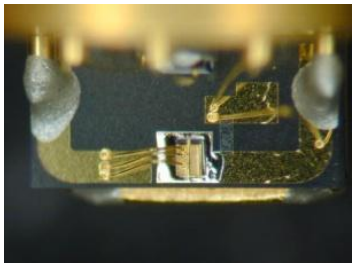


Figure 3—1 : Laser à modulation directe

Le choix de la modulation directe du laser est a priori séduisant, de par sa simplicité et son faible coût de mise en œuvre [Ja17]

Parmi les différents types de lasers à semi-conducteurs, le plus populaire pour un usage dans le système actuel G-PON est le laser DFB (Distributed FeedBack) dans lequel la zone active est structurée périodiquement pour former des réseaux de diffraction qui jouent le rôle de miroirs sélectifs pour la cavité laser. Ces réseaux sont conçus de façon à ne sélectionner qu'un seul mode longitudinal du laser (et donc une seule longueur d'onde), permettant ainsi une émission laser de très bonne qualité spectrale à une longueur d'onde donnée, caractéristique très utile pour les applications aux télécommunications. Les lasers DFB ont une bande passante électrique de l'ordre de quelques GHz ce qui permet une modulation à un débit de 1,25 Gbit/s ou 2,5 Gbit/s conformément au standard G-PON. La structure d'un laser DFB est schématisée dans la Figure 3-2 ci-dessous.

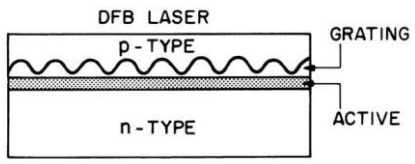


Figure 3—3 : Structure laser DFB

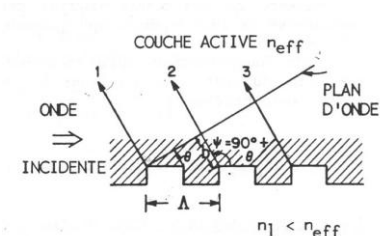


Figure 3—2 : Contre-réaction sur réseau de Bragg du DFB

Contrairement au laser Fabry-Perot pour lequel la contre-réaction optique est obtenue grâce à la réflexion sur les faces de la cavité, celle-ci est distribuée le long de la cavité dans un laser DFB. Cette contre-réaction est obtenue grâce à un réseau de diffraction de Bragg enterré le long de la cavité [Ag3], comme nous pouvons voir dans la Figure 3-3.

Lorsque le champ optique se propage dans la structure, la variation périodique de l'indice provoque des réflexions partielles à chaque interface tous les pas du réseau. L'interférence de ces réflexions est constructive à la longueur d'onde pour laquelle la longueur d'onde optique est multiple du pas au facteur d'indice effectif près. La formule suivante exprime précisément la condition d'interférence constructive évoquée précédemment :

Condition de Bragg $\Lambda = k\frac{\lambda_B}{2n_{eff}}$

Où, Λ *: différence de marche*
k : ordre d'interférences
λ_B *: Longueur d'onde de Bragg dans l'air*

Il s'ensuit que la sélectivité en longueur d'onde de la cavité du laser DFB permet une émission monomodale. En fait un saut de phase est nécessaire pour ne pas avoir un fonctionnement sur deux modes. La longueur d'onde d'émission du laser DFB peut être ajustée par le pas du réseau de Bragg lors de sa gravure.

Cette technologie DFB a été développée depuis 1984 et elle est maitrisée aujourd'hui. On cite ci-après les avantages majeurs de cette technologie :

- *Le coût de fabrication* a été significativement *optimisé* pour l'utilisation dans le réseau d'accès.
- *La faible largeur de raie* (de l'ordre de la dizaine de MHz)
- *Le taux de suppression des modes latéraux élevé.*
- *La forte puissance d'émission* (jusqu'à 10 dBm ou 20 dBm possible)
- Par conséquent, *un grand budget* et *une longue portée* du système d'accès optique peuvent être atteints (autour de 30 dB, et typiquement 60 km).

En termes de débit, les DML permettent un bon fonctionnement jusqu'à 2,5 Gbit/s. Ils sont donc adaptés pour les émetteurs à l'OLT/ONU des systèmes G-PON.

Pour un débit supérieur, il y a eu plusieurs démonstrations de fonctionnement du laser DFB à 10 Gbit/s [Ta5], 25 Gbit/s [Ta5] voire 40 Gbit/s [Ot6] en utilisant des matériaux Quantum Dot GaInP/GaAs ou multi-puits quantiques InGaAlAs. Mais ces fonctionnements sont notamment obtenus à la longueur d'onde de 1,3 µm, et sont donc incompatibles avec la transmission en voie descendante dans les systèmes 10 Gbit/s PON. Pour pouvoir utiliser les DMLs comme émetteurs 10 Gbit/s dans le système PON avec un budget optique suffisant, il faut également considérer le fait que les performances sont limitées par le « chirp » important ainsi que par le faible taux d'extinction. Néanmoins, les techniques de traitement avancé dans le domaine électronique comme la modulation à haute efficacité spectrale du type OFDM [Ta8] ou l'égalisation [To9] peuvent permettre l'utilisation du DML pour la nouvelle génération PON à 10 Gbit/s et plus.

3.1.2. LES LASERS A GESTION DE CHIRP OU CML

Comme nous venons d'en discuter, les lasers à modulation directe DML à base de la technologie DFB permettent un bon fonctionnement jusqu'à 2,5 Gbit/s pour les systèmes G-PON mais ces technologies à base de DML ne se révèlent pas être satisfaisantes dans tous les cas. En effet, lors de la modulation directe du courant de la diode laser, une modulation de la fréquence d'émission du laser (chirp) apparaît en même temps (Figure 3-4). Cet effet intrinsèque de la modulation directe n'est pas gênant lorsque la dispersion chromatique dans la fibre est très faible, c'est-à-dire pour des longueurs d'onde autour de 1,31 µm ou pour de faibles portées.

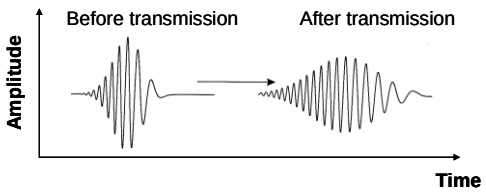


Figure 3—4 : Chirp d'une impulsion gaussienne

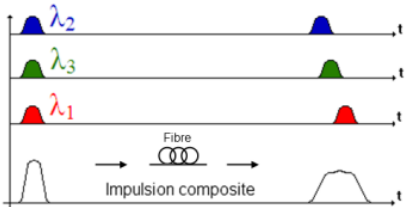


Figure 3—5 : Effet de la dispersion anormale

Le laser à gestion de chirp [Ma10] est un exemple typique de l'innovation de ces dernières années dans le domaine des composants pour les télécommunications.

Le laser à gestion de chirp appelé CML (Chirp Managed Laser) est une technologie alternative qui permet à un laser directement modulé un DML d'être utilisé dans des applications de haute performance avec un coût moins élevé.

Le principe du CML est basé sur l'association d'un laser à modulation directe (DML) et d'un filtre optique comme nous la montre la Figure 3-6 ci-dessous.

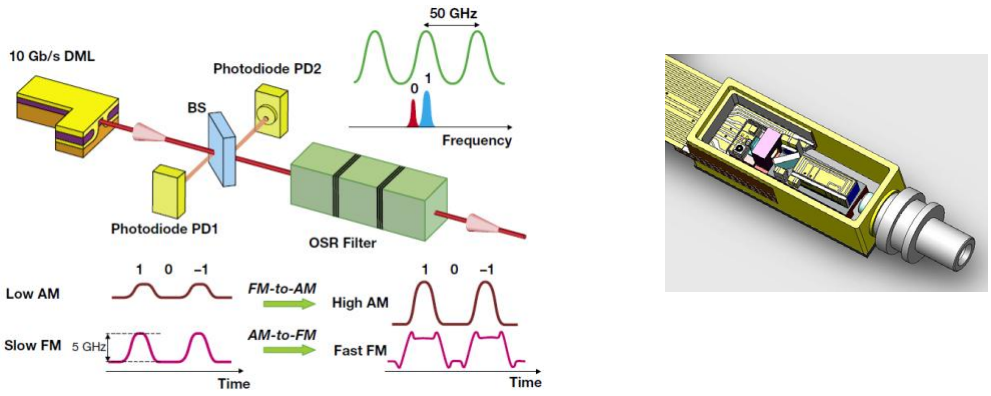


Figure 3—6 : Laser à gestion de chirp (CML)

En effet, lorsque la diode laser est modulée directement, sous l'effet du chirp les symboles "1" et "0" sont émis chacun à une longueur d'onde différente : la longueur d'onde du symbole "1" est légèrement plus courte que celle du symbole "0". Un élément optique passif (OSR : Optical Spectrum Reshaper) joue le rôle d'un filtre optique qui supprime une partie de la puissance de l'impulsion associée au symbole "0". En conséquence, le taux d'extinction (rapport entre la puissance des "1" et des "0") du signal est amélioré et on obtient ainsi une grande tolérance à la dispersion positive et négative. Afin de maintenir la performance de ce dispositif, le laser doit être verrouillé sur une longueur d'onde particulière à l'aide de photodiodes de prélèvement et d'une électronique de verrouillage. Un contrôle strict de la température du laser et du filtre est aussi nécessaire. Cette structure laser est évidemment bien plus complexe que la seule diode laser. Cependant, les performances sont au rendez-vous. Des transmissions sur plus de 250 km à 10 Gbit/s sont possibles pour une longueur d'onde à 1,55 µm. Un nouveau format de modulation très tolérant à la dispersion à l'aide d'un laser géré en chirp (CML) directement modulé non compensé à une transmission à 10 Gbit/s de transmission supérieure à 360 km à 1,55 µm a été démontrée [Ma10].

3.1.3. LE LASER AVEC MODULATION EXTERNE

Une autre solution pour s'affranchir des conséquences du « chirp » est de réaliser la modulation lumineuse dans un dispositif externe au laser comme nous le montre la Figure 3-7.

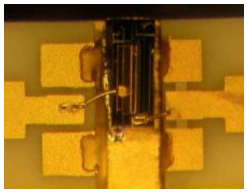


Figure 3—7 : Laser avec modulateur externe (EML)

Le laser émet alors une onde de puissance constante qui est injectée dans un dispositif de modulation externe, qui peut être :

- Un dispositif de type *interférométrique à base de Niobiate de Lithium* : le dispositif est volumineux (quelques centimètres de long) comme nous le montre la Figure 3-8. En effet, il est composé d'un *interféromètre optique de type Mach-Zehnder* dans l'un des bras duquel est appliquée une modulation de la phase optique qui sera transformée en modulation d'intensité en sortie de l'interféromètre. Ce dispositif a l'avantage de pouvoir combiner des schémas de modulation utilisant l'amplitude et la phase de l'onde optique. C'est un élément essentiel pour le réseau très longue distance en raison de son « chirp » quasiment nul et de sa très grande bande passante (de l'ordre de 70 GHz). Il sera aussi, demain, un outil indispensable pour réaliser des modulations complexes (phase, amplitude, multi-niveaux, multi-porteuses…) permettant d'augmenter l'efficacité spectrale (en bit/s/Hz) et la robustesse aux effets linéaires et non-linéaires subis par le signal au cours de la transmission.

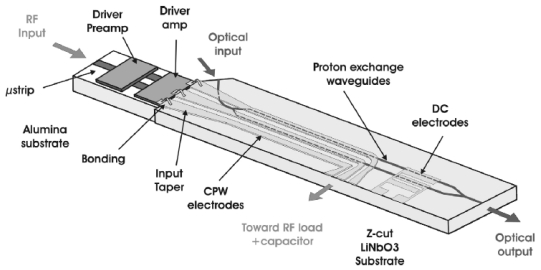


Figure 3—8 : Modulateur interférométrique

- Un *Modulateur à Electro-Absorption (MEA)* [De10] : ce type de composant exploite la variation du coefficient d'absorption optique liée à l'application d'un champ électrique (effet Stark). Sa petite taille (longueur typique de 150 µm pour un modulateur fonctionnant au débit de 10 Gbit/s) et sa technologie de fabrication permettent de l'intégrer directement sur la puce laser. On parle alors *d'Electro-absorption Modulated Laser (EML)* comme d'une puce à part entière, comprenant à la fois le laser et le modulateur. La Figure 3-9 ci-dessous donne un exemple de la structure d'un EML à base d'InGaAlAs fabriqué par NTT [Ko11].

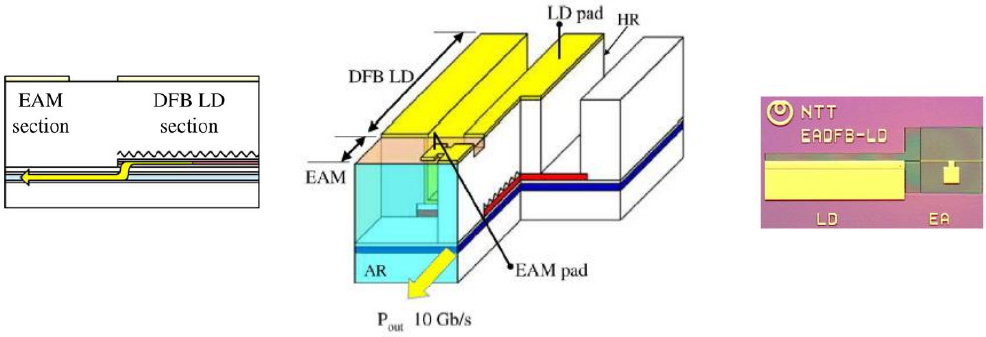


Figure 3—9 : Exemple de structure d'un EML (Source NTT [Ko10])

Le principe de fonctionnement d'un EML est similaire à celui d'un un laser DFB modulé de façon externe par un modulateur EAM. Mais l'intégration hybride présente plusieurs avantages par rapport à l'utilisation de deux composants séparés, notamment en termes de packaging, d'encombrement, de consommation d'énergie et de couplages optiques.

Comparé à un DML, l'EML possède des performances nettement supérieures :

- ✓ Grâce à la modulation par l'effet d'électro-absorption, l'EML peut avoir une *bande passante très importante* (jusqu'à 60 GHz) [Ja12], donc il peut fonctionner à un *débit très élevé*. Un fonctionnement jusqu'à 86 Gbit/s [Ka13] voire 100 Gbit/s [Ka14] a été démontré.
- ✓ Aussi, l'EML possède un *taux d'extinction très élevé* et un « *chirp* » *très faible* comparé à un DML. A un débit de 10 Gbit/s, l'EML permet un bon fonctionnement *sans stabilisation en température*, comme cela a été montré dans [Ko15, Ko15, Ko17] pour la bande C et L.
- ✓ L'EML présente un grand intérêt pour les systèmes PON parce qu'il permet de simplifier l'électronique de commande, diminuer la consommation d'énergie et réduire ainsi le coût du système.

Pour toutes ces raisons, l'EML a été proposé comme la solution d'émetteur à 10 Gbit/s pour les systèmes 10 GE-PON (10Gbit Ethernet PON) déployés surtout au Japon et dans les pays d'Asie de l'Est.
Dans le réseau d'accès d'aujourd'hui (en France), le choix s'est porté vers la modulation directe du laser qui a priori est séduisante, de par sa simplicité et son faible coût de mise en œuvre [Ja18]. Les solutions avec une portée inférieure à 60 km, jusqu'à 2,5 Gbit/s quelle que soit la longueur d'onde d'émission et jusqu'à 10 Gbit/s pour des longueurs d'ondes dans la bande 1,31 µm ont été normalisées. L'utilisation de la modulation directe pour des liaisons non amplifiées jusqu'à 10 Gbit/s aujourd'hui et jusqu'à 40 Gbit/s ou 100 Gbit/s demain (en 4 × 25 Gbit/s avec du WDM centré dans la bande 1,31 µm) se résume au réseau de collecte avec l'aide d'égaliseurs électroniques.

REMARQUES

Ces diodes lasers sont intégrées dans les modules transducteurs ou transpondeurs (ce sont des modules émetteurs-récepteurs) de type SFP (Small Form factor Pluggable optical transceiver) [Ku19] pour une version enfichable (Figure 3-10), ou le SFF (Small Form Factor optical transceiver) pour une version à souder sur la carte support. En effet, le cahier des charges, défini en 1998, de ces transducteurs proposait à la fois un dimensionnement mécanique (13,6 × 501 × 9,6 mm de taille semblable à une clef USB) et un brochage électronique. Si leur commercialisation a débuté avec des débits de 100 Mbit/s, 1,25 Gbit/s et 2,5 Gbit/s, ils ont par la suite évolué pour permettre des interconnections à 10 Gbit/s (nommé alors SFP+). Ces transducteurs acceptent tout autant des lasers à modulation directe ou externe que des lasers à émission par la surface ou par la tranche.

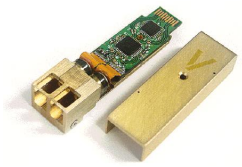


Figure 3—10 : Transducteur de type SFP



Figure 3—11 : Transducteur de type XFP

Un autre transducteur nommé XFP (pour 10 Gbit/s SFP), plus volumineux que le précédent (Figure 3-11), a été défini plus spécifiquement pour le débit de 10 Gbit/s à partir de 2002. Il permet d'intégrer des circuits électroniques plus complexes et une meilleure gestion de la température de la diode laser. C'est une interface banalisée pour les interfaces des réseaux métropolitains. Certaines versions comportent des lasers accordables en longueur d'onde.

Après avoir exposé les composants émetteurs utilisés dans la technologie PON actuelle et les technologies prospectives s'appuyant sur des lasers à longueurs d'onde fixes (déployés dans le cadre de la technologie TDM), nous allons maintenant nous focaliser sur les différentes techniques pour concevoir un ONU « achromatique » qui est recommandé pour les systèmes NG-PON2 tels que le WDM PON et le PON « agile ».

3.2. LES COMPOSANTS EMETTEURS POUR LE WDM PON : ONUS ACHROMATIQUES

Dans le Chapitre 2.5 précédent, nous avons décrit les architectures WDM ou PON « agile » à base d'ONUs « achromatiques ». Un panorama complet de ces composants va être décrit dans cette section.

On distingue deux concepts principaux pour obtenir le fonctionnement achromatique :

- le concept à base de *composants à émission directe*
- le concept à base de *modulateurs réflectifs*.

D'une manière générale, le composant à *émission directe* "génère" lui-même la porteuse optique (la longueur d'onde cohérente ou incohérente) sans la nécessité d'une source optique externe.

Tandis qu'un *modulateur réflectif* tient le rôle d'un modulateur externe qui ne génère pas lui-même la porteuse optique mais nécessite une source externe qu'on appelle « *distributeur de longueurs d'onde* » (ou en anglais « *seeding source*» ou encore « *seeding wavelengths*"). Contrairement aux modulateurs externes conventionnels de type Mach-Zehnder et EAM (Electro-Absorbtion Modulator), le modulateur réflectif fonctionne en configuration "réflexion", c'est-à-dire que le signal optique entre dans le modulateur et sort du modulateur par la même voie grâce à la haute réflectivité de la facette arrière. De plus, le modulateur réflectif employé pour le WDM PON doit avoir un gain élevé, surtout quand il fonctionne à l'ONU afin d'assurer un budget optique suffisant pour réaliser l'aller-retour. Il doit aussi permettre de tolérer les effets physiques limitants comme la rétrodiffusion de Rayleigh et la réflexion. Parfois, le *modulateur réflectif* est aussi appelé le *modulateur déporté* car il est situé à l'ONU alors que la *source de distribution de longueurs d'ondes* est située à l'OLT.

3.2.1. LES COMPOSANTS A EMISSION DIRECTE

3.2.1.1. LES SOURCES LARGE BANDE A MODULATION DIRECTE ET A DECOUPAGE SPECTRAL (SOURCE INCOHERENTE)

Le composant émetteur de chaque abonné peut être une simple source large bande comme :

- la SLED (Superluminescent Light Emitting Diode),
- l'ASE d'un RSOA (Amplified Spontanous Emission of Reflective Semicondictor Optical Amplifier)
- la diode laser Fabry-Perot multimode.

La source large bande est directement modulée avec les données de l'utilisateur. Le signal optique large bande modulé est ensuite découpé spectralement et multiplexé par un composant AWG (Arrayed-Waveguide Grating) au point de répartition RN (Remote Node). Les signaux multiplexés se propagent vers l'OLT et sont ensuite démultiplexés en plusieurs canaux avant la détection. Son principe est montré dans la Figure 3-12 pour le cas de la transmission en voie montante.

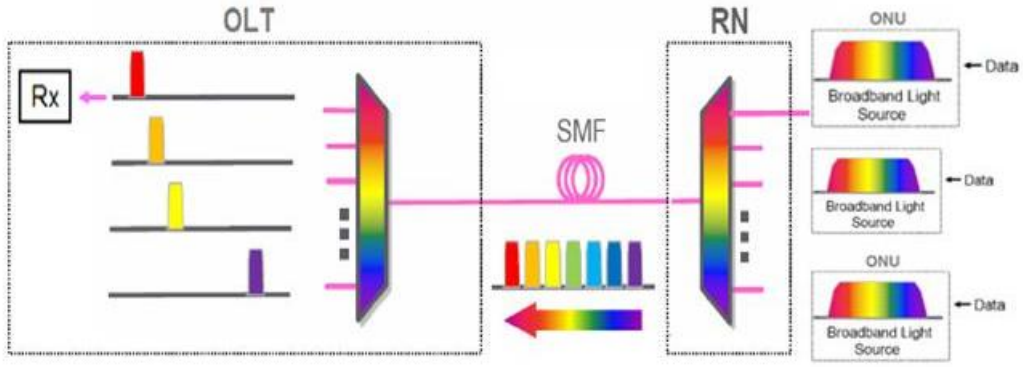


Figure 3—12 : Principe de fonctionnement d'une source large bande à modulation directe et à découpage spectral dans un système WDM-PON (Source LG-Nortel)

Le « découpage spectral » appelé communément « Spectrum Slicing » est ici le hachage d'une source large par un multiplexeur optique ou un AWG (N vers 1). N sources larges bandes sont connectées sur N ports de l'AWG pour obtenir N longueurs d'onde sur un port unique de sortie. Ces longueurs d'onde ont une largeur spectrale fixée par le filtre de l'AWG et c'est une lumière incohérente. C'est une solution bas-coût car elle ne requiert qu'une source large. Le hachage est obtenu naturellement par l'AWG situé dans le PON WDM.

Cette technique de « Spectrum Slicing » est intéressante car :

- elle est simple à réaliser
- son coût d'implémentation est très faible
- les composants à semi-conducteur de types SLED, RSOA ou laser Fabry-Perot ne sont pas coûteux
- le contrôle en température n'est pas nécessaire.

D'autre part, cette solution fondée sur l'utilisation des sources large bande découpées spectralement est confrontée à certaines difficultés telles que :

- les très grandes pertes optiques liées au découpage spectral
- la faible bande passante électrique de la source large bande
- la très grande largeur spectrale de la porteuse optique incohérente
- le bruit de battement important de la source large bande.

LA SLED

Les diodes superluminescentes sont des LED (Light Emitting Diode) avec un spectre d'émission plus large et une puissance de sortie beaucoup plus importante. Elles sont destinées à l'origine au secteur médical (tomographie optique cohérente). De plus en plus de fabricants sont désormais sur le marché des télécommunications optiques. Les SLED sont de plus en plus puissantes et peuvent occuper toutes les plages spectrales entre 1260 nm et 1640 nm. DenseLight Semiconductor commercialise des SLED en boîtier Butterfly avec une puissance de sortie de 18 dBm, et une densité spectrale de -3 dBm/nm sur la bande C (1525nm-1565nm). Le spectre n'est pas plat et ces sources ne sont pas modulables.



Figure 3—14 : SLED dans un boîtier Butterfly fabriqué par DenseLight

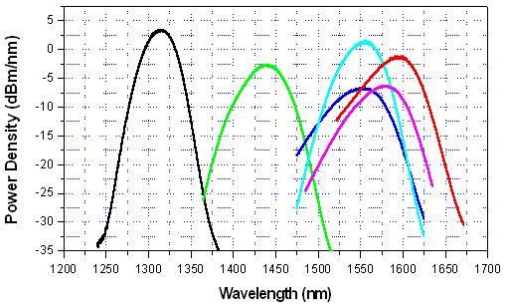


Figure 3—13 : SLED offrant une plage spectrale large entre 1260 nm et 1640 nm

Par contre une autre famille de SLED est moins puissante (jusque 25 mW) mais modulable. En ce qui concerne la fréquence de modulation, DenseLight indique 600 MHz comme limite en modulation directe mais 1 GHz est à priori possible. La plupart des SLED sont contrôlées en température par un TEC (Thermo-Electric Cooler) car la longueur centrale d'émission des LED et SLED varie dès que la température change, ce qui peut poser des problèmes de variation de puissance lorsque le système est utilisé avec un AWG à la sortie. Notons que la consommation en courant des SLED est importante : c'est au minimum 300 mA pour avoir les puissances optiques maximum (15 à 25 mW). Le prix d'une SLED est faible (équivalent à un SOA) et va certainement chuter avec l'augmentation des volumes de production.

L'utilisation d'une source large bande de type SLED à modulation directe a été démontrée pour un débit de 1,25 Gbit/s sur 10 km de fibre standard SMF, avec utilisation d'un FEC, mais la longueur d'onde d'émission est à 1,31 µm pour laquelle la dispersion chromatique est quasi-négligeable [Ka20]. A la longueur d'onde de 1,55 µm, nous avons démontré au cours des travaux de thèse, qu'un débit jusqu'à 1 Gbit/s peut être obtenu grâce à la technique de modulation multi-porteuse OFDM, mais le budget optique supporté est encore limité Ce travail a fait l'objet d'une publication [Ra21] et nous allons développer cette technique dans le Chapitre 4.3.

LE RSOA

Le RSOA (Reflective Semi-conductor Optical Amplifier) se compose d'un amplificateur à semiconducteur optique classique (SOA) combiné avec un miroir facette arrière de telle sorte que l'onde réfléchie vers l'arrière soit amplifiée, comme nous montre la Figure 3-15.

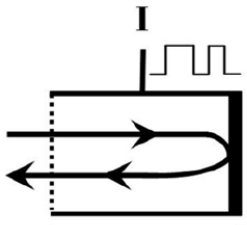


Figure 3—15 : Principe de fonctionnement et caractéristiques simplifiées du RSOA

Ce système permet la modulation d'un signal en entrée, éliminant la nécessité d'une source lumineuse du côté client. En raison du double passage de la lumière à travers la région de gain, un RSOA présente un gain important. Le RSOA est généralement utilisé comme amplificateur lorsqu'un signal optique lui est injecté en entrée.

Mais sans injection optique en entrée, le RSOA se comporte comme une source large bande par émission spontanée amplifiée (ASE). Le RSOA est de petite taille et a l'avantage du pompage électrique. La largeur du spectre est environ 30 nm mais celui-ci peut-être centré sur n'importe quelle longueur d'onde entre 1300 nm et 1600 nm selon la composition du RSOA. Il existe un compromis entre le gain d'un RSOA et la bande passante. En effet, une cavité de longueur importante est nécessaire pour avoir un gain élevé tandis qu'une cavité courte est requise pour moduler rapidement. La puissance de sortie du RSOA dépend aussi du courant électrique qui lui est injecté.

Dans le réseau d'accès, depuis plus de 10 ans, le RSOA a attiré beaucoup l'attention de plusieurs chercheurs en tant que source ONU achromatique et rentable pour les applications WDM-PON [Fe22]. Jusqu'à présent, des systèmes WDM PON « achromatiques » basés sur des applications du RSOA à 2,5 Gbit/s et à 5 Gbits/s pour la transmission dans la voie montante ont été rapportés dans [Ch21]. Par ailleurs, un débit remontant aussi élevé que 10 Gbit/s a été démontré avec l'aide de l'égalisation électrique ou en utilisant le format de modulation avancées [Om22].

LE FABRY PEROT MULTIMODE

Un laser Fabry-Perot est un oscillateur laser dans lequel deux miroirs semi-réfléchissants plans ou sphériques (espacés d'une distance L) sont séparés par une région de gain (Figure 3-16) avec une inversion de population.

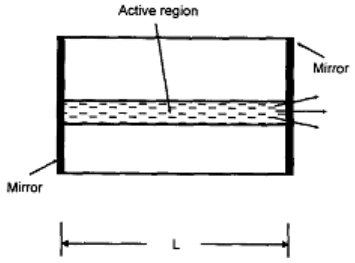


Figure 3—16: Laser Fabry Pérot (FP) avec miroirs plans

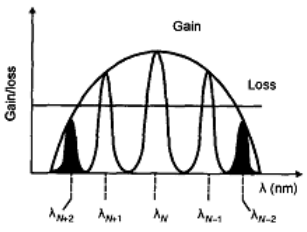


Figure 3—17: Courbe gain-sur-pertes et modes longitudinaux possibles dans un laser FP

Le résonateur peut supporter seulement une onde avec une certaine longueur d'onde, celle qui forme un modèle d'onde stationnaire. Cette condition physique peut être écrite comme :

$$\frac{2nL}{\lambda} = N \qquad \begin{cases} L: la\ distance\ entre\ les\ deux\ mirroirs \\ N: un\ nombre\ entier \end{cases}$$

Mais ce résonateur supporte aussi des longueurs d'ondes égales à :

$$2nL / (N \pm 1), 2nL / (N \pm 2), 2nL / (N \pm 3),$$ *et ainsi de suite*.

Autrement dit, toutes les longueurs d'onde dont la différence de marche est un multiple entier relatif de la longueur d'onde peuvent exister.

Les longueurs d'onde choisies par un résonateur sont appelées des modes longitudinaux. Quand la longueur d'un résonateur augmente ou diminue, le laser bascule d'un mode longitudinal à un autre. C'est ce qu'on appelle saut de mode ou « mode hop » en anglais.

Pour répondre à la question : Combien de modes longitudinaux le laser Fabry-Perot peut-il-émettre ? Même s'il a été dit que le résonateur peut supporter un grand nombre d'ondes dont les longueurs d'ondes satisfont l'équation précédente, cependant la région active fournit le gain dans seulement une petite gamme de longueurs d'ondes. (la condition de l'énergie-gap c'est-à-dire la différence d'énergie entre la bande de conduction inférieure et la partie supérieure de la bande de valence des électrons dans un solide cristallin étant : $\lambda < hc/Eg$). Puisque la radiation est le résultat de l'interaction du résonateur et du milieu actif, seulement quelques longueurs d'ondes résonantes incluses dans la courbe de gain pourraient être émises. Ceci est montré dans la Figure 3-17. Bien entendu, l'émission commence seulement lorsque le gain excède la perte. Finalement seules les longueurs d'onde résonantes qui sont dans la courbe de gain-sur-perte seront émises. Nous présentons l'espacement entre deux modes longitudinaux adjacents, N - N+1 par :

$$\lambda_N - \lambda_{N+1} \simeq 2nL/N^2 = \lambda^2/2nL$$

Ainsi, dans notre exemple, pour un résonateur dont L = 0,4 mm et pour λ=1300 nm, l'indice de la cavité n=3,2 et le calcul N - N+1 donne 0,6 nm. La largeur de ligne de la courbe de gain est supposée égale à 7 nm, nous constatons que le milieu actif peut supporter 11 modes longitudinaux.

Un débit de seulement 155 Mbit/s a été obtenu sur une distance de transmission de 20 km quand la source large bande utilisée est une diode laser Fabry-Perot, comme cela a été montré dans [Le22]. La dernière limitation à savoir le bruit de battement de la source large bande peut être contournée en utilisant des lasers Fabry-Perot à boîtes quantiques QD (Quantum Dot), qui sont très développés aujourd'hui [Ng50].

Nous restons dans la partie étude des technologies de base d'ONUs « achromatiques » pour le NG-PON2. Après avoir exposé les solutions pour des émetteurs achromatiques à large bande passante et à découpage spectrale (solution incohérente) nous allons maintenant nous intéresser aux lasers accordables.

3.2.1.2. LES LASERS ACCORDABLES

L'utilisation des lasers accordables pour les applications d'émetteurs achromatiques dans le WDM-PON offre de meilleures performances grâce à :

- la faible largeur de raie du laser
- le faible bruit d'intensité
- la capacité de moduler à haut débit et avec de fortes puissances d'émission
- l'absence de l'atténuation due aux pertes de découpage spectral (comme dans les solutions large bande et découpées spectralement vues précédemment).

Comparé au concept réflectif (explicité dans le Paragraphe 3.2.2 plus tard), l'utilisation du laser accordable présente un très grand avantage puisqu'il évite les effets physiques limitants comme la rétrodiffusion de Rayleigh ou la réflexion. Ces technologies de lasers accordables sont considérées comme une solution ultime pour le réseau d'accès WDM quand leur coût sera significativement optimisé. Aujourd'hui, des solutions économiques sont envisagées, telles que :

- Le laser DFB (Distributed Feedback Laser) contrôlé en température
- Le laser DBR (Distributed Bragg Refector) accordable en longueur d'onde
- Le laser VCSEL (Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser)accordable
- Le laser à cavité externe ECL (External Cavity Laser) à coût optimisé pour les applications dans le réseau d'accès.

LASER DFB CONTROLE EN TEMPERATURE

Le principe du laser DFB a déjà été déjà abordé au Paragraphe 3.1.1. Un module SFP DWDM (Dense Wavelength Multiplexing) est représenté dans la Figure 3-18 avec le principe simplifié de la partie émission et de l'accordablité en longueur d'onde. Ce module d'émission à base de laser DFB contrôlé en température a été développé par NTT [Su26].

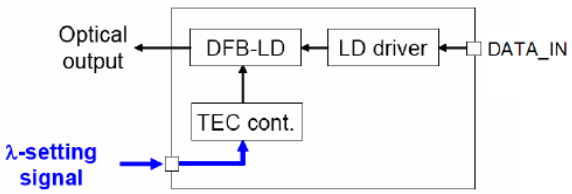


Figure 3—18 : Un exemple d'un laser DFB accordable en longueur d'onde par l'ajustement de la température (Source : NTT [Su26])

Via le contrôle de la température on peut accorder la longueur d'onde du laser. Cette solution accordable est très intéressante en termes de coût parce qu'elle est toujours basée sur la technologie DFB bien maîtrisée aujourd'hui. Le système électronique de contrôle est aussi moins coûteux. Néanmoins, l'accordabilité en longueur d'onde est limitée à une plage de 3 nm

seulement. Aussi, le débit de transmission offert par ce composant est seulement de 1,25 Gbit/s à cause de la bande passante de modulation du laser DFB.

LASER DBR ACCORDABLE

Concernant la technologie à base de laser à cavité avec réflecteur de Bragg ou DBR (Distributed Bragg Reflector) accordable destiné au réseau d'accès [Ef73], les lasers avec réseau de Bragg super-structuré SSG-DBR (Superstructure Grating DBR) peuvent être des bons candidats. La différence avec la technologie DFB est que le guide actif et le réseau de Bragg sont séparés sur deux sections différentes dans un laser DBR. Il peut y avoir deux, trois ou quatre sections dans une structure laser DBR suivant son utilisation. Par exemple, la Figure 3-19 représente une structure de laser au réseau de Bragg super-structuré SSG-DBR accordable en longueur d'onde [Sa27]. Cette structure SSG-DBR est composée de 4 sections dont : une section active, une section de phase pour ajuster la longueur d'onde, puis les 2 réflecteurs avant et arrière à chaque extrémité.

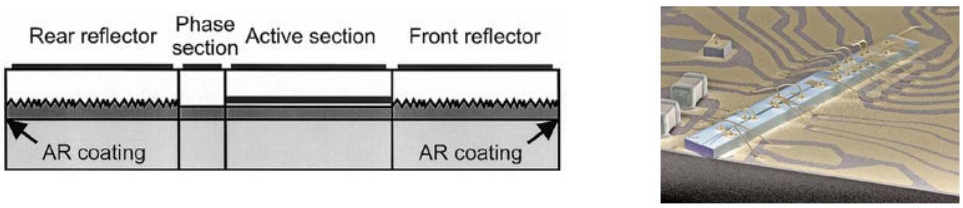


Figure 3—19 : Laser accordable SSG-DBR (1,25 Gbit/s) [76] (a) et intégration monolithique d'un DS-DBR avec un modulateur pour l'application XFP accordable (10 Gbit/s) destinée au réseau métro-accès (Source : Oclaro [Ca28]) (b)

Ce composant permet généralement un débit de l'ordre de 1,25 Gbit/s en modulation directe. Par exemple, la Figure 3-19 montre une structure très sophistiquée et complexe consistant en une intégration monolithique d'un laser accordable DS-DBR (Digital Supermode-Distributed Bragg Reflector) et d'un modulateur, qui est en cours de développement par Oclaro pour l'application XFP accordable à 10 Gbit/s destiné au réseau métropolitain et accès, notamment l'accès à longue portée [Ca28].

Dans ces technologies DBR accordables à bas-coût, il est difficile de monter de débit jusqu'à 10 Gbit/s car ces technologies sont basées sur la modulation directe pour laquelle la faible bande passante de modulation, le faible taux d'extinction et le « chirp » sont des facteurs limitants.

LASER VCSEL ACCORDABLE

A côté des solutions accordables montrées ci-dessus, le VCSEL (Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser) ou laser à émission de surface verticale peut lui aussi être utilisé comme un émetteur accordable à 1,25 Gbit/s en modulation directe [Mu29]. Son principe est décrit dans la Figure 3-20.

Cette solution accordable est aussi moins coûteuse grâce à :

- la réalisation moins complexe
- la modulation directe

- la simplicité de couplage optique
- et la faible consommation électrique (faible courant).

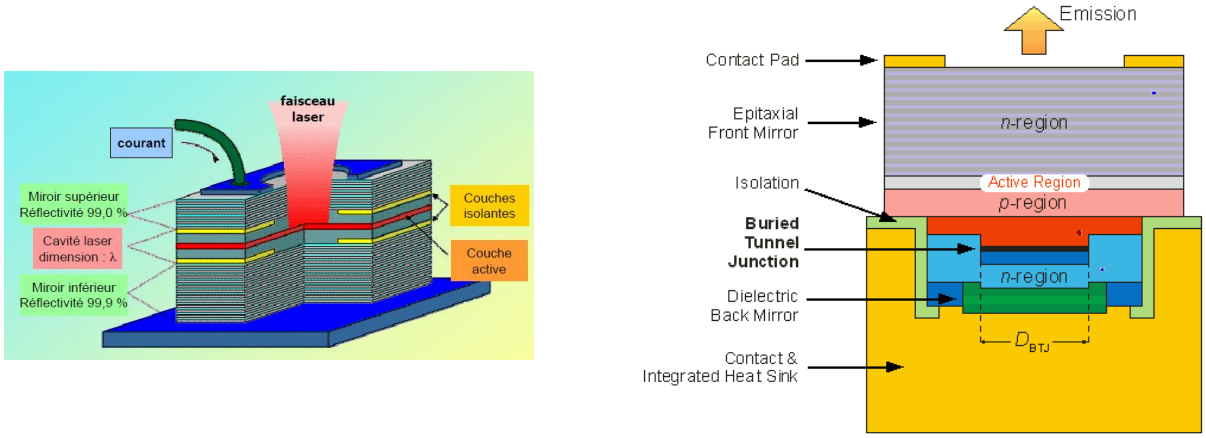


Figure 3—20 : Diode laser à cavité verticale (VCSEL)

Néanmoins, le débit de transmission en utilisant le laser VCSEL accordable est typiquement limité à 1 Gbit/s, ceci est lié à la grande valeur du « chirp » du laser.

LASER A CAVITE EXTERNE ECL (EXTERNAL CAVITY LASER)

Une dernière famille de laser à modulation directe sur laquelle nous nous sommes penchés particulièrement est le laser accordable à cavité externe ou ECL. Dans le Chapitre 4 nous détaillons les études expérimentales effectuées sur ce type d'émetteur. D'une manière générale, le laser à cavité externe [Fa30] est composé d'un miroir, d'un milieu présentant du gain (une diode laser) et d'un réseau de diffraction dont l'angle d'incidence varie pour réaliser l'accordabilité. Le schéma de Figure 3-21 ci-dessous illustre le principe d'un ECL.

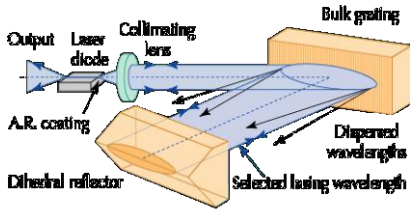


Figure 3—21 : Laser à cavité externe

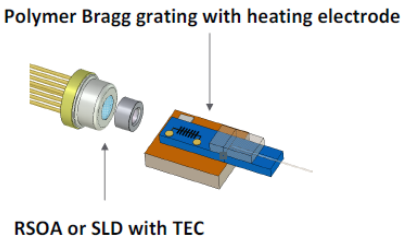


Figure 3—22 : Laser à cavité externe compatible avec un débit de 2,5 Gbit/s

Une diode laser, dont l'une des faces a reçu un traitement réfléchissant et l'autre un traitement anti-réfléchissant, constitue la première partie du laser. Le réseau de diffraction ferme la cavité laser tout en réalisant une contre réaction sélective dans la cavité, permettant l'effet laser à une longueur d'onde définie. Ce type de structure a démontré une accordabilité sur un maximum de 24 nm. Jusqu'ici cette source accordable était assez peu répandue dans les

équipements de transmission. A cause de son importante longueur de cavité laser (quelques centimètres) il est incompatible avec une modulation directe rapide : le temps d'aller-retour dans la cavité n'est pas compatible avec la stabilité de l'effet laser lors de la variation de courant de la diode laser. Un modulateur externe est alors nécessaire pour les applications aux télécommunications.

Toutefois, il est récemment apparu une structure de laser à cavité externe compatible avec une modulation directe à 2,5 Gbit/s comme nous le voyons sur la Figure 3-21 [0h31]. Cette solution a pour particularité de réduire la taille de la cavité en introduisant un réseau de Bragg inscrit dans un guide en polymère couplé à la diode laser. Le milieu amplificateur peut être une diode super-luminescente (SLD) ou une simple structure diode à semi-conducteur. La simplicité de cette structure laser permet d'envisager un coût faible. Des performances en accordabilité sur une plage de 26 nm sont obtenues à l'aide d'une électronique de contrôle de la température. Ce type de structure laser de quelques millimètres de long pourra peut-être, dans l'avenir, étendre le champ d'utilisation du laser accordable dans le réseau d'accès et le réseau métropolitain. ETRI [Oh31, Le32] a développé ce type de composant avec réseau de Bragg à base de guide polymère comme un filtre externe et SLD comme milieu amplificateur (Figure 3-23).



Figure 3—23 : Exemple d'une structure ECL accordable à base d'un réseau de Bragg en polymère contrôlé en température et la mise en module (Source : ETRI)

L'accordabilité en longueur d'onde du réseau de Bragg est obtenue en ajustant la température appliquée (via le "heater") au guide polymère. Cette technologie accordable permet un débit typique de 1,25 Gbit/s en modulation directe, et récemment à 2,5 Gbit/s [Oh31]. Pour l'utilisation à l'OLT, ces lasers accordables peuvent être intégrés de manière hybride avec un AWG sur un circuit planaire PLC (Planar Lightwave Circuit) en silicium pour fournir un module d'émetteurs accordables très compact [Oh33]. Du point de vue rentabilité, le laser accordable proposé est un laser bas-coût. Avec un tel composant, la montée en débit, à 10 Gbit/s par exemple, pourra alors être envisagée à l'avenir.

Nos expérimentations au laboratoire ont démontré un débit de 10 Gbit/s avec égalisation électronique [Ra1] [Ra2], ce qui a fait l'objet de publications nationales et internationales durant ma thèse.

3.2.2. LES COMPOSANTS A EMISSION A BASE DE MODULATEURS REFLECTIFS

Le concept à base des modulateurs réflectifs a fait l'objet de plusieurs investigations à cause de leur coût abordable. Les modulateurs réflectifs ne génèrent pas de porteuses optiques, et nécessitent donc une distribution des longueurs d'onde. Ce concept achromatique a été largement étudié, développé, voire commercialisé par certains fabricants. La Figure 3-24 résume l'architecture et les composants qui interviennent pour l'émission à base de modulateurs réflectifs.

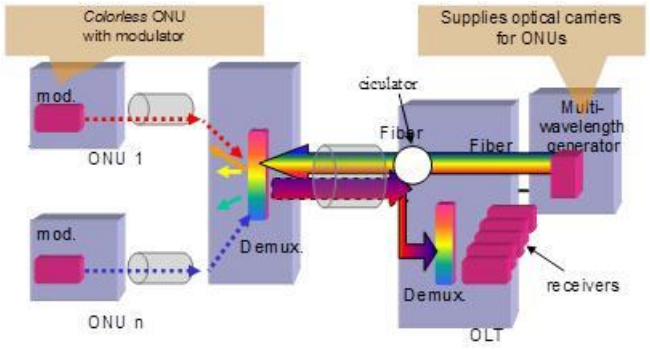


Figure 3—24: Architecture avec modules de distributions de porteuses continues au central et modules réflectifs à l'ONU pour les signaux montants

Comme on l'a énoncé précédemment, la technologie des *modulateurs réflectifs* ou *modulateurs déportés* utilise :

- d'une part, des *sources multi-longueurs d'ondes* appelées aussi *sources à distribution de longueurs d'ondes* (en anglais « *seed source* » ou « *seed wavelength* ») permettant de générer les porteuses continues (*à l'OLT*)
- d'autre part, des *composants de type modulateur réflectif* (*à l'ONU*)

3.2.2.1. LES SOURCES MULTI-LONGUEURS D'ONDE

On distingue deux types *de sources à distribution de longueurs d'ondes* à l'OLT :

- Source large bande à base de *découpage spectral* (Sources incohérentes)
- Sources cohérentes à base d'un *ensemble des diodes lasers DFB* avec des longueurs d'onde définies ;

Les principes de ce concept réflectif avec les deux types de sources multi-longueurs d'onde à l'OLT, pour la transmission en voie montante et descendante sont représentés dans les Figures 3-25 et 3-26.

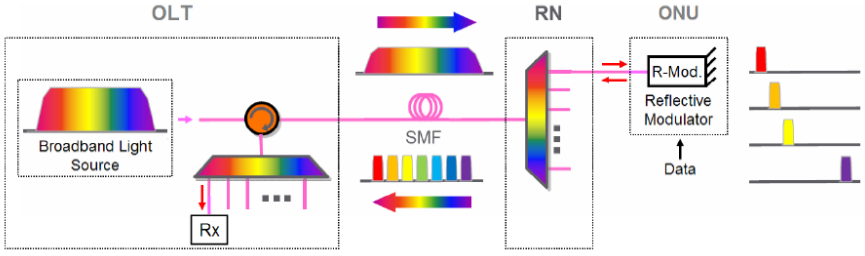


Figure 3—25: Porteuses optiques incohérentes en utilisant une source large bande à découpage spectral

Ici, la description correspond au cas d'un signal incohérent à l'OLT (Figure 3-25), où la source large bande est découpée spectralement à l'aide d'un AWG, en plusieurs porteuses optiques à destination des modulateurs réflectifs. A l'ONU, les modulateurs réflectifs sont directement modulés par les données à transmettre des abonnés. La Figure 3-26 ci-après montre l'utilisation d'une source à multi-longueurs d'onde à base d'ensemble de lasers DFB à l'OLT.

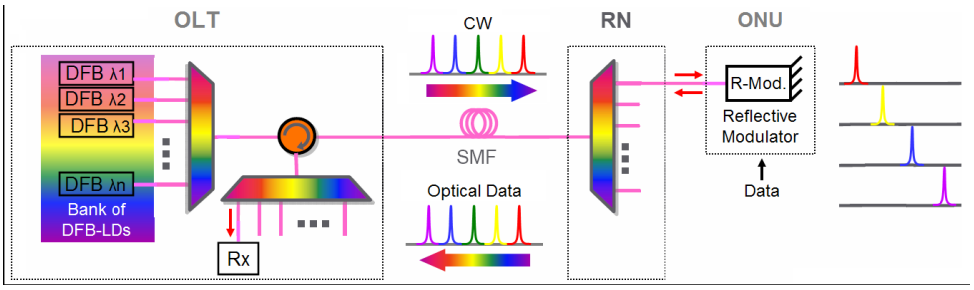


Figure 3—26: Porteuses optiques cohérentes en utilisant un ensemble de diodes lasers DFB

La source sert à fixer la longueur d'onde des modulateurs réflectifs qui jouent le rôle d'émetteurs achromatiques (situés aux ONU) après la propagation dans le réseau PON en voie descendante. Comme ces modulateurs fonctionnent en réflexion, les signaux optiques modulés sont émis vers la direction montante, multiplexés par le même AWG, puis se propagent vers l'OLT, et finalement sont démultiplexés par un deuxième AWG en différents canaux séparés, avant d'être détectés par les récepteurs optiques.

En réalité, la génération des *sources large bande* et des *sources cohérentes* à l'OLT pour les émetteurs réflectifs repose typiquement sur :

- les barrettes de lasers DFB
- le Spectrum Slicing (l'émission ASE d'une SLED ou d'un SOA)
- les Sources supercontinuum
- les VCSEL multi-longueurs d'onde
- les porteuses optiques basées sur une modulation hybride phase-amplitude

✓ Mis à part la barrette de lasers DFB, dont l'intérêt est la maturité technologique et le faible coût dû au volume de production des lasers DFB, toutes ces techniques sont au stade de la recherche. Ces sources sont donc très peu répandues

✓ Le Spectrum Slicing va être abordé dans le Chapitre 4.

✓ La génération d'une source supercontinuum est plus complexe que celle d'une source à émission spontanée amplifiée ASE (Amplified Spontanous Emission), mais elle permet une puissance totale plus importante, donc une puissance plus significative de chaque porteuse optique à injecter dans le modulateur réflectif. Les sources supercontinuum connaissent un regain d'étude avec le développement des fibres microstructurées permettant de stimuler les effets non linéaires. Elles permettent d'obtenir un nombre de longueurs d'onde très important (1000 canaux espacés de 12.5 GHz [Ta34]) mais

requièrent un laser à impulsions et de fortes puissances d'émission donc des amplificateurs optiques.

✓ Les études sur les VCSEL multi-longueurs d'onde et les lasers multifréquence sont rares.

✓ La génération de porteuses optiques basée sur une modulation hybride phase-amplitude est une proposition de NTT qui permet d'obtenir 9 longueurs d'onde avec un seul laser.

Notons que la génération des porteuses optiques incohérentes en utilisant une source large bande est moins coûteuse comparée à l'utilisation d'un ensemble de lasers DFB.

Cependant l'utilisation des sources large bande (incohérentes) impose beaucoup de limitations parmi lesquelles :

- le bruit d'intensité élevé de la source incohérente (-105 dBc/Hz à -110 dBc/Hz) [Fu35],
- la largeur de raie très importante des porteuses optiques générées (typiquement supérieure à 20 GHz, ce qui correspond à la largeur du filtrage de l'AWG)
- et donc la forte dégradation par la dispersion chromatique,
- la faible puissance de chaque porteuse optique suite aux fortes pertes optiques causées par le découpage spectral.

Par conséquent, les performances du système WDM-PON employant la source large bande incohérente et des modulateurs réflectifs sont typiquement limitées à un débit de 1,25 Gbit/s [Mu36]. Récemment, il y a eu quelques démonstrations à 2,5 Gbit/s mais ses performances sont encore vraiment limitées [Bo37, Le38, Le39].

Après avoir dressé l'état de l'art des *sources à distribution de longueurs d'onde (à l'OLT)* qui sont nécessaires pour une architecture à modulation déportée (ou réflective), nous allons maintenant détailler les trois grandes catégories de *composants de type modulateur réflectif (à l'ON*U) qui ont été largement développés durant les dernières années pour l'application dans le réseau d'accès optique WDM.

3.2.2.2. LES MODULATEURS REFLECTIFS

LASER FABRY-PEROT VERROUILLE PAR INJECTION OPTIQUE (IL-FP)

On a vu précédemment dans le Paragraphe 3.2.1.1. les principes de fonctionnement d'un laser Fabry-Perot. Les modes sont séparés en fréquence de l'intervalle spectrale libre (ISL) correspondant à la longueur de la cavité Fabry-Perot via la relation :

$$ISL = \frac{c}{2nL} \qquad \begin{cases} c: La\ vitesse\ de\ la\ lumière \\ n: indice\ du\ matériau\ constituant\ la\ zone\ active \\ L: longueur\ de\ la\ cavité \end{cases}$$

Même si ce type de laser présente un bon comportement en modulation directe à quelques Gbit/s, son caractère multimodal interdit toute utilisation comme émetteur à modulation

directe pour la transmission à haut débit sur une portée typique du réseau d'accès, à cause de la dispersion chromatique de la fibre. Cependant, grâce à un phénomène bien connu dans le domaine de la physique des lasers, le "verrouillage par injection optique" [La40] qui consiste à injecter optiquement une source externe mono-fréquentielle dans le laser Fabry Perot, sous certaines conditions, ce laser est verrouillé en fréquence et en phase sur le signal externe injecté grâce au couplage du champ optique interne, présent dans la cavité Fabry-Perot, avec celui du signal injecté. On obtient ainsi un laser Fabry Pérot verrouillé par injection ou IL-FP (Injection-Locked Fabry-Perot). Dans le cas du laser Fabry-Perot, le fonctionnement du laser peut devenir monomode quand un signal optique externe mono-fréquentiel est optiquement injecté. En parallèle avec la modulation du courant électrique injecté dans la cavité Fabry-Perot, on applique la modulation sur le gain d'amplification du laser IL-FP. Le principe de fonctionnement d'un IL-FP (Injection-Locked Fabry-Perot laser) est schématisé dans la Figure 3-27 ci-dessous.

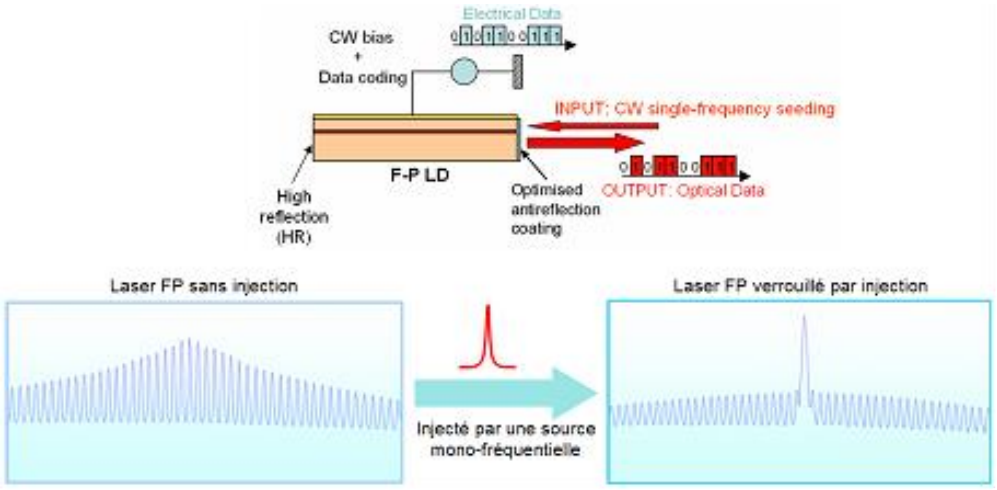


Figure 3—27 : Principe de fonctionnement d'un laser Fabry-Perot verrouillé par injection optique et exemple de spectre optique

Le choix de la réflectivité de la facette avant a une forte influence sur le fonctionnement ainsi que sur les performances du laser IL-FP [Ch21]. Il existe un compromis entre l'obtention d'un régime à verrouillage et les pertes optiques de la cavité FP.

Le laser IL-FP a connu de nombreuses améliorations [Mu41, Pa42, Le43], puis a été commercialisé par LG-Nortel Novera aux débits de 125 Mbit/s et 1,25 Gbit/s [No43] avec les sources d'injection incohérente à base de supercontinuum [Le44] ou d'ASE [Ki45]. Il y a eu récemment une démonstration à 2,5 Gbit/s mais uniquement en voie descendante [Le46]. L'utilisation de source d'injection cohérente permet un fonctionnement jusqu'à 10 Gbit/s, mais il souffre d'une plage de fonctionnement extrêmement faible en termes de fréquence injectée (3,6 GHz) [Xh47] et d'une sensibilité à la polarisation du signal injecté [Sh48]. Une étude sur le laser Fabry-Perot à deux sections fabriqué dans le but d'atténuer cette dépendance en polarisation est présentée dans [Sh49]. Une transmission bidirectionnelle comprenant un laser Fabry-Perot verrouillé par injection optique et une source multi-longueurs d'onde cohérentes à base d'un laser à bâtonnets quantiques à blocage de modes (QD-MLL) ont démontré un fonctionnement possible à 10 Gbit/s en utilisant un égaliseur électronique de dispersion à la réception a été ainsi démontré [Ng50].

Pour une injection cohérente, la solution à base d'IL-FP présente des inconvénients :

- La forte sensibilité à la polarisation en régime de verrouillage est l'inconvénient majeur pour les lasers Fabry-Perot conventionnels, notamment pour la montée en débit.
- En plus, la forte dépendance des performances de l'IL-FP au désaccord (qui représente la différence entre la fréquence ou la longueur d'onde du signal injecté et celle du mode Fabry-Perot le plus proche) dans le cas d'une injection cohérente est aussi une grande limitation.

Un autre modulateur réflectif possible pour l'ONU achromatique est le RSOA que l'on va approfondir dans le paragraphe qui suit.

RSOA (AMPLIFICATEUR OPTIQUE A SEMI-CONDUCTEUR REFLECTIF)

Un RSOA (Reflective Semiconductor Optical Amplifier) est un SOA avec une facette à forte réflectivité. Son principe est schématisé dans la Figure 3-28.

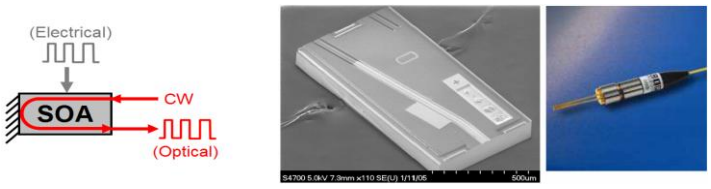


Figure 3—28 : Principe de fonctionnement d'un RSOA , exemple de sa structure et composant packagé réalisé par CIP [Sm51].

Similaire à un IL-FP, la structure à semi-conducteur possède une forte réflectivité sur la facette arrière et une faible réflectivité (antireflet) sur la facette avant pour l'entrée/sortie du signal optique. Aussi, la modulation est appliquée sur le gain d'amplification du RSOA via le courant de polarisation. Le RSOA fonctionne en régime d'amplification alors que l'IL-FP fonctionne en régime laser. Il en découle de cette propriété, les points forts du composant :

- le RSOA peut éviter la forte dépendance en fréquence du signal injecté qui se produit dans le cas d'un verrouillage d'un IL-FP.
- Aussi, le RSOA permet un fonctionnement insensible à la polarisation [Bo54].
- De plus, la nouvelle technologie RSOA permet une forte puissance d'émission et un très grand gain d'amplification.

Par exemple, une puissance d'émission jusqu'à 11 dBm et un gain jusqu'à 30 dB ont été rapportés dans [Va53] pour le RSOA à base du matériau InGaAsP. Le RSOA a aussi un très grand avantage par rapport à l'IL-FP qui possède généralement une puissance d'émission de l'ordre de quelques dBm et un gain seulement supérieur à 10 dB. Cet avantage ne permet pas seulement d'obtenir un budget optique plus important pour permettre une utilisation dans une architecture hybride WDM PON, mais aussi de tolérer les effets physiques dégradant la transmission bidirectionnelle en voie montante [Fu54].

En termes de sources d'injection, les systèmes WDM PON à base de RSOA peuvent utiliser la source large bande à découpage spectrale comme l'ASE [He55] ou le SLED [Pa56] ainsi que la source d'injection cohérente à base des lasers DFB [Pr57].

Comme pour le cas d'un IL-FP, l'utilisation des RSOA injectés par une source large bande incohérente est considérée comme une solution très économique, qui a été récemment commercialisée par ETRI [Le58, Le59]. Mais à cause du fort bruit d'intensité de la source large bande ainsi que de la bande spectrale de la porteuse optique, le débit du RSOA injecté par une source incohérente est généralement limité à 1,25 Gbit/s. Il y a eu une démonstration à 2,5 Gbit/s [Bo60] mais avec des performances très limitées : très forte puissance optique injectée, portée limitée à 10 km et plancher d'erreurs important à cause du bruit.

Avec l'injection cohérente, le RSOA permet aujourd'hui un bon fonctionnement à 2,5 Gbit/s, en plus dans une architecture hybride WDM/TDM-PON à longue portée et à grand budget optique grâce à un gain d'amplification élevé du RSOA. Un point faible de ce composant est le fort chirp du RSOA fonctionnant en modulation directe, qui limite la transmission à longue portée. Mais le développement de la technologie RSOA à multi-sections peut supprimer cette limitation [Va61]. Le fonctionnement à 10 Gbit/s d'un RSOA a été récemment démontré en utilisant la structure à une seule section [Sc62]. Aussi, l'utilisation de techniques de traitement électronique telles que l'égalisation et le code correcteur d'erreur permet un fonctionnement du RSOA à 10 Gbit/s [Du63, Ch64].

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

Une dernière technologie associée à la réalisation d'un modulateur réflectif pour la réalisation d'un ONU achromatique est le R-EAM-SOA.

MODULATEUR ELECTRO-ABSORBANT AMPLIFIE EN REFLEXION R-EAM (ET R-EAM-SOA)

La montée à 10 Gbit/s sans assistance des techniques de traitement électronique est encore difficile pour les composants IL-FP et RSOA cités ci-dessus. Pour un bon fonctionnement à 10 Gbit/s, le modulateur électro-absorbant en réflexion ou R-EAM (Reflectif Electro-Absorption Modulator) [Sm51, Bo52, Va53] a été proposé pour l'accès WDM. Les performances en modulation de ce composant sont supérieures à celles d'un IL-FP et d'un RSOA grâce à l'effet électro-absorbant. Ce composant permet :

- une très grande bande passante de modulation (> 10 GHz)
- un taux d'extinction très important (> 10 dB à 10 Gbit/s)
- ainsi qu'un très faible chirp.

Le principe de fonctionnement des modulateurs à électro-absorption est décrit dans [D65]. Il repose sur les modifications du spectre d'absorption d'un semi-conducteur soumis à un champ électrique via l'effet Franz-Keldysh dans un matériau massif et l'effet Stark confiné dans un matériau quantique.

Néanmoins, à côté des grands avantages en termes de modulation, un point faible de ce composant par rapport l'IL-FP ou R-SOA est son gain fortement négatif (perte optique élevée) à cause de l'absorption du signal. Donc, il est impossible de l'utiliser comme émetteur à l'ONU à cause des effets physiques limitants tels que la réflexion et la rétrodiffusion de Rayleigh [Fu66]. Pour résoudre ce problème de pertes, le R-EAM doit être assisté par une fonction d'amplification grâce au SOA [Ga67]. Ainsi, le composant possède donc à la fois les bonnes performances en modulation grâce à la section EAM mais aussi un gain positif grâce à la section SOA. L'intérêt de cette intégration monolithique est de réduire : la consommation électrique, la perte optique de couplage, l'encombrement et la complexité par rapport l'utilisation des composants séparés. Il permet donc d'optimiser le coût.

Le principe de fonctionnement de ce composant est schématisé dans la Figure 3-29. La section EAM avec la facette en arrière à haute réflectivité joue le même rôle qu'un R-EAM.

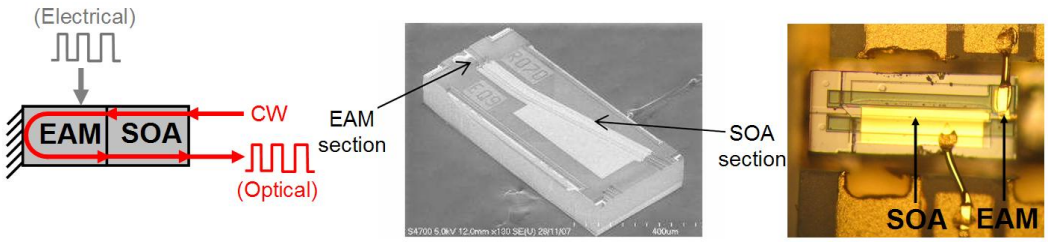


Figure 3—29 : Principe de fonctionnement d'un R-EAM-SOA et un exemple de sa structure réalisé par CIP [Sm51] et de celle réalisée par Alcatel-Thales III-V dans le cadre du projet ANTARES

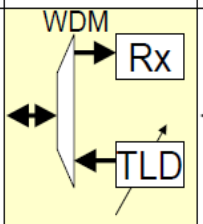
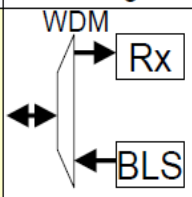
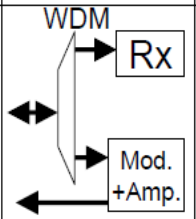
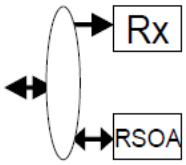
La section SOA peut doubler l'efficacité en amplification et donc compenser les fortes pertes de la section EAM car elle sert à la fois de préamplificateur du signal injecté et de post-amplificateur du signal modulé. Jusqu'à aujourd'hui, cette technologie de composant a été notamment développée par CIP et Alcatel-Thales III-V Lab. [Sm51]

Pour un fonctionnement à 10 Gbit/s avec ce composant, la source d'injection cohérente à base de lasers DFB est nécessaire. L'utilisation de la source large bande à découpage spectral est impossible pour 10 Gbit/s à cause du bruit d'intensité et de la dispersion chromatique.

L'utilisation d'une source d'injection cohérente à base d'un laser multi-longueur du type blocage de modes à bâtonnets quantiques pour le fonctionnement à 10 Gbit/s avec le R-EAM-SOA a été démontrée récemment [Ng50]. La technologie R-EAM-SOA aujourd'hui peut avoir une faible sensibilité à la polarisation (PDG < 1 dB) [Sm70].

Le Tableau 3-1 ci-après résume la classification des sources pour ONUs « achromatiques » en fonction des techniques mises en œuvre.

Tableau 3-1 : Les sources achromatique pour le WDM

	Local Emission		Wavelength Supply	
Technique	Tunable	Spectrum Slicing	Loop-back	Wavelength-seeding
ONU configuration				
Modulation	Direct/External	Direct	External	Direct
Sources	**DFB Laser DBR Laser Tunable VCSEL ECL**	**SLED ASE of SOA Multimode FP**	**IL-FP R-EAM-SOA**	**RSOA**

Dans la suite de ce manuscrit, nous nous attarderons sur les sources achromatiques à émission directe et plus particulièrement aux lasers accordables et aux sources à large bande.

CONCLUSION : EMETTEURS ACHROMATIQUES

Dans ce chapitre nous avons établi un panorama des technologies «émetteurs» existantes pour la transmission optique. Pour le G-PON actuel les DMLs sont les plus répandus mais leurs performances sont limitées à 2,5 Gbit/s. On a vu que pour les systèmes TDM-PON à 10 Gbit/s et plus, la technologie de laser intégré avec un modulateur à électro-absorption EML (Electro-absorption Modulated Laser) semble être un bon choix. Une étude prévisionnelle peut être envisagée sur les lasers à gestion de « chirp » offrant un débit à 10 Gbit/s.

L'étude et le développement des technologies de composants pour l'accès WDM s'orientent de plus en plus vers les émetteurs achromatiques car ces derniers offrent une accordabilité en longueurs d'onde qui constituent un facteur clé pour la nouvelle génération de réseau d'accès optique (NG-PON). Ces émetteurs achromatiques sont classés en deux catégories : les sources à émission directe et les sources à base de modulateur réflectif.

Parmi les sources à émission directe, les émetteurs à large bande et à découpage spectral sont limités par le bruit d'intensité et la grande largeur de la raie laser après découpage à l'AWG. Les lasers accordables contrairement aux émetteurs large bande sont plus performants car ils offrent une faible largeur de raie, un faible bruit d'intensité, la capacité de moduler à haut débit et une forte puissance d'émission.

Les émetteurs à modulateurs réflectifs nécessitent à la fois des sources distributeurs de longueurs d'ondes à l'OLT (source incohérente ou cohérente) et des composants modulateurs réflectifs à l'ONU (comme le RSOA, l'IL-FP ou le R-EAM-SOA). Mis à part la barrette de lasers DFB (source cohérente), dont l'intérêt est la maturité technologique et le faible coût dû au volume de production, toutes les techniques de sources multi-longueurs d'onde (à l'OLT) utilisées pour l'architecture à base de modulateur réflectif sont au stade de la recherche. Ces sources sont donc très peu répandues. Notons que la génération des porteuses optiques incohérentes en utilisant une source large bande est moins coûteuse comparée à l'utilisation d'un ensemble de lasers DFB. Parmi les différentes technologies de composants d'émetteurs réflectifs, le RSOA semble aujourd'hui être le composant à très fort potentiel pour les systèmes d'accès WDM grâce à sa simplicité et ses bonnes performances (forte puissance d'émission, gain élevé, faible dépendance en polarisation et capacité de modulation directe à haut débit). Un point faible de ce composant est son chirp élevé lorsqu'on le module directement. Ce qui limite la transmission à longue portée. La montée à 10 Gbit/s sans assistance des techniques de traitement électronique est encore difficile pour les composants IL-FP et RSOA. Comparé au concept réflectif, l'utilisation du laser accordable présente un très grand avantage puisqu'il évite les effets physiques limitants comme la rétrodiffusion de Rayleigh ou la réflexion. Ainsi, pour le NG-PON2 à base de systèmes WDM ou WDM PON, ces technologies à base de lasers accordables si elles sont maitrisées et optimisées au niveau de leur coût sont des solutions prometteuses. Le laser à cavité externe ECL en particulier, est proposé dans ce manuscrit comme étant une alternative pour un ONU achromatique dans le NG-PON2. Des démonstrations sur la technique de Spectrum Slicing seront également mises en lumière durant la thèse.

CHAPITRE IV :

ETUDES EXPERIMENTALES ET RESULTATS

4. ÉTUDES EXPERIMENTALES ET RESULTATS

Ce chapitre 4 présente les travaux expérimentaux effectués dans le cadre de la contribution aux études de la future architecture de réseau d'accès optique NG-PON.

On peut classer les solutions étudiées en trois étapes. Une première étape, « à court terme » vise à améliorer le G-PON actuel et le XG-PON1 en utilisant un combineur optique à faible perte qui permet de réduire le nombre d'OLTs au Central Optique et donc de diminuer le coût. Ce combineur a été assemblé puis évalué dans nos laboratoires. Les bénéfices en termes d'économie d'énergie seront également mis en relief dans cette première solution.

Une seconde étape vise une « solution à moyen terme » pour le XG-PON1. On évalue les performances de la chaîne de transmission optique intégrant la technique d'égalisation électronique pour compenser la dispersion et la faible bande passante des émetteurs.

Une troisième étape pour le NG-PON2 est considérée comme une « solution à long-terme », en raison de son échéancier. Cette solution à long terme peut utiliser soit l'architecture « pur WDM PON » avec la mise en œuvre de la technique « Spectrum Slicing », soit une architecture PON « Agile » en longueur d'onde qui constitue une variante spécifique du WDM-TDM intégrant des lasers accordables et/ou des récepteurs accordables pour assurer la flexibilité en longueur d'onde.

4.1. SOLUTION À COURT TERME : LE COUPLEUR MODAL A FAIBLE PERTE

4.1.1. L'OPTIMISATION DU BUDGET OPTIQUE DU G-PON (SOLUTION A COURT-TERME)

4.1.1.1. LE CONTEXTE DE L'ETUDE

De manière pratique la distance de transmission maximale d'un TDM PON actuellement est de 10 km ou moins (même si la portée maximum est de 60 km), et le taux de couplage est typiquement 1 : 64. La plupart des systèmes dans le commerce sont conformes à la spécification Classe B+ de l'ITU [It4] qui autorise un budget optique de 28 dB [Da1] comme l'illustre la Figure 4-1.

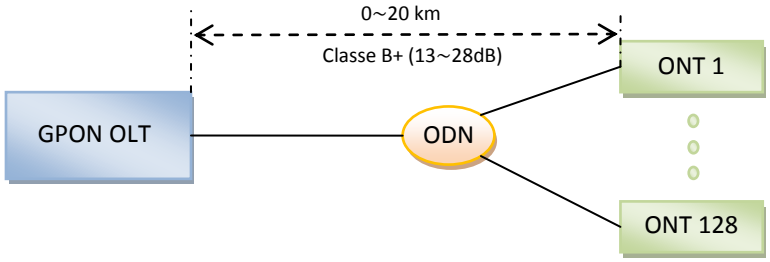


Figure 4—1 : Budget et portée du G-PON actuel

Récemment, les opérateurs ont montré un grand intérêt pour les PONs avec une distance de transmission de plus de 20 km. Le fil conducteur sous-jacent de cette augmentation de la portée est la consolidation du réseau d'accès. C'est-à-dire le contournement de certains centraux qui ne seront pas équipés d'OLT. En effet, avec une longue portée et un grand taux de couplage PON :

- le nombre de centraux optiques peut être considérablement diminué,
- la hiérarchie de l'ensemble du réseau peut être simplifiée,
- les équipements et les coûts d'exploitation peuvent être considérablement réduits.

Par ailleurs, la qualité de service pour le trafic en temps réel (par exemple la vidéo à la demande) pourrait être améliorée grâce à la réduction de la hiérarchisation du réseau.

Compte tenu de ces applications, on peut proposer deux catégories de solutions, l'une basée sur des systèmes actifs, l'autre utilisant des composants passifs.

▪ Dans la première catégorie, l'ITU-T a standardisé le concept de « *long-reach PON* » ou PON à longue portée (cf. Section 1.4), dans la recommandation G.984.6. Dans cette norme « long-reach PON » l'implémentation d'un nœud distant d'amplification optique et / ou une régénération OEO (optique-électrique-optique) est considérée comme une solution envisageable [Da2]. Ce nœud est désigné par le terme « *Reach Extender* » en anglais et le principe du GPON avec un Reach Extender (ou RE) est illustré dans la Figure 4.2 ci-après.

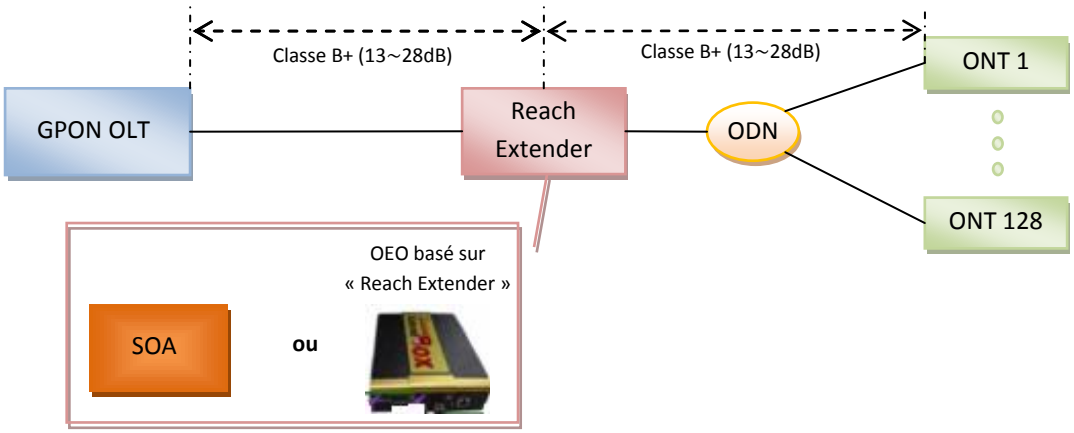


Figure 4—2 : Principe du G-PON à longue portée avec Extender Box

Dans un cas particulier de cette solution « *Reach Extender* », on peut utiliser un composant actif qui peut être vu comme un « *Coupleur Virtuel* » par l'OLT. Cette solution d'extension de portée PON est basée sur une régénération OEO avec ajout d'une fonction de couplage électrique comme le révèle la Figure 4-3. La solution comporte des modules optiques SFP G-PON enfichables (1 SFP du côté de l'OLT et 4 SFPs du côté des ONTs qui correspondent au nombre d'arbres PON à coupler). Il s'agit d'une solution active qui nécessite une source d'énergie. Des PONs à longue portée avec une distance de transmission allant jusqu'à 100 km ont été démontrés en utilisant des amplificateurs optiques ou régénérateurs [Ge3, Sp4].

Toutefois, les questions sur le coût et la maintenance de ces composants actifs font que ces approches sont peu attrayantes pour un déploiement de grande envergure.

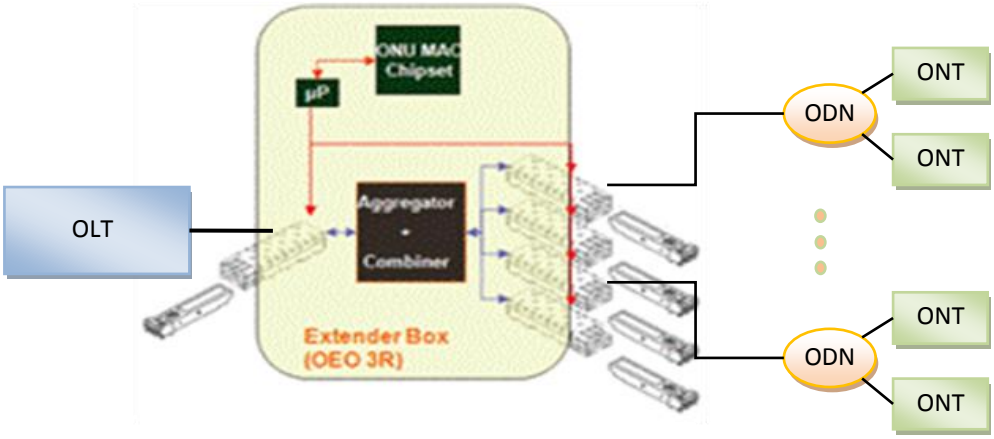


Figure 4—3 : Solution active pour la longue portée intégrant un Coupleur Virtuel (EB) 1 vers 4

- La seconde solution possible pour augmenter la portée est basée sur l'utilisation d'un combineur optique passif à faibles pertes qui remplacerait le coupleur conventionnel utilisé à ce jour dans les systèmes G-PON avec des pertes proportionnelles au nombre de ports connectés.

4.1.1.2. DEMONSTRATION D'UN COMBINEUR A FAIBLE PERTES 4 :1

Avec un taux de couplage réduit d'un facteur 2, on peut d'obtenir environ 7,5 km de portée supplémentaire, nous proposons dans cette thèse, de maintenir pour autant un couplage élevé (et donc une portée étendue du PON) de manière passive. Cette solution passive est basée sur un combineur 4 : 1 à faible perte qui permet d'agréger 4 arbres infrastructures PONs à une seule interface OLT. Le principe est décrit dans le Figure 4-4 ci-dessous.

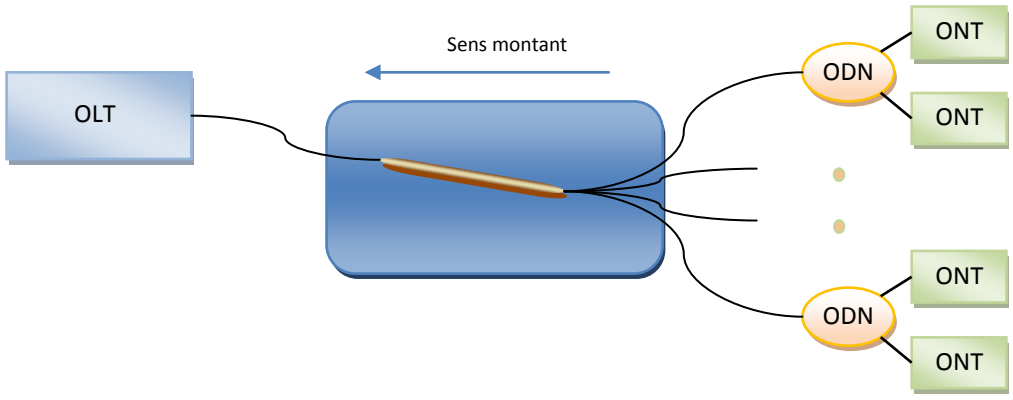


Figure 4—4 : Solution passive pour la longue portée intégrant un Coupleur passif 1 vers 4

Sens montant

Dans l'architecture proposée et représentée par la Figure 4-4, les signaux montants issus des 4 fibres monomodes des différentes infrastructures optiques (ODN) sont combinés via un combineur 4 :1 à faible perte puis envoyés vers un seul récepteur à l'OLT.

Sens descendant

Pour la liaison descendante, un coupleur 1 : 4 standard doit être implémenté pour diviser le signal provenant de l'OLT aux ONTs. La perte supplémentaire due au coupleur 1 : M (environ 6-7 dB pour un coupleur 1 : 4) peut être compensée par une puissance supérieure d'émission à l'OLT (par exemple en utilisant des lasers avec plus de puissance de sortie, ou avec un amplificateur optique de type « booster » comme un SOA).

Le schéma proposé à la Figure 4-4 assure le maintien du taux de couplage tout en offrant plus de budget optique pour la portée. Cette solution combineur à faible perte présente d'autres intérêts:

(i) la solution est passive pour la voie montante et simple (uniquement une intervention à l'OLT, c'est-à-dire au central),
(ii) les réseaux de distribution ODN sont faiblement impactés,
(iii) les ONTs ne sont pas touchés (puissance d'émission de la source et sensibilité de la photodiode) et il est donc possible d'utiliser le même type d'équipement à l'ONT (avant ou après l'utilisation du combineur).

Le combineur 4 : 1 à faible perte proposé dans cette thèse, utilise le principe du couplage de modes de plusieurs fibres juxtaposées. Quatre fibres monomodes sont assemblées et ensuite soudées par fusion avec une fibre multimode. Ainsi, les signaux, dans le sens montant, issus des quatre fibres monomodes sont couplés dans une seule et même fibre multimode à gradient d'indice par l'intermédiaire d'une fibre monomode multi-cœurs (4 cœurs). Ce combineur 4 : 1 permet donc de connecter les 4 fibres monomodes à un seul photo-détecteur à l'OLT. La Figure 4-5 expose les différentes fibres qui composent le combineur 4 : 1.

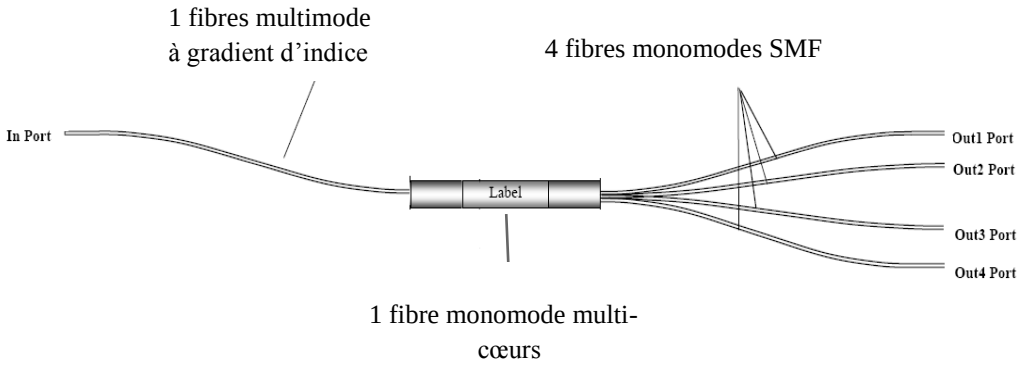


Figure 4—5 : Concept du nouveau Combineur sans pertes 4 vers 1

Le système est conçu spécialement pour la voie montante. Le choix de nous attarder spécialement sur la voie montante du TDM PON et donc d'apporter des améliorations du côté de l'OLT, dans ce premier volet d'étude, se justifie par les 3 constats suivants :

1er constat : Dans le G-PON actuel, le budget en sens montant est généralement plus serré comparé au budget de la voie descendante en raison de l'atténuation linéique plus élevées de la fibre dans la bande O (autour de 1,3 µm). Par ailleurs, le budget optique dans la voie descendante peut être facilement amélioré avec une puissance de transmission plus élevée à l'OLT où le coût est partagé entre plusieurs utilisateurs. Tandis que dans la transmission en « upstream », augmenter la puissance d'émission signifie augmenter le coût de chaque ONU (côté client). En conséquence, pour obtenir une solution d'extension de budget rentable par client, ce type de combineur est intéressant.

2ème constat : La contrepartie de la solution point à multipoint ou PON est la complexité de la conception des récepteurs (mode « burst ») et leur faible sensibilité. Le coût des équipements partagés du nœud d'accès optique (OLT) est donc plus important que celui des équipements terminaux clients (ONT). Actuellement, le prix d'un port G-PON sur un OLT est d'environ 1800 € tandis que le prix d'un ONT est d'environ 90 €. Pour diminuer le coût par client, il est donc important que le nombre de clients connectés sur un port PON soit aussi proche que possible du maximum, 64. On peut évaluer l'introduction de la fibre chez le client à travers deux paramètres : le « taux de remplissage » et le « taux de pénétration ».

Le taux de remplissage est défini par :

$$Taux\ de\ remplissage = \frac{Nombre\ d'utilisateurs\ connectés}{Nombre\ de\ clients\ max\ pouvant\ être\ gérés\ par\ le\ port\ PON} \qquad (a)$$

Le taux de pénétration FTTH, lui s'exprime par

$$Taux\ de\ pénétration = \frac{Nombre\ de\ clients\ souscrits}{Nombre\ de\ clients\ raccordables} \qquad (b)$$

Une analyse effectuée à Orange Labs France en 2009 a révélé quelques chiffres intéressants concernant la carte de G-PON et le taux de remplissage des OLTs. Cette étude a montré, que durant cette période de démarrage de déploiement de la fibre :

- 40 % des ports OLTs ont un « taux de remplissage » faible d'environ 5%,

- et 10% uniquement des ports OLTs ont un « taux de remplissage » de 25 %. Cette analyse a donc dévoilé un « taux de remplissage » très faible des ports OLTs, qui à long terme peut conduire à une sous-exploitation du réseau G-PON. En effet, les ports OLTs faiblement utilisés et allumés en permanence engendrent un surcoût de fonctionnement.

Une ingénierie dite « parfaite » et purement « théorique » donnerait un « taux de remplissage » de 100%, quel que soit le taux de pénétration. Des simulations d'évolution du remplissage effectuées par une autre équipe au sein d'Orange Labs ont montré qu'avec un

objectif raisonnable de « taux de pénétration » FTTH de 25% pour France Télécom dans les zones urbaines denses, le « taux de remplissage moyen » ne dépassera pas 50% à la cible. Ce qui signifie que les ports OLTs du PON seront employés au maximum à la moitié de leur capacité effective à la cible, et encore moins dans la période de montée en charge, occasionnant un surcoût important en termes d'équipements OLTs. En ce qui concerne l'évolution du prix des ports du PON, les études de référence montrent que leur prix baissera à peine à un horizon de 3 à 5 ans (environ -15% de baisse maximum).

3ème constat : Les opérateurs ont pour objectif de disposer des interfaces d'accès dotés d'une efficacité énergétique importante. Par exemple, un consortium désigné par Green Touch regroupant plusieurs entités (équipementiers, opérateurs, systémiers) a vu récemment le jour [Gr]. Sa mission est de fédérer la consommation d'énergie et de réduire le taux de carbone dans les composants ICT, les plateformes et différents réseaux de données et de communication. Green Touch vise à diviser la consommation énergétique par 1000 d'ici 2015. Logiquement la diminution du nombre d'OLTs dans les centraux est un pas vers cette vision de réduire de la consommation énergétique.

Après avoir introduit les intérêts d'un combineur 4 vers 1, pour la liaison montante, nous allons maintenant présenter la conception du combineur à faible perte ainsi que ses performances. On mesurera les pertes d'insertion induites par ce composant dans une transmission TDMA PON pour différents débits (jusqu'à 10 Gbit/s). Finalement, la Section 4.1.3 traitera plus en détails les enjeux économiques et environnementaux engendrés par l'utilisation de ce combineur.

4.1.2. L'ETUDE EXPERIMENTALE

4.1.2.1. LA DESCRIPTION DU COMBINEUR 4 : 1 PROPOSE

Le combineur passif est basé sur la juxtaposition par fusion en premier lieu de (i) quatre fibres monomodes avec une fibre multi-cœur et deuxièmement (ii) de la fibre multi-cœur avec une fibre multimode à gradient d'indice (G.I). Nous proposons ici de détailler chaque partie du combineur :

(i) Les quatre fibres monomodes (SMF) en entrée du combineur ont été fusionnées par traitement chimique et le diamètre externe de cet assemblage après fusion et réduction de taille atteint 125 µm (Figure 4-6).

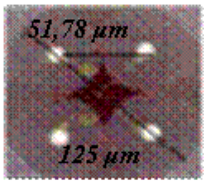


Figure 4—6 : Quatre fibres monomodes

La fibre multi-cœurs a été élaborée en utilisant quatre préformes pour obtenir la matrice de fibre désirée [Be5, Sp6]. Les distances inter-cœurs de la fibre multi-cœur sont fixées par la géométrie de la préforme (Figure 4-7).

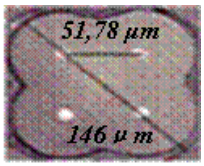


Figure 4—7 : Une fibre multi-cœur (4 cœurs)

Les cœurs des quatre fibres empaquetées sont ensuite alignés sur les cœurs de la fibre multi-cœurs. La possibilité de connecter "n" (dans notre cas 4) fibres monomodes devant les « n » cœurs d'une fibre multi-cœurs est garantie parce que les distances inter-cœurs sont les mêmes comme indiqué dans les Figures 4-6 et 4-7 [No7]. Cette distance est de 51,7 µm dans notre exemple.

(ii) On juxtapose ensuite, par fusion, l'extrémité de la fibre multi-cœurs avec une fibre multimode spéciale à gradient d'indice, qui n'a pas de gaine, mais avec 125 µm de diamètre de cœur et 125 µm de diamètre externe (Figure 4-8) [Ch8].

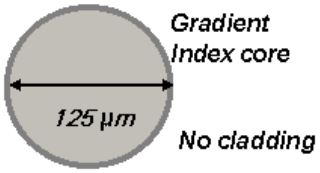


Figure 4—8 : Une fibre multimode à gradient d'indice

En rajoutant la fibre à gradient d'indice à l'ensemble réalisé au (i); on réalise un combineur optique complet. La propagation de la lumière dans le combineur est illustrée dans la Figure 4-9 ci-dessous. On note que la lumière provenant de « n » fibres monomodes (ici n= 2 pour simplifier le schéma) est injectée dans la fibre multi-cœur puis se propage dans la fibre multimode à gradient d'indice.

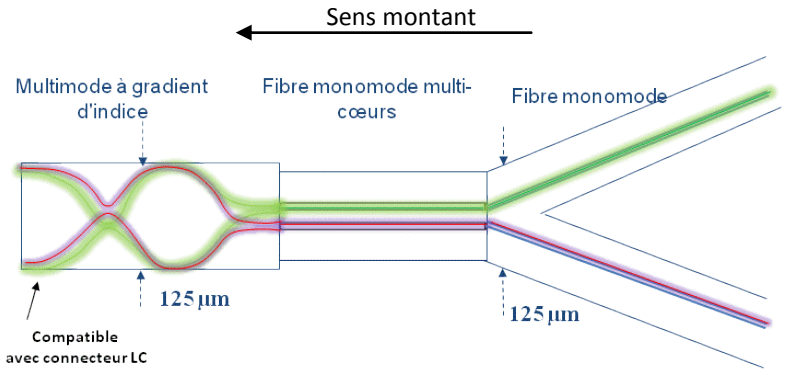


Figure 4—9 : Assemblage des composants qui constituent le nouveau Combineur 4 vers 1

On voit que la taille du faisceau optique en sortie de la fibre multimode varie en fonction de la longueur de propagation. Nous avons raccordé ce combineur 4 : 1 par un connecteur de type LC ou SC pour permettre une connexion aisée à des photo-détecteurs.

Après avoir exposé la conception du combineur nous enchaînons notre étude par la caractérisation de ce dispositif combineur en termes de pertes d'insertion.

4.1.2.2. LES MESURES DE PERTES D'INSERTION DU COMBINEUR 4 :1

Nous commençons par caractériser les pertes d'insertion du combineur en fonction de la longueur d'onde. Pour cette mesure, on a réalisé le montage expérimental décrit à la Figure 4-10. Un laser accordable a été utilisé en émission afin de balayer toute la fenêtre de longueur d'onde entre 1260 nm et 1650 nm.

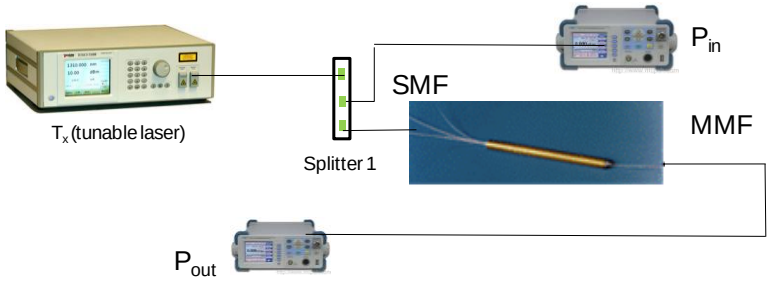


Figure 4—10 : Montage expérimental pour les mesures des pertes d'insertion du Combineur 4 vers 1

D'après le montage de la Figure 4-10, pour calculer les pertes d'insertion du dispositif, on connecte une des fibres monomodes du combineur à la source laser (faisant office d'équipement à l'ONT) et la fibre multimode GI en sortie est reliée au récepteur (représentant le récepteur OLT).

Pour déterminer la puissance optique insérée dans le combineur, on utilise un coupleur de puissance 1 vers 2 standards caractérisés au préalable. La perte d'insertion est mesurée en soustrayant les valeurs P_{out} et P_{in} (cf. Figure 4.10) qui correspondent à la puissance en sortie du combineur (du côté de la fibre à gradient d'indice) et de la puissance en entrée du combineur (du côté de la fibre monomode standard) respectivement. La Figure 4-11 présente les pertes d'insertion mesurées en fonction de la longueur d'onde injectée dans le combineur.

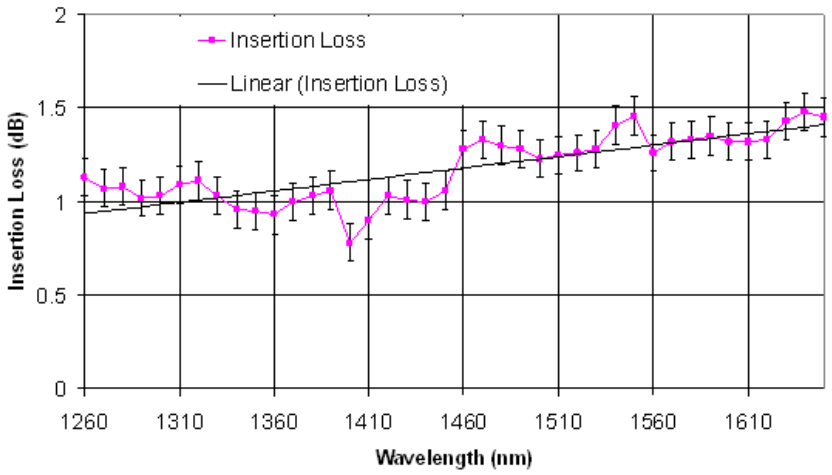


Figure 4—11 : Pertes d'insertion du combineur 4 vers 1 en transmission

Comme on peut le constater sur la Figure 4-11, en insérant le combineur, on obtient, pour la meilleure fibre (la fibre d) en entrée du combineur, une perte d'insertion maximale de 1,4 dB à 1610 nm et une perte d'insertion minimale de 1 dB à 1310 nm. Cette perte d'insertion prend en compte la somme des pertes de toutes les épissures et des pertes d'arrangement des 4 fibres monomodes fusionnées jusqu'à la photodiode. Nous avons mesuré également l'uniformité des pertes d'insertion pour les 4 fibres en entrée (fibre a , b, c, d) : à 1550 nm nous avons mesuré 1,3 dB de perte pour la meilleure fibre (la fibre d) et respectivement 2,7 dB; 2,9 dB et 3,1 dB pour trois autres fibres (fibres b, a, c). Dans la suite de cette étude, nous allons travailler avec « la fibre d » qui présente de bonnes performances en faisant l'hypothèse qu'avec une amélioration de la fabrication du combineur on peut atteindre des pertes uniformes entre les 4 entrées (fibres a, b, c, d).

La perte d'insertion de 1,5 dB est à comparer au cas où on utilise un coupleur optique conventionnel 1 : 4, qui lui apporte 6 dB de pertes théoriques plus une perte en excès autour de 0,4 dB. Par conséquent, on peut attester que le dispositif optique proposé (combineur 4 vers 1) offre une amélioration significative du budget optique parce qu'il réduit les pertes de combinaison de quatre signaux optiques.

4.1.2.3. LES MESURES DE PERFORMANCES EN TRANSMISSION

Dans les prochaines configurations du montage expérimental, le nouveau combineur sera inséré à l'intérieur d'un lien de transmission optique qui inclut un émetteur source (ou Tx) à 1310 nm, un atténuateur optique variable (VOA) et un photorécepteur (Rx) comme l'illustre la Figure 4-12. Nos travaux expérimentaux se focalisent sur le flux montant, comme il a été précisé précédemment. Cependant, nous travaillons en mode continu et non en mode burst, simplement parce que nous n'avons pas assez de flexibilité dans la configuration de mode burst pour changer le débit ou la nature du photorécepteur. On peut considérer que nos résultats en mode continu pourraient être facilement extrapolés dans le mode burst.

MONTAGE EXPERIMENTAL

La Figure 4-12 présente le montage expérimental réalisé.

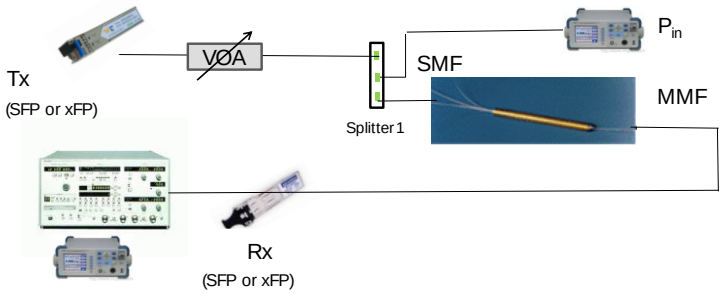


Figure 4—12 : Montage expérimental pour les mesures de BER dans une transmission avec le Combineur 4 : 1

On applique une modulation standard NRZ (Non Retour à Zéro) avec une séquence PRBS (Pseudo Random Binary Sequence) de 2^7-1, car ce modèle donne la plus proche compatibilité avec un lien de type Gigabit Ethernet.

Pour évaluer les performances du combineur on veut comparer les courbes de BER (Bit Error Rate) [Annexe] avec ou sans le combineur optique mentionné ci-dessus pour différents débits de transmission. Les photorécepteurs seront différents en fonction du débit. Dans le but d'être le plus réaliste en termes d'exploitation des résultats, nous utilisons les modules SFP (Small Form Pluggable) ou XFP (10 Gigabit Form Pluggable) comme émetteurs-récepteurs. La sortie du combineur (sortie de la fibre multimode à gradient d'indice) est reliée directement aux modules de réception du SFP ou XFP via un connecteur standard LC ou SC. Le signal optique en sortie de l'émetteur SFP (ou XFP) est injecté dans la fibre monomode (fibre d) du combineur 4 : 1, puis ressort par la fibre multimode à gradient d'indice pour être détecté en sortie par un photorécepteur SFP (ou XFP). Entre la source laser et le combineur, nous insérons un atténuateur variable pour simuler le budget optique ainsi qu'un coupleur 1 :2 standard pour contrôler la puissance optique.

L'évaluation des performances du nouveau composant sera effectuée dans la suite de ce document en mesurant le Taux d'Erreur Binaire ou BER en fonction de la puissance reçue sur la photodiode. Dans les paragraphes qui suivent on comparera les courbes de BER à différents

débits : 155 Mbit/s, 1,25 Gbit/s, 2,5 Gbit/s et 10 Gbit/s, pour une émission à 1,3 µm, avec et sans insertion du combineur optique.

La Figure 4-13 ci-après montre le taux d'erreur binaire en fonction de la puissance reçue au récepteur pour un débit de transmission est de 1,25 Gbit/s. Les pertes d'insertion induites par le combineur 4 :1 sont calculées en soustrayant la puissance reçue sans combineur de la puissance reçue avec combineur. Des modules SFP sont utilisés pour l'émission et la réception.

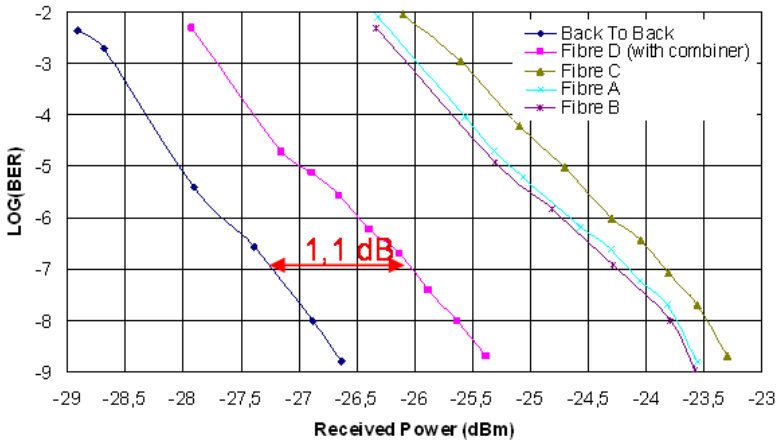


Figure 4—13 : Courbes de BER à 1,25 Gbit/s

D'après la Figure 4-13 ci-dessus, on mesure autour de 1,1 dB de perte d'insertion à 1310 nm pour la fibre "d" (Figure 4-13).

La Figure 4-14 représente le BER en fonction de la puissance reçue avec ou sans combineur 4 : 1 à 155 Mbit/s à la même longueur d'onde 1310 nm.

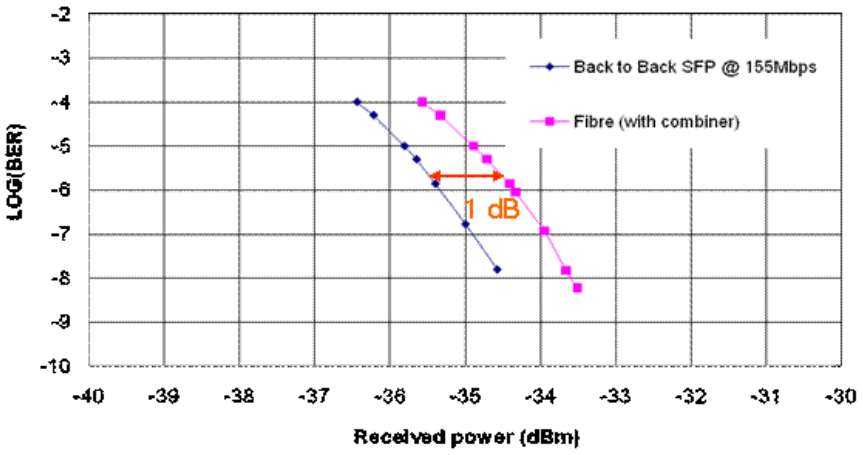


Figure 4—14 : Courbes de BER à 155 Mbit/s

Pour les transmissions à 155 Mbit/s (cf. Figure 4-14) et à 1,25 Gbit/s (cf. Figure 4-13), les pertes d'insertion mesurées sont très faibles, autour de 1,1 dB. Cette perte d'insertion croît pour des débits plus élevés.

Typiquement, des mesures de BER à des débits de 2,5 Gbit/s et 10 Gbit/s à 1550 nm rapportent une perte d'insertion plus élevée (supérieure à 1,1 dB). Plus précisément, nous avons obtenu 2 dB et 3 dB, respectivement, à 2,5 Gbit/s et 10 Gbit/s comme l'illustrent les Figures 4-15 et 4-16 ci-après.

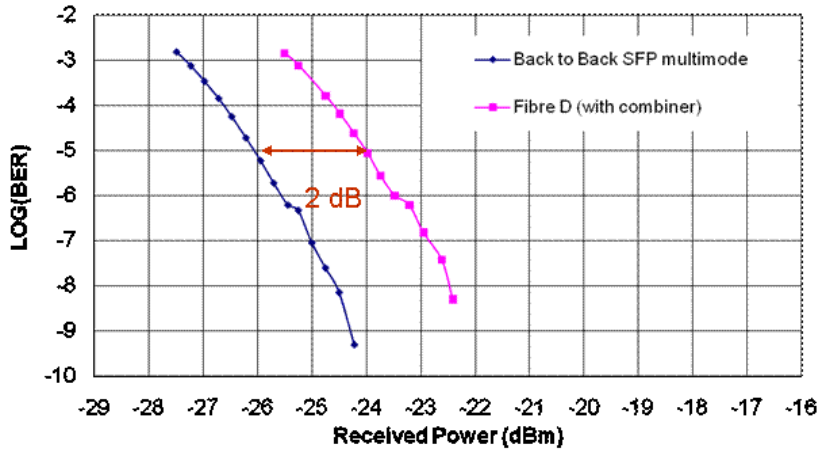


Figure 4—15 : Courbes de BER à 2,5 Mbit/s

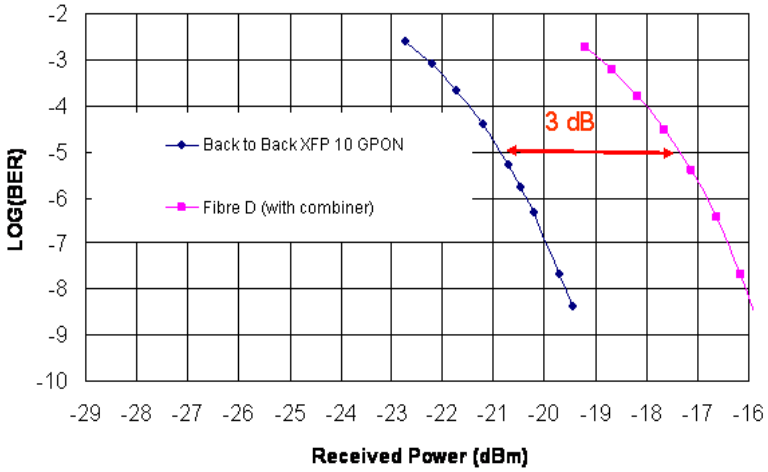


Figure 4—16 : Courbes de BER à 10 Gbit/s

Cette grande perte d'insertion à 2,5 Gbit/s et à 10 Gbit/s résulte d'une mauvaise adaptation du système optique entre l'extrémité de fibre multimode à gradient d'indice avec un diamètre de cœur de 125 µm et la photodiode. En effet une mauvaise adaptation de la lentille de couplage apporte une perte en excès comme il est montré à la Figure 4-17 ci-dessous.

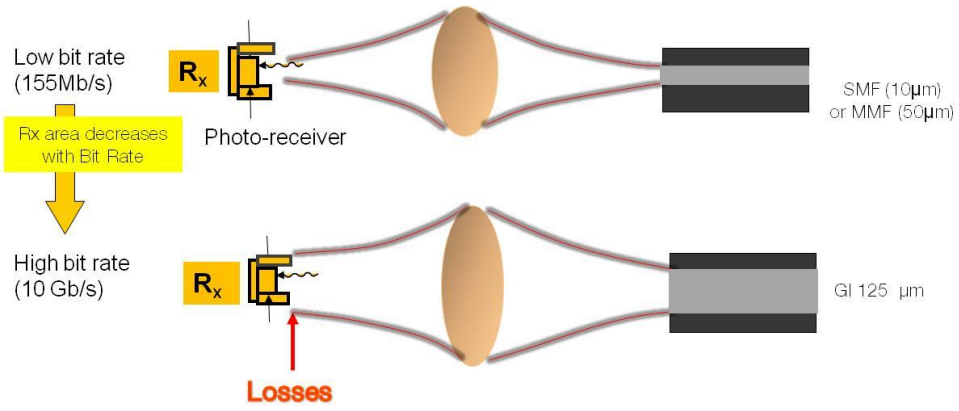


Figure 4—17 : Combineur 4 vers 1 devant le photodétecteur

On s'aperçoit qu'il s'agit d'une adaptation inappropriée de la tache focale et de la surface de la photodiode. En raison du fait que nous utilisons une fibre multimode à gradient d'indice de 125 µm, nous n'avons pas l'ouverture numérique habituelle du faisceau de la fibre SMF. Notre photodiode est une APD conçue pour ce type de fibre SMF. Par conséquent, la taille du spot n'est pas adaptée à la taille de la photodiode. Pour remédier à cette contrainte, une adaptation de la taille de mode via une lentille de couplage différente entre la sortie du combineur et le photo-détecteur pourrait être mise en œuvre pour des transmissions à haut débit. Une autre alternative consisterait à utiliser la bonne longueur de fibre à gradient d'indice pour faire converger le faisceau au bon endroit.

Néanmoins, on peut assurément envisager le déploiement de ce type de composant passif dans le G-PON ou le XG-PON1 à cause de sa faible perte lorsque l'optimisation sera plus au point.

Derrière la conception et les performances en transmission de ce combineur 1 : 4, cette dernière Section 4.1.3 vise à montrer des exemples d'applications de ce dispositif dans les futurs réseaux d'accès optiques pour réduire le coût de déploiement de ces derniers. Nous mettrons également en relief moyennant des simulations numériques les enjeux écologiques de ce type de combineur.

4.1.3. LES APPORTS DU COMBINEUR DANS L'ARCHITECTURE D'ACCES OPTIQUE

Un des avantages des scénarios potentiels qui utilisent le combineur est l'impact sur le taux de couplage et le taux de remplissage des cartes PONs à l'OLT.

4.1.3.1. LA CONCENTRATION DES OLTS (ENJEUX ECONOMIQUES)

Une prospective envisageable du combineur dans l'architecture d'accès est de connecter "4" ou "n" ODNs (réseau de distribution passif) du PONs à "un seul" émetteur OLT. La Figure 4-18 qui suit décrit l'évolution de l'agrégation de l'OLT PON actuel vers une architecture plus simple et moins coûteuse qui intègre le combineur 4 :1 à faible perte.

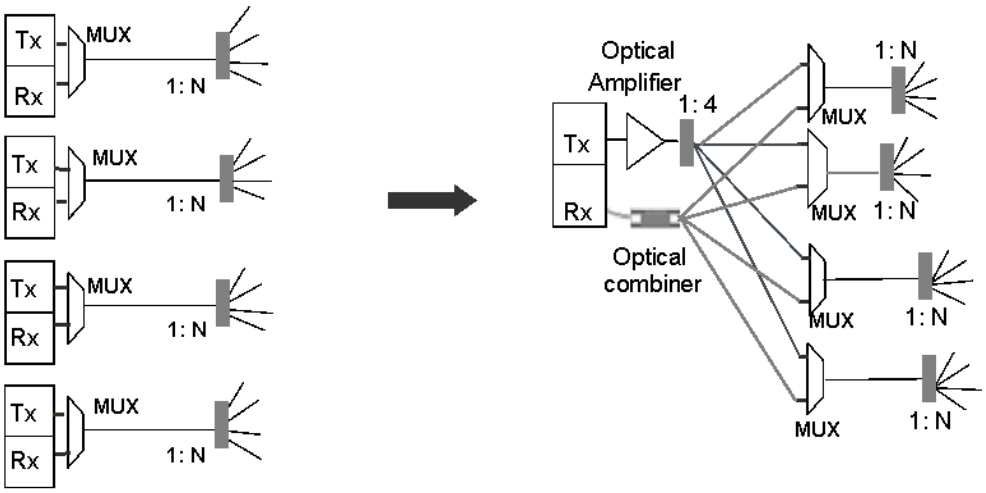


Figure 4—18 : Schéma de l'évolution de l'agrégation physique de l'OLT GPON

Le nouveau combineur proposé assure l'augmentation du nombre d'utilisateurs par port OLT (ou Taux de remplissage). Ce taux de remplissage de l'OLT peut être multiplié par 4 ou par «n» (cas où on élargit la fabrication du combineur à n sorties au lieu de 4).

Ici, dans notre exemple, on montre la définition possible de :

- 4 ODNs de Classe B+ inchangés
- Au récepteur, nous avons besoin de 1 dB de sensibilité en plus comparé à la classe B+ courante, à cause de la perte d'insertion du combineur 4 : 1.

A l'émetteur nous devons fournir une puissance optique supplémentaire de +6,4 dB par rapport à celui de la classe B + pour compenser les pertes du coupleur de puissance 1 : 4 dans le sens descendant. Pour le signal descendant, une solution pourrait consister à utiliser un amplificateur optique ou un émetteur à forte puissance. La réduction des sites NRO (Nœud de Raccordement Optique) peut donc être encouragée grâce à la mise en œuvre de ce composant puisqu' on pourrait supprimer dans notre exemple 3 cartes OLTs (onéreuses) tout en assurant une même bande passante globale.

A côté de la réduction du coût des équipements à l'OLTs, l'économie d'énergie devient également un facteur déterminant le choix de la technologie à déployer pour la future architecture PON.

4.1.3.2. L'OPTIMISATION DE L'OLT (ENJEUX ECOLOGIQUES)

Cette partie du Chapitre 4.1 concerne les impacts sur la consommation d'énergie des équipements actifs comme le boîtier « *Reach Extender (ou RE)* » [Sa10] ou du composant passif comme le « *combineur 4 : 1* » proposé. Un autre scénario envisageable est la combinaison de la boîte « *Reach Extender* » avec le « *combineur 4 :1* ». Il est clair qu'à long terme, la meilleure solution qui permet de diminuer la dépense énergétique d'un central optique (C.O) sera mise en œuvre.

Le Tableau 4-1 ci-dessous présente la consommation d'énergie (en Watts par utilisateur) d'un OLT G-PON en fonction du nombre de ports réseau PON et du taux de remplissage de chaque

port. Le taux de remplissage a été défini précédemment par la formule (a) comme étant le rapport entre le nombre d'utilisateurs connectés et la capacité maximale d'un port G-PON (soit au maximum 64 utilisateurs). Dans cet exemple, l'OLT utilisé a une capacité maximum de 4096 utilisateurs car il est constitué de 16 cartes, chaque carte est composée de 4 ports PON, et chaque port PON relie 64 utilisateurs.

Tableau 4-1: Consommation d'énergie par client d'un port OLT en fonction du nombre de ports et du taux de remplissage

Power consumption (W/user)	Filling Ratio (%)			
Number of OLT ports	11	25	50	100
1	19	8,4	4,2	2,1
4	4,8	2,1	1,1	0,53
8	3,8	1,6	0,8	0,4
16	3,1	1,4	0,68	0,34
32	2,8	1,23	0,62	0,31
48	2,7	1,19	0,6	0,3
64	2,7	1,17	0,59	0,29

Selon les résultats dans le Tableau 4-1, l'efficacité de l'OLT en termes de consommation d'énergie n'est pas optimisée lorsque le taux de remplissage n'est pas maximal. Par exemple, lorsque 1024 utilisateurs doivent être connectés à un réseau PON, nous pouvons soit déployer 64 ports OLT, avec un taux de remplissage de 25 % ou 16 ports OLT avec un taux de remplissage de 100 %. Selon le Tableau 4-1, dans le premier cas, la consommation d'énergie est 1.17 W/utilisateur et pour le second cas, elle est réduite à 0.34 W/utilisateur. Par conséquent, afin de diminuer la consommation électrique de l'OLT, nous avons besoin d'augmenter le taux de remplissage d'un réseau PON.

Dans la suite de notre étude, plusieurs configurations seront proposées pour réaliser l'optimisation de la consommation d'énergie. On émule différents paramètres comme le nombre de ports G-PON, le nombre d'utilisateurs afin de calculer la puissance consommée. Pour chacun des scénarios proposés, on fixe le taux de remplissage à 25%. On commence par l'étude des solutions passives au Central Optique (CO).

A°) SCENARIOS PASSIFS

Scénario B+

L'état de l'architecture G-PON actuel est présenté comme le scénario de référence avec un budget optique de 13 à 28 dB. Ensuite un port OLT est déployé pour 64 utilisateurs et 20 km de portée maximale. Dans le cadre de la dépense d'énergie du port, on distingue l'émetteur B+ qui consomme 614 mW et qui fournit une puissance de sortie optique de 2,8 dBm.

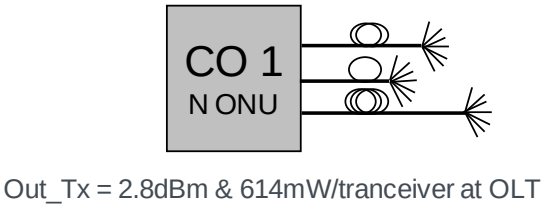


Figure 4—19 : Scenario B+ de référence

Scénario C+

La classe C+ standard pour le G-PON permet une extension du budget optique de 4 dB (17-32 dB). Nous proposons d'utiliser ces 4 dB de budget en insérant un coupleur 1 vers 2 supplémentaire à l'OLT. Ainsi, le nombre maximum d'utilisateurs connectables sur un seul port OLT peut être doublé à l'OLT, l'utilisation de transpondeurs C + est nécessaire et ils consomment 976mW/port pour une puissance optique de sortie 5,7 dBm.

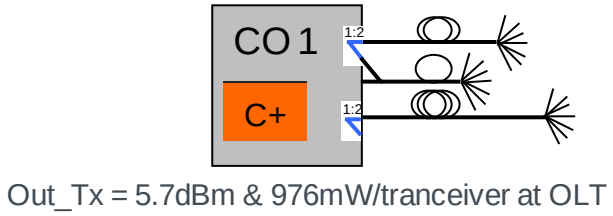


Figure 4—20 : Scénario de consolidation avec un transpondeur C+ et un coupleur 1 vers 2

Scénario D1

Ce scénario inclut le combineur à faibles pertes, décrit précédemment dans la Section 4.1.2.1. On peut ainsi imaginer que chaque port OLT dispose d'un combineur 4 vers 1 à faibles pertes intégré dans son récepteur enfichable comme le montre la Figure 4-21.

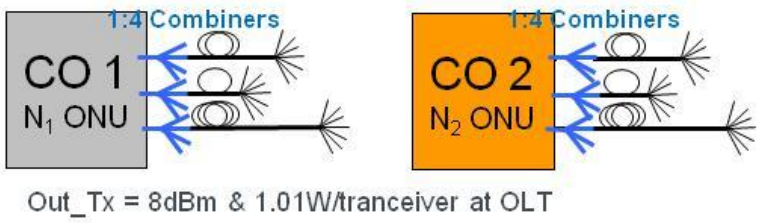


Figure 4—21 : Scénario de consolidation avec un transpondeur C+ et le nouveau combineur 4 vers 1

En termes de consommation électrique, ce nouvel émetteur-récepteur induit une consommation supplémentaire de 1,01 W par port OLT, en tenant compte du fait que la puissance de sortie du laser soit plus élevée (+8 dBm). Grâce au combineur, le taux de remplissage final est multiplié par 4 et une capacité maximale de l'OLT (100% des utilisateurs connectés) est atteignable.

Scénario D2

Ce scénario est identique au cas précédent où le transpondeur B+ intègre un combineur 4 : 1 à faible perte. En plus, un amplificateur EDFA est utilisé pour amplifier la puissance du laser en sortie de l'OLT jusqu'à 20 dBm. L'EDFA entraîne une consommation d'énergie supplémentaire de 3,2 W pour chaque port OLT.

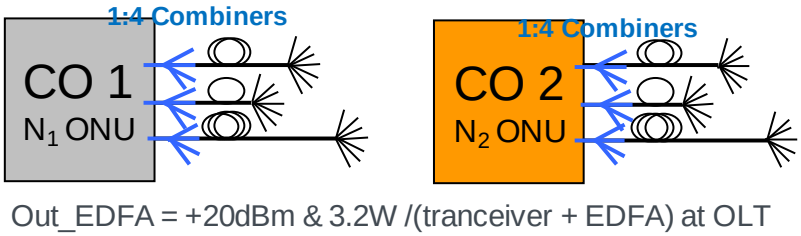


Figure 4—22 : Scénario de consolidation avec un transpondeur B+, le nouveau combineur 4 :1 et un EDFA

B°) SCENARIOS ACTIFS

Dans le cadre de cette réflexion sur la consommation électrique, les équipements actifs, tel que le « Reach Extender » (ou RE) pour augmenter la portée (ITU-T G984.6 rec.) sont évalués afin de réduire le nombre de centraux optiques équipés d'OLTs [Sa10].

La classe B + (13-28dB) standard est prolongée jusqu'à 30 dB entre l'OLT et le RE [It6]. On distingue les Centraux Optiques « CO maîtres », qui contiennent l'OLT et peuvent être déployés de manière plus éloignée (jusqu'à 60 km) de l'utilisateur final. Dans le central esclave «CO esclave», seul le RE sera installé pour augmenter la portée. De cette manière, le nombre de CO équipés d'OLTs peut être divisé par 4 [Ch11]. En termes de consommation d'énergie et de gestion de ces boîtes, un RE 1 vers 1 et un RE 1 vers 4 consomment respectivement 11W et 23W.

Scénario B+ et Reach extender (RE) 1 vers 4

Les nouveaux dispositifs RE peuvent inclure une fonction de couplage électrique qui permet de dupliquer 4 fois le nombre de ports en sortie de l'ODN (ou réseau de distribution). Ensuite, nous pouvons considérer les architectures avec un unique port OLT B+ au « CO maître » et un RE 1 vers 4 au « CO esclave ». Le principe de ce scénario B+ et RE 1 vers 4 est expliqué dans la Figure 4.23 ci-dessous.

Le nombre de ports OLT à migrer à partir du « CO esclave » est ensuite divisé par 4. Au « CO maître », il y aura les ports initiaux avec le taux de remplissage initial en combinaison avec les ports qui ont migré à partir du « CO esclave » avec un taux de remplissage multiplié par 4. Un taux moyen de remplissage (ou AFR) est donc défini au « CO maître » :

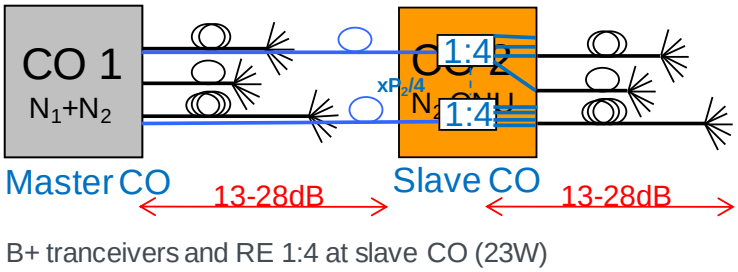


Figure 4—23 : Scénario de consolidation avec un transpondeur B+ et un RE 1 vers 4

Cette configuration consomme jusqu'à 23 W.

Scénario B + au « CO maître » & RE 1 : 1 +combineur 4 vers 1 au « CO esclave »

En termes d'architecture, ce scénario est presque similaire au cas précédent, sinon qu'à présent la fonction de couplage 1 vers 4 n'est plus réalisée électriquement dans le RE, mais optiquement en utilisant un RE 1 vers 1. Le couplage optique RE 1 vers 1 au « CO maitre » est associé avec le combineur faible perte dans le « CO esclave ». Ainsi, un taux de remplissage final de 100% est également atteint.

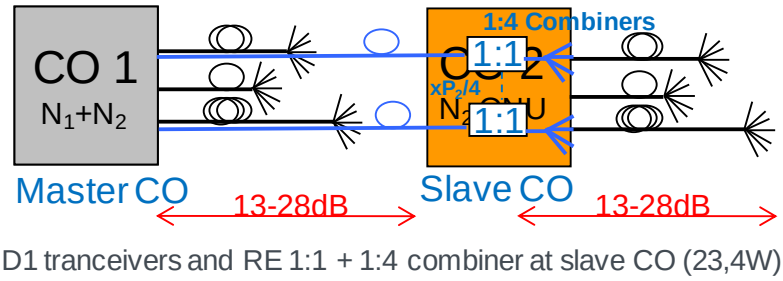


Figure 4—24 : Scénario de consolidation avec un transpondeur B+ , un RE 1 : 1 et le combineur 4 vers 1

EVALUATION DE LA CONSOMMATION

Nous avons évalué dans les paragraphes précédents, la consommation d'énergie des CO pour chaque scénario avec les paramètres suivants : 125 000 utilisateurs se connectant à 14 CO existants avec un taux de remplissage initial de 25%. Dans le cadre de la consolidation du CO, 50 000 utilisateurs sont connectables directement sur 4 « CO maîtres », et 75 000 utilisateurs pourraient être liés avec une distribution égale sur 10 « CO esclaves ». En termes d'économie d'énergie, les résultats sont présentés dans le Tableau 4-2.

Tableau 4-2 : Comparaison de chaque scénario de consolidation du CO en fonction du Taux de Remplissage Moyen, de l'Energie Consommée et de Pourcentage d'Energie Economisé.

Scenario	B+	C+	D1	D2	B+ & RE 1:4	B+ & RE1:1+ combiner
Number of CO equipped with OLT	14	14	14	14	4	4
Average Filling ratio (AFR)	25 %	50%	100%	100%	45%	45%
Power consumption (W/user)	1.1712	0.6018	0.3022	0.3423	0.8598	0.7472
Energy saved /user	Ref	48.62%	74.2%	70.77%	26.59%	36.2%

Cette étude montre que comparée au scénario de référence (G-PON), chacune des nouvelles architectures proposées permet de réduire les dépenses énergétiques au CO. On note par exemple, à partir du Tableau 4-2, qu'un pourcentage d'énergie allant jusqu'à 74,2% peut être économisé en utilisant le nouveau combineur intégré au transpondeur OLT. Par ailleurs, compte tenu de la consolidation des COs, le scénario qui combine le RE 1 vers 1 et le combineur à faible perte a permis de réduire de 36,2% la consommation d'énergie des OLTs tout en divisant par quatre le nombre de COs équipés d'OLTs. Enfin, on remarque que la contribution de l'EDFA n'est pas insignifiante dans le scénario D décrit dans cette section. Cette solution engendre la plus grande économie (71%). Compte tenu de la puissance de sortie optique supplémentaire apportée par cet amplificateur qui est de +20 dBm, dans le sens descendant, l'utilisation dans le sens montant d'un combineur avec un plus grand taux de partage (1 vers 8, 1 vers 16 ou 1 vers 32), pourrait encore optimiser le taux de remplissage du port OLT.

SYNTHESE

Le combineur passif 4 vers 1 à faible perte proposé ne fournit pas seulement une solution rentable avec un taux de couplage élevé et une longue portée des réseaux d'accès optiques (PONs), mais également une solution attrayante pour réduire le nombre de sites actifs (points de présence des OLTs) comparé au nombre de sites NRO et NRA. Par conséquent, ce schéma permet de réduire le coût de déploiement et la consommation de l'énergie.

4.2. SOLUTION A MOYEN TERME : L'EGALISATION ELECTRONIQUE

4.2.1. LA SOLUTION POUR LA MONTEE EN DEBIT A 10 GBIT/S DU TDMA PON

L'égaliseur électronique étudié dans cette Section 4.2 sera proposé comme une approche pour la « solution à moyen terme » : NG-PON1 qui vise un débit maximum de 10 Gbit/s (montant ou descendant) basé sur le multiplexage TDM.

En effet, dans cette prochaine génération de réseaux d'accès optiques à 10 Gbit/s, l'un des facteurs les plus critiques est le coût de l'équipement terminal. Les lasers directement modulés (DML) sont généralement des sources à faible coût, compactes et avec une forte puissance de sortie. Cependant, la dispersion chromatique couplée avec le paramètre du « chirp » du laser DML impactent sur les performances du système de transmission optique. Cette dispersion chromatique est le résultat de la dépendance en longueur d'onde de l'indice de réfraction de la fibre. Comme la vitesse de propagation de la lumière dans la fibre est liée à la vitesse de la lumière en espace libre et à l'indice de réfraction, les composantes du signal avec les longueurs d'onde différentes vont atteindre le récepteur à des intervalles de temps différents, la dispersion cause ainsi les interférences inter-symboles (ISI) qui se manifestent par le chevauchement des impulsions reçues. Lors de la modulation directe du courant de la diode laser, une modulation de la fréquence d'émission du laser (« chirp ») apparaît en même temps. Cet effet intrinsèque de la modulation directe n'est pas gênant lorsque la dispersion chromatique dans la fibre est très faible.

Le potentiel du traitement du signal électrique pour améliorer les performances des liaisons optiques a été discuté pendant des décennies, datant au moins aussi loin que le travail de Personick [Pe1], qui a fourni une analyse théorique du système de la conception de récepteurs pour les systèmes optiques. Les égaliseurs électroniques qui ont été largement utilisés dans le sans fil et les communications filaires, ont été récemment reconnus comme des solutions efficaces pour compenser la dispersion chromatique et l'effet de la PMD dans les réseaux optiques longue distance, métropolitains ou d'accès [Om2][To3]. Les efforts de recherche présentés dans cette partie du manuscrit, ciblent l'amélioration du débit de transmission des sources DMLs standards à base de DFB, ayant une bande passante limitée et conçues initialement pour 2,5 Gbit/s, mais fonctionnant à 10 Gbit/s. Outre l'objectif de la montée en débit, ce travail vise à comprendre comment nous pouvons réduire le coût et la consommation électrique de l'interface 10 Gbit/s pour le NGA (Next Generation of Access).

4.2.2. ETUDE EXPERIMENTALE

Les principes de compensation de la dispersion par l'égaliseur électronique, connu commercialement sous le nom d'EDC ont été abordés au Chapitre 2.4

Dans le cas des solutions proposées pour le NG PON, la liaison montante peut être constituée d'un laser DML modulé à 10 Gbit/s dans la bande O (1260-1360 nm). Cependant, cette technique est coûteuse.

Nous avons implémenté le montage expérimental de la Figure 4-25 qui inclut un laser DFB à faible bande passante modulé directement par un signal NRZ à 10 Gbit/s. Le système intègre un égaliseur électronique après la photodiode à avalanche (APD) pour améliorer la transmission. L'égaliseur comporte des filtres FFE (Feed Forward Equalizer) et DFE (Decision Feedback Equalizer) ainsi qu'une CDR (Clock and Data Recovery) qui sert à récupérer l'horloge et les données.

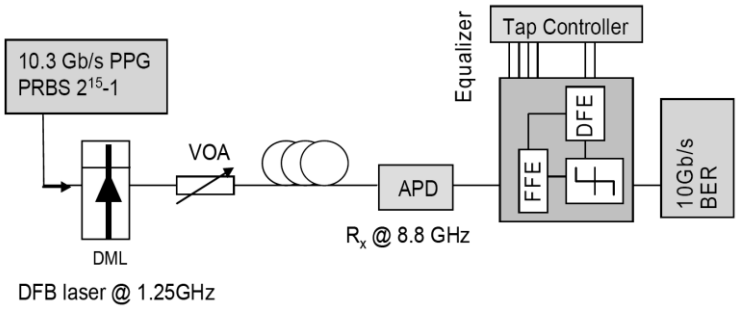


Figure 4—25 : Montage expérimental : laser DFB à faible bande passante assisté par un égaliseur électronique (EDC)

Dans la pratique, le générateur PPG (Pulse Pattern Generator) délivre une séquence PRBS (Pseudo-Random Binary sequence) de 2^{15}-1. Le laser DML est un laser DFB compact dans un boîtier « butterfly », prévu pour fonctionner à 2,5 Gbit/s, prévu initialement pour le G-PON. Sa bande passante est de 1,25 GHz à -3 dB et 8 GHz à -36 dB comme nous le montre la Figure 4-26.

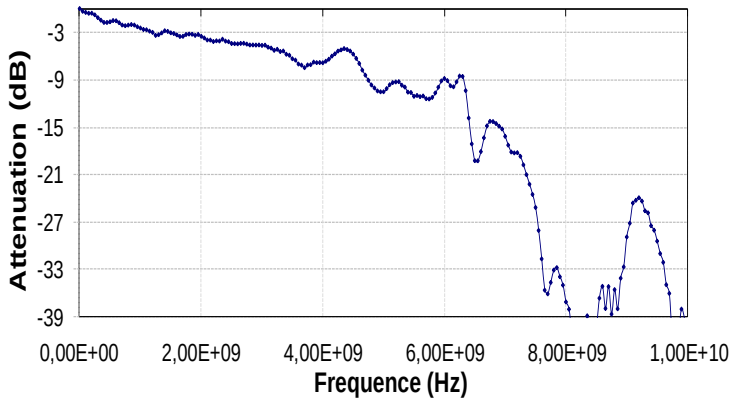


Figure 4—26 : Bande passante électro-optique du laser DFB

La puissance optique en sortie du laser DFB en « butterfly » est de 4,8 dBm et nous travaillons à une température de 25°C. Le laser DFB à faible bande passante est modulé à 10 Gbit/s. L'atténuateur variable (VOA) sert à simuler le budget optique de transmission. Une fibre SMF standard est insérée selon les scénarios d'études expérimentaux testés. L'APD a une large bande passante de 8,8 GHz.

LE MODULE EDC SUR LA PLATINE D'ESSAI VSC8240KITEV

Le module EDC de référence VSC8240KITEV utilisé comme égaliseur électronique dans nos expérimentations permet de récupérer l'horloge et les données. Il est conçu pour fonctionner typiquement à un débit de 10,3125 Gbit/s (ou à ses sous-multiples) pour les applications 10 G-Ethernet sous les standards IEEE 802.3ae et IEEE 802.3aq. Une manipulation supplémentaire permet de le faire fonctionner en débit étendu de 9,9 Gbit/s à 11,3 Gbit/s.



Figure 4—27 : Platine d'évaluation de l'EDC

CHAINE DE TRAITEMENT DES DONNEES

Que l'on utilise le module en pré-compensation ou en post-compensation, la chaîne de traitement des données est la même. La Figure 4-28 explique le traitement de données dans le module d'égalisation testé. Les données entrantes arrivent sur un atténuateur variable (VOA) qui permet d'éviter la saturation si le signal d'entrée est trop grand. Le VOA est paramétrable de manière logicielle. Ensuite, les données transitent par un amplificateur à gain variable (VGA) paramétrable de manière logicielle également qui permet d'amplifier et de réhausser le signal dans le cas où celui-ci serait trop faible. Les données arrivent ensuite sur le filtre FFE contrôlé par le processeur qui exécute un microprogramme ou contrôlé par une interface logicielle dans le cas d'une correction manuelle. Ensuite, vient une boucle qui met en œuvre le processeur, le filtre DFE et le CDR.

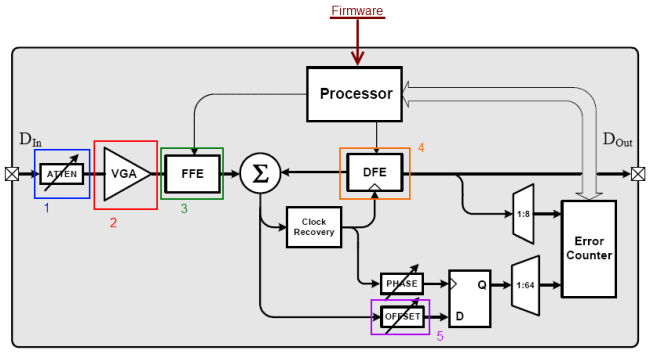


Figure 4—28: Schéma bloc du traitement des données dans le module EDC 8240-01

Lorsque le processeur exécute le microprogramme, il a besoin d'un paramètre à optimiser. Ce paramètre correspond à l'ouverture de l'œil calculée par le bloc "Error Counter". Ce dernier reçoit de la part de la bascule D un œil parfaitement propre et ouvert et le compare à l'œil en sortie du DFE. La comparaison donne une variable qui renseigne sur l'ouverture de l'œil égalisé. Ce système de rétroaction basé sur l'ouverture de l'œil est très intéressant mais ce n'est pas le plus efficace. En effet, l'œil de référence en sortie de la bascule D, donc au sortir de la prise de décision, est parfaitement ouvert mais la donée peut être fausse, ce qui limite les performances du module EDC. Les blocs repérés par les chiffres 1, 2, 3, 4 et 5 (sur la Figure 4-28) sont des éléments dont les paramètres vont pouvoir être réglés dans l'interface logicielle de contrôle que décrit la section suivante.

INTERFACES LOGICIELLES DE CONTROLE

Le module EDC est accompagné d'un logiciel de pilotage comme l'illustre la Figure 4-29. Sur cette interface logicielle on vient ajuster les coefficients des filtres, le gain, l'atténuation et le mode de fonctionnement. Le module EDC peut fonctionner en mode automatique ou manuel. Dans le mode automatique, il utilise un algorithme convergent permettant d'accrocher le signal d'entrée et de régler les coefficients des filtres pour réduire la dispersion. Dans le mode manuel, c'est l'utilisateur qui ajuste manuellement tous les paramètres en fonction de ses besoins par exemple en considérant une valeur de BER (Bit Error Rate) à atteindre.

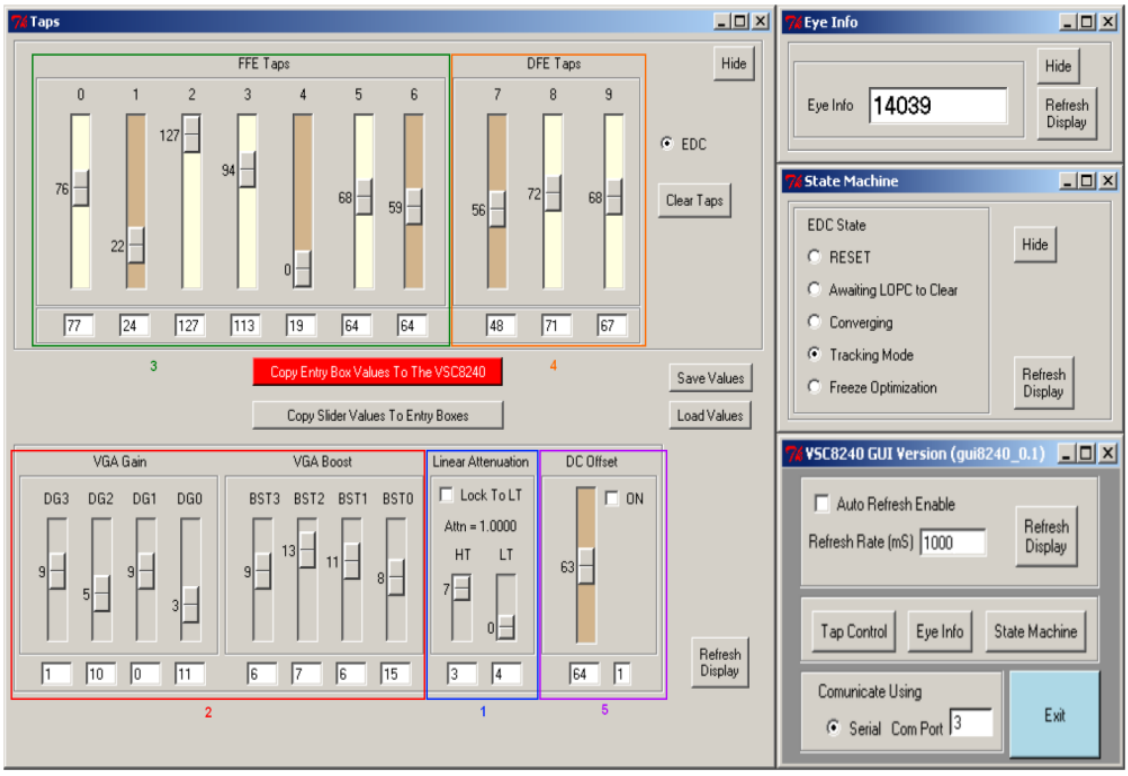


Figure 4—29 : Interface logicielle de contrôle du module EDC 8240-01

Pour une bonne optimisation, toutes les mesures expérimentales dans le Chapitre 4 sur l'EDC seront effectuées via un réglage manuel des composants du module (filtres, atténuation, gain). Une autre interface permet également la visualisation du diagramme de l'œil sur l'écran de

l'ordinateur. Un manuel d'utilisation a été établi dans [An4]. Le mode de fonctionnement de l'EDC est manuel car les algorithmes de traitement fournis avec la platine se sont révélés bien moins efficaces qu'une optimisation manuelle. En revanche, compte tenu du nombre de paramètres de ce dispositif, les réglages se sont avérés longs et délicats car ils nécessitent une bonne précision.

Nous avons mené nos travaux de recherches sur l'égaliseur électronique selon deux axes :
1°) L'étude de la *portée maximale atteinte* avec l'architecture TDM-PON proposée.
2°) L'hypothèse de la *possibilité* d'utilisation d'*une source non refroidie* grâce à l'égaliseur.

4.2.2.1. L'ETUDE DE LA PORTEE MAXIMALE

On propose, dans ce premier scénario, d'utiliser l'égaliseur (ou EDC) à une température fixe du laser, c'est-à-dire à 25°C, et de faire varier la longueur de la fibre de transmission entre 0 et 40 km. De cette manière nous cherchons à déterminer la portée maximale que ce type de configuration peut supporter. La Figure 4-30 montre le montage expérimental, avec les conditions de mesures, comme il a été décrit précédemment.

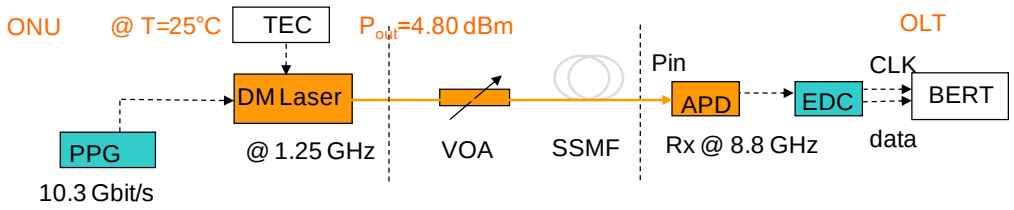
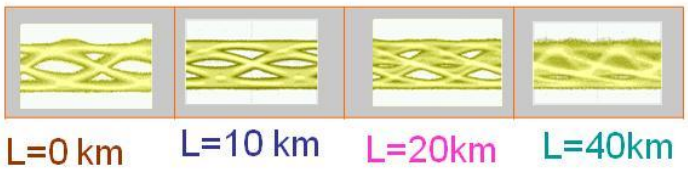


Figure 4—30 : Montage expérimental avec un laser DML à 1GHz et intégrant l'égaliseur (ou EDC) pour une application longue portée

Le diagramme de l'œil optique en réception nous renseigne sur la qualité du signal avant l'égalisation électronique pour différentes longueurs de fibres de transmission (cf. Tableau 4-3).

Tableau 4-3 : Diagrammes de l'œil optique en réception (sans égaliseur) en fonction de la distance de la fibre SMF (T=25°C)



On peut déjà prévoir une mauvaise transmission avec l'utilisation de ce type de laser à 1,25 GHz de bande passante sans compensation (optique ou électronique) pour un débit de 10 Gbit/s après l'insertion d'une fibre. En effet, les diagrammes de l'œil capturés sont quasi-fermés à partir de 20 km. Des mesures du taux d'erreur binaire (BER) sont ensuite effectuées en réception, lorsque le dispositif d'égalisation est mis en œuvre. Avec un débit de transmission à 10 Gbit/s et en fixant la température à 25°C, les courbes de BER en fonction du budget pour différentes longueurs de fibres testées sont présentées dans la Figure 4-31.

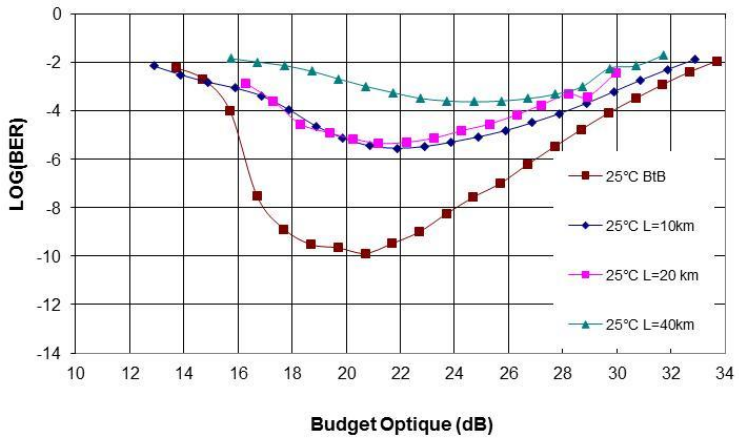


Figure 4—31 : Courbe de BER vs. Budget pour différentes longueurs de fibre (T=25°C et avec égaliseur)

Remarques générales

Remarque 1 : Les courbes de BER passent par un minimum

Dans la suite des nos expérimentations on relèvera une allure similaire des courbes de BER avec une valeur optimale. Cette tendance est due aux propriétés de la photodiode à avalanche (APD). Le rapport signal sur bruit connu sous le nom de SNR s'écrit :

$$SNR = \frac{[\langle G \rangle P]^2}{\langle G \rangle^2 I B + \sigma_{elec}^2}$$

Avec <i> = I, l'intensité moyenne du courant

La puissance totale du bruit est la somme de la puissance du bruit d'avalanche $\langle G \rangle^2 I B$ *et de celle du bruit électronique* σ_{elec}^2

Avec $$I = < G > P$$

On peut réécrire la formule du SNR :

$$SNR = \frac{\langle G \rangle^2 P^2}{\langle G \rangle^{2+x} P + \sigma_{elec}^2}$$

Lorsque la puissance du signal reçue sur la photodiode P est très petite, le bruit électronique domine, *SNR* augmente avec *P*.

$$SNR \sim \frac{\langle G \rangle^2 P^2}{\sigma_{elec}^2}$$

Lorsque la puissance du signal *P* est grande, le bruit électronique est petit comparé au bruit d'avalanche, *SNR* diminue quand *P* augmente.

$$\frac{\sigma_{elec}^2}{P} \ll \langle G \rangle^{2+x}$$

On explique ainsi la présence d'un minimum sur la courbe de BER lorsqu'on utilise une APD : il correspond à la puissance qui réalise le compromis optimal entre le bruit de grenaille et le bruit d'avalanche.

Remarque 2 : On se réfère aux valeurs de BER à 10^{-3} et 10^{-4}

La couche physique (PHY) emploie des codes correcteurs d'erreurs (FEC) pour introduire une redondance dans les données transmises. Cela permet au décodeur de détecter et corriger certaines erreurs de transmission de certains. Dans un système XG-PON, le codage FEC est basé sur les codes Reed-Solomon (RS). Ce sont des codes non- binaires, qui opèrent sur les symboles d'octets et appartiennent à la famille des codes cycliques une sous-classe des les codes linéaires systématiques. Un code RS prend un bloc de données de taille constante et ajoute des octets de parité supplémentaires à l'extrémité, créant ainsi un mot de code.

En utilisant ces octets supplémentaires, le décodeur FEC traite le flux de données, corrige les erreurs, puis il récupère les données d'origine. Les plus fréquemment utilisés des codes RS sont le RS (255 239), où un mot de code de 255 octets des octets de données est constitué de 239 suivis par 16 octets de parité, et RS (255 223), où un mot de code de 255 octets des octets de données est constitué de 223 suivis par 32 parité octets. Le RS (255,239) est spécifié dans le code [It9].

L'apport potentiel du FEC a été documenté dans [It2], mais son utilisation n'apparaît que dans [It4_2] pour la classe B+ et le C+ du G-PON.

Les normes ITU-T ont retenu pour les algorithmes de FEC:

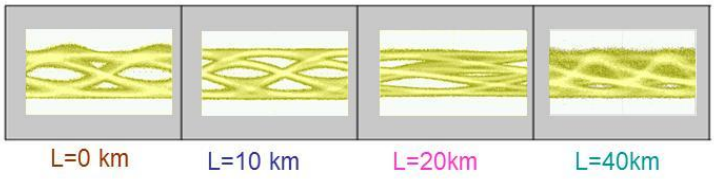
- le RS(255,239) pour le 2,5Gbit/s [It4]
- le RS(255,239) avec bourrage virtuel en raison de la taille fluctuante des bursts pour le 1,25 Gbit/s [It4]
- le RS(248,216) pour le XG-PON dans le sens descendant et le code RS(248,232) dans la voie montante [It7].

A 10 Gbit/s c'est une erreur toutes les 100s qui est admise soit l'équivalent d'un BER de 10^{-12}. Or, il a été posé sur la base des expériences antérieures que sur une transmission en mode continu l'algorithme de FEC employé faisait passer de 10^{-4} à 10^{-15} le taux d'erreur binaire (BER). On sait aussi que passé un taux d'erreur de 10^{-3}, le RS retenu n'est plus fiable en raison d'erreurs multiples qui ruinent l'efficacité de l'algorithme. C'est pourquoi, dans la suite de ce manuscrit les valeurs de BER de 10^{-3} et de 10^{-4} vont constituer des valeurs de référence car elles correspondent à la limite de l'application du FEC.

En revenant sur les mesures de taux d'erreur binaire (BER) de la Figure 4-31, lorsqu'on intègre l'égaliseur, la réception d'un signal à 10 Gbit/s avec 40 km de fibre devient possible et on atteint un budget optique maximal autour de 29 dB.

Pour des températures plus élevées telles que 40°C ou à 60°C, nous nous sommes intéressés également à l'étude des performances en transmission moyennant les mesures de BER et les captures de diagrammes de l'œil électriques. A T=40°C, les diagrammes de l'œil optiques après la transmission (sans égaliseur) sont rapportés dans le Tableau 4-4.

Tableau 4-4 : Diagrammes de l'œil optique reçu (sans égaliseur)en fonction de la distance de la fibre SMF (T=40°C)



On s'aperçoit qu'au-delà de 20 km, l'œil est complètement fermé sans l'intervention de l'égaliseur électrique. Pourtant, en se référant aux mesures de BER exposées à la Figure 4-32 ci-dessous, après insertion de l'égaliseur ou EDC, dans les mêmes conditions de température, une bonne transmission à 20 km est atteinte, avec un budget optique de 26 dB environ pour un BER de 10^{-3}.

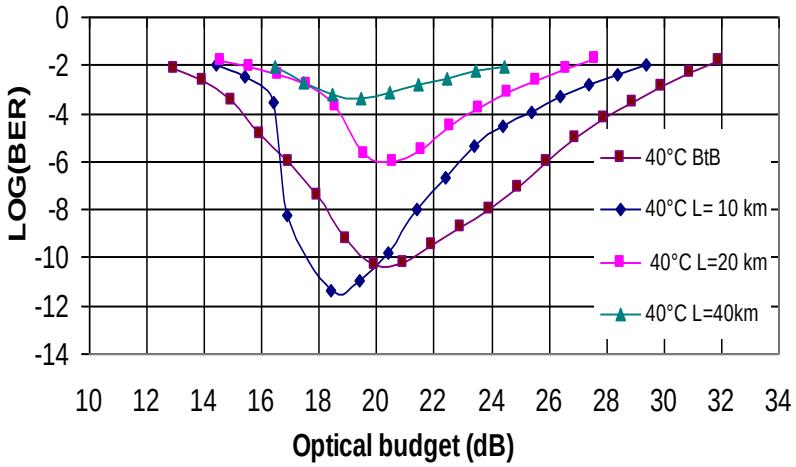
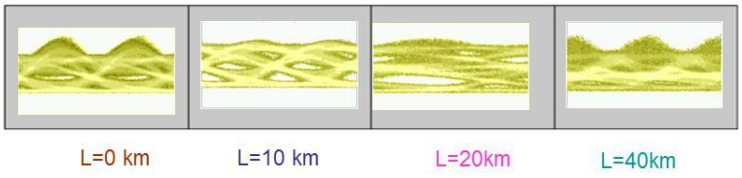


Figure 4—32 : Courbe de BER vs. Budget pour différentes longueurs de fibre (T=40°C et avec égaliseur)

Un budget de 28 dB est atteint pour une BER=10^{-3} avec 10 km de fibre et enfin 30 dB de budget optique en BTB.

Pour une température T fixée à T=60°C, le Tableau 4-5 indique l'évolution du diagramme de l'œil optique avant l'entrée de l'APD, sans égalisation électronique.

Tableau 4-5 : Diagrammes de l'œil optique en réception (sans égalisation) en fonction de la distance de la fibre SMF (T=60°C)



On observe une dégradation de l'œil qui indique que le signal reçu est altéré. Toutefois les mesures de performances en transmission lorsque le système est assisté par EDC vont révéler de meilleurs résultats. La Figure 4-33 nous révèle les courbes de BER mesurées à partir du testeur de BER (ou BERT) à 60°C.

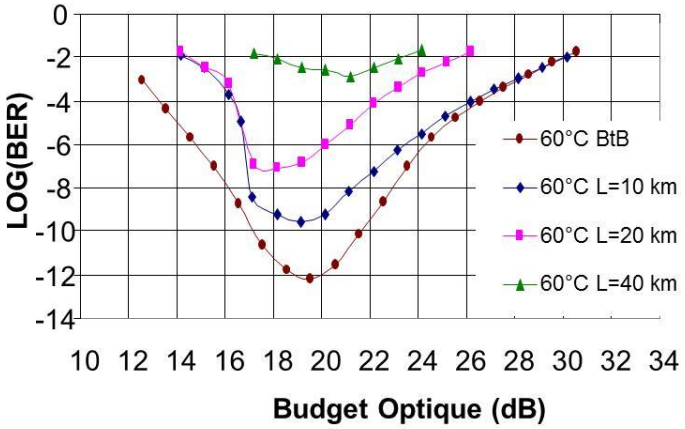


Figure 4—33 : Courbe de BER vs. Budget pour différentes longueurs de fibre (T=60°C et avec égaliseur)

Ces courbes nous montrent qu'en travaillant à 60°C, la transmission jusqu'à 20 km reste accessible avec la configuration proposée à base d'un laser DFB à faible bande passante et assisté par égaliseur. Pour un BER de référence à 10^{-3}, des budgets optiques de 24 dB et 28 dB ont été obtenus pour des distances de 20 km et de 10 km respectivement.

Ces résultats attestent que malgré la limitation en bande passante du laser et de l'effet de la dispersion à 10 Gbit/s, le système parvient à transmettre jusqu'à 20 km entre 25°C et 60°C. Le Tableau 4-6 résume les résultats obtenus en back to back (sans fibre) et avec fibre pour le montage expérimental proposé à la Figure 4-30, lorsque la température est à 25°C.

Tableau 4-6 : Budgets max et min en fonction de la longueur de fibre à 25°C

	Budget Max	Budget Min	Δ Budget	➡ Compatible avec Classe XG- PON
BtB	32 dB	15 dB	17 dB	N1 (14 à 29 dB) et N2 (16 à 31 dB)
10 km	30 dB	16 dB	14 dB	
20 km	29 dB	16 dB	13 dB	~N1 (14 à 29 dB)
40 km	29 dB	19 dB	10 dB	

Ce Tableau 4-6 récapitulatif montre que jusqu'à 20 km, le système proposé est conforme à la Classe N1 décrite dans la norme l'ITU-T [It4] qui préconise un budget entre 14 et 29 dB. Toujours en se référant à la norme ITU-T [It4], les mesures en BTB à 25°C révèlent des résultats en budget optique compatibles avec la Classe N1 et N2 du XG-PON.

4.2.2.2. L'HYPOTHESE D'UNE SOURCE NON REFROIDIE

Dans ce deuxième scénario d'étude, on cherche à démontrer la possibilité que le laser DFB soit indépendant en température grâce à l'utilisation de l'égaliseur (cf. Figure 4-34). En d'autres termes, on veut supprimer l'utilisation du module TEC (ou le Peltier) qui permet de stabiliser la température du laser. En effet, une telle source sans refroidissement, si elle s'avère réalisable, serait rentable du point de vue coût et consommation énergétique.

Le procédé expérimental consiste à fixer la longueur de la fibre mais on fait varier la température du laser. De cette manière, on pourra vérifier la faisabilité d'une source non refroidie appelée « un-cooled laser » en anglais.

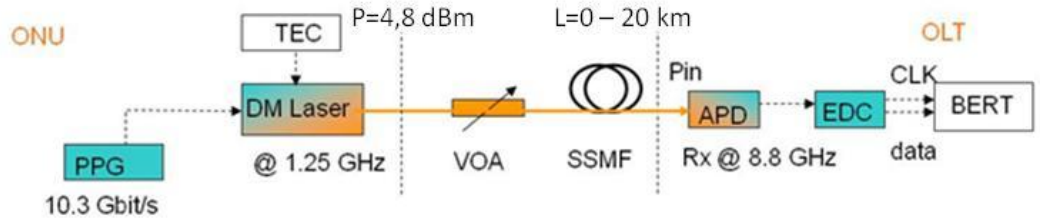
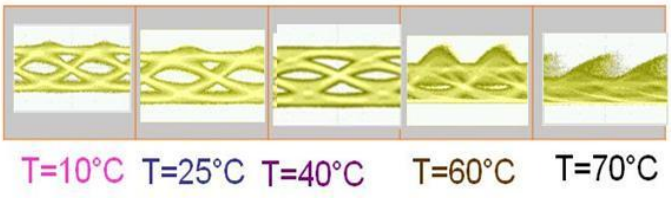


Figure 4—34 : Montage expérimental avec un laser DML à 1GHz et intégrant l'égaliseur (ou EDC) visant à étudier le non-refroidissemnt du laser

Le Tableau 4-7 indique les diagrammes de l'œil optiques capturés en réception, sans égaliseur électronique, en fonction de la variation de la température (entre 10°C et 80°C). Les captures de diagramme de l'œil sont effectuées dans une configuration BtB dans un premier temps.

Tableau 4-7 : Diagrammes de l'œil optiques en réception (sans égaliseur) en fonction de la température (L=0 km)



L'œil est ouvert jusqu'à 40°C si l'architecture n'implémente pas d'égaliseur électronique. Au-delà de cette température, le signal se dégrade. A 70°C, par exemple, le signal est complètement altéré. Ensuite, on s'intéresse à l'impact de l'utilisation de l'égaliseur électronique dans la Figure 4-35.

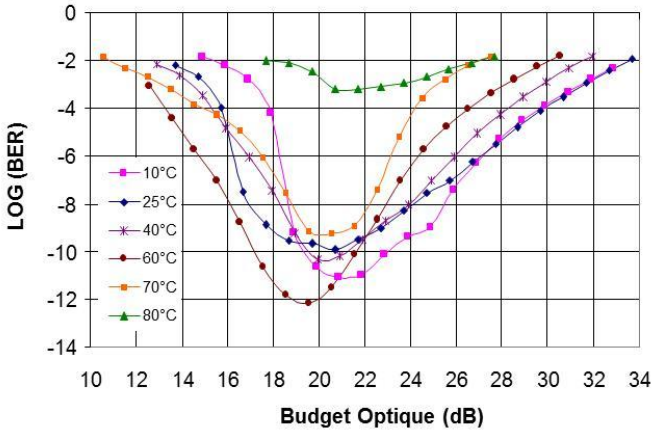
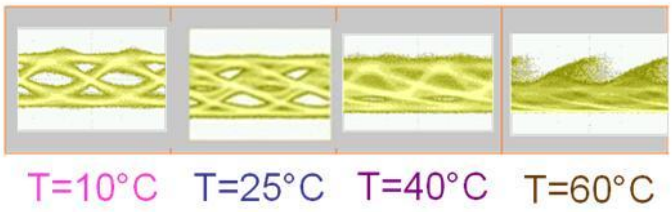


Figure 4—35 : Courbe de BER vs. Budget en fonction de la Température (L=0 km et EDC implémenté)

Sur cette Figure 4-35, au premier constat, les courbes manifestent une même tendance. Toutefois, plus on augmente la température, plus le budget optique maximum diminue. Au-delà de 70°C on voit que la transmission commence à se dégrader.

A présent, une fibre de 20 km est insérée dans notre montage expérimental. Le Tableau 4-8 qui suit montre la qualité du signal après la transmission (sans égaliseur).

Tableau 4-8 : Diagrammes de l'œil optique en réception (sans égaliseur)



On remarque que pour une température comprise entre 10°C et 40°C, l'œil reste ouvert. Les mesures de BER en fonction du budget pour différentes températures lorsque l'égaliseur est inséré sont présentées dans la Figure 4-36 suivante.

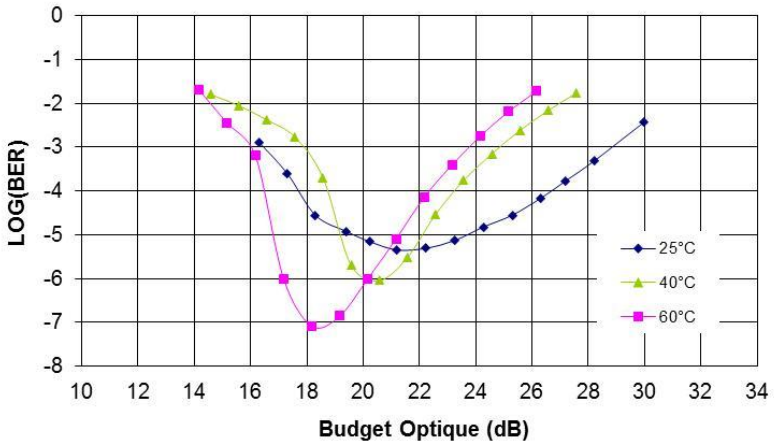


Figure 4—36 : Courbes de BER vs. Budget pour différentes températures (L=20km et EDC implémenté)

La transmission à 10 Gbit/s est possible jusqu'à 60°C. Pour un BER égal à 10^{-3}, avec une température de 60°C, un budget minimum de 16 dB et maximum de 24 dB sont atteignables. Cette performance ne répond pas au cahier des charges du NG-PON.

Les Tableaux 4-9 et 4-10, résument les budgets en fonction de la variation de la température que peuvent offrir respectivement la configuration en BtB ou celle avec une longueur de fibre L=20 km.

Tableau 4-9 : Budgets max et min en fonction de la température du laser en BtB

	Budget Max	Budget Min	Δ Budget
10°C	32 dB	17 dB	15 dB
25°C	32 dB	15 dB	17 dB
40°C	30 dB	15 dB	15 dB
60°C	28 dB	13 dB	15 dB

Compatible avec Classe XG-PON

~ N1 (14 à 29 dB)

laser non-refroidi

Pour une liaison BtB (sans fibre), l'architecture proposée est compatible avec la Classe N1 uniquement pour une température comprise entre 10°C et 40°C. Le dispositif de contrôle en température est indispensable pour la transmission. On ne peut pas utiliser un laser non-refroidi. On peut affirmer que c'est un laser semi-refroidi ou « semi-cooled » car il n'a besoin de stabilisateur de température ou TEC que pour une gamme donnée de température.

Le Tableau 4-10, quant à lui, résume les budgets optiques obtenus en fonction de la température appliquée au laser, dans le cas d'une configuration avec 20 km de fibre de transmission.

Tableau 4-10 : Budgets max et min en fonction de la température du laser à 20 km

	Budget Max	Budget Min	Δ Budget
25°C	29 dB	16 dB	13 dB
40°C	25 dB	17 dB	8 dB
60°C	24 dB	16 dB	8 dB

Compatible avec with Classe XG- PON :

~ Nominal 1 (14 to 29 dB)

laser non refroidi

Un budget optique conforme à la Classe N1 du XG-PON définie par la norme [It4] ne peut être obtenu qu'en travaillant à une température de 25°C, lorsque 20 km de fibre sont insérées dans la liaison.

En résumé, en termes de budget cette solution avec égalisation électronique est intéressante mais nous n'avons pas pu démontrer le fait que le laser soit totalement indépendant en dispositif de contrôle en température.

D’autres travaux de recherche ont montré que différents types de sources DML prévus pour fonctionner à 2,5 Gbit/s pouvaient être utilisés comme émetteurs à 10 Gbit/s si un effort supplémentaire est apporté au récepteur en utilisant un filtre optique à décalage et un égaliseur FFE/DFE [Pa8]. Cette alternative peut s’appliquer également dans les architectures WDM PON. Des travaux récents sur la base RSOA [Om9] [Pa10] [Om11] [Ch12] en tant que ONU « achromatique » à 10 Gbit / s en profitant de l'égalisation (notamment le FFE-DFE) dans le cadre d’une architecture WDM-PON ont été rapportés. Dans nos laboratoires d’Orange Labs, une architecture WDM-PON bidirectionnel avec 24 dB de budget optique ou de 35 km au SSMF 10Gbit / s est attestée en utilisant une faible bande passante RSOA (~ 2GHz), assistée par électronique d'égalisation [Tor]. Dans une publication récente [Ng15], l’association d’un laser Fabry-Perot verrouillé par injection optique et d’un égaliseur électronique a conduit à l’obtention d’un budget optique de 16,5 dB, pour un BER de 10^{-9} et de 22 dB de budget pour un BER de 10^{-3}, sur une portée de 20 km, dans le cadre d’une architecture WDM-PON.

CONCLUSION : EGALISEUR

Nous avons démontré que grâce à l'égaliseur électronique qui compense la faible bande passante du laser DFB (prévu pour fonctionner à 2,5 Gbit/s), on peut obtenir de meilleures performances en transmission à 10 Gbit/s, avec 20 km de fibre. Ces résultats sont de surcroît, conformes avec la classe Nominal 1 (14-29 dB) du XG-PON défini par l'ITU-T dans sa recommandation G.987.2. En effet, à 25°C, pour une valeur de BER de 10^{-3}, nous avons obtenu un budget optique maximum de 32 dB et de 29 dB pour une configuration respectivement en Back to Back et avec 20 km de fibre.

Le laser est semi-refroidi lorsqu'on se place en configuration Back to Back pour une température comprise entre 10°C et 40°C.

L'objectif de cette étude concernant la réduction du coût de l'équipement terminal (ONT) en parallèle avec l'amélioration des performances en débit dans les systèmes XG-PONs a été atteint. Néanmoins la tentative de diminuer la consommation électrique moyennant la suppression du TEC en utilisant un égaliseur n'a pas été possible.

L'égalisation électronique est une solution prometteuse dans les futures générations de réseaux d'accès passifs (NG-PON) car cette technique améliore significativement les performances car elle permet la compensation de la dispersion chromatique, la compensation de la bande passante et l'augmentation de la portée.

Nous nous intéresserons dans la suite de ce manuscrit (Section 4.4) à l'étude des performances de l'égaliseur électronique dans un contexte de systèmes WDM-TDM PON à 10 Gbit/s, à base de lasers accordables.

Dans cette Section 4.3 nous allons aborder une « solution à long terme » pour le NG-PON2, qui est l'architecture pur WDM PON utilisant une composante de multiplexage AWG. Pour réduire le coût de déploiement, des ONUs « achromatiques » à base de source large bande spectralement tranchée seront évalués. Pour la première fois on associera les sources utilisant le hachage spectral ou « Spectrum Slicing » avec une modulation de type OFDM.

4.3. SOLUTION À LONG TERME POUR LE NG-PON2 : « PUR WDM PON » AVEC TECHNIQUE « SPECTRUM SLICING »

La technique du DWDM (Dense Wavelength Division Multiplexing) [Yo1] est la technologie clé pour augmenter la capacité de la transmission optique. Elle a été largement déployée dans les réseaux cœur pour faire face à la demande croissante de transfert de charges dans le trafic Internet. Il existe de nombreuses solutions pour appliquer le concept du DWDM au réseau d'accès [Ha2], [Ja3]. En ce qui concerne les futurs réseaux d'accès NG-PON2, le WDM-PON se trouve être la solution la plus réaliste à long terme même si cette solution n'est pas encore normalisée. Le principe du WDM a été abordé dans le Chapitre 2.2. Nous avons vu que cette technique de multiplexage en longueur d'onde permet d'augmenter la bande passante étant donné que plusieurs longueurs d'onde (au lieu d'une seule) opèrent sur une même fibre dans le PON. La Figure 4.37 présente une architecture pure WDM à base de multiplexeur et démultiplexeur en longueur d'onde.

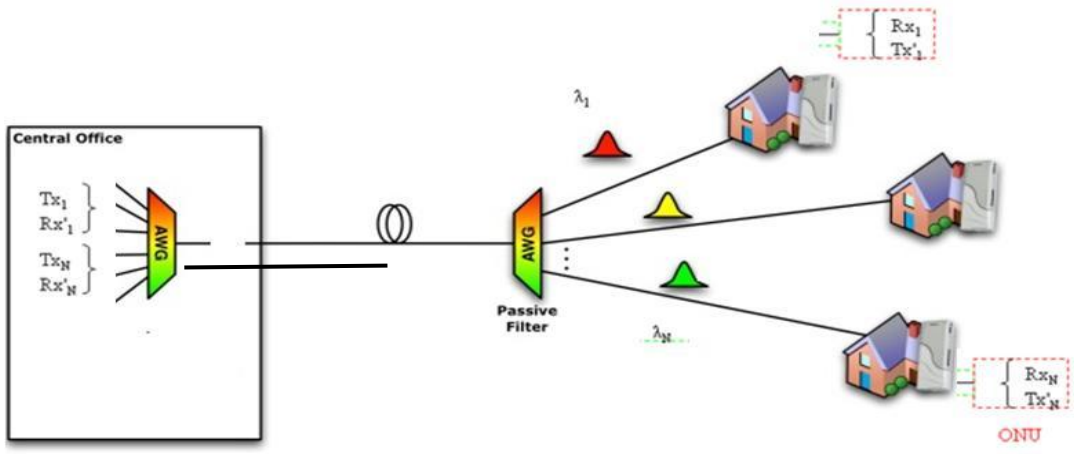


Figure 4—37 : Principe de base du pur WDM PON

Un AWG (Arrayed Waveguide Grating) est généralement utilisé comme un multiplexeur en longueur d'onde (en sens descendant) ou comme un démultiplexeur optique (en sens montant) dans le WDM. Ce dispositif est capable de multiplexer un grand nombre de longueurs d'onde dans une seule fibre optique seule, augmentant ainsi considérablement la capacité de transmission de réseaux optiques. A l'OLT, il existe une série d'émetteurs (Tx) et de récepteurs (Rx). Un coupleur ou multiplexeur passif, présent à l'ONU, sépare les signaux d'émission et de réception. Jusqu'à ce jour les prototypes industriels WDM-PONs ont

fonctionné jusqu'à 32 utilisateurs à 1,25 Gbit/s à 2,5 Gbit/s par utilisateur/longueur d'onde [La4].

La principale limitation du WDM-PON est son coût élevé en raison de la nécessité d'une source de longueur d'onde spécifique pour chaque ONU. Pour pallier cette limite, plusieurs approches ont été démontrées s'appuyant sur la mise en œuvre des ONUs dits « achromatiques » ou indépendants en longueurs d'onde, plus intéressants au niveau du rapport coût opérationnel. Un panorama des solutions sources « achromatiques » a été développé dans le Chapitre 3 précédent.

En se référant au Chapitre 3 dans le Tableau 3-1, les ONUs « achromatiques » sont regroupés en deux principales catégories : les *sources à émission directe* et les *sources réflectives*. Parmi les sources à *émission directe* on distingue les technologies à base de lasers accordables et celles qui s'appuient sur la technique du « Spectrum Slicing ». Ce sont ces deux solutions qu'on développera en particulier dans cette thèse.

La technique du « Spectrum Sliced » Wavelength Division Multiplexing (WDM) a été proposée dans les publications antérieures [Ju6] [Fo7] [Le8] comme l'une des approches pour résoudre le problème de coût de l'infrastructure WDM PON. Dans nos laboratoires, nous avons porté un intérêt particulier à l'étude de cette technique associée à la modulation OFDM (cf. Chapitre 3.4) qui est robuste à la dispersion chromatique.

4.3.1. LES SOURCES SPECTRALEMENT TRANCHEES (SPECTRUM SPLICING)

Principe

Le «Spectrum Slicing» (littéralement hachage de spectre) est le fait de filtrer une source optique incohérente à large spectre (LED, ASE, EDFA…), à l'aide d'un démultiplexeur (DEMUX ou AWG). Cette technique permet de générer à partir d'une seule source large une multitude de longueurs d'onde continues avec un spectre relativement large (0,2 à 1,6 nm) fixé par la caractéristique spectrale du démultiplexeur. Les signaux en sortie des émetteurs sont ensuite injectés dans la ligne de transmission. La Figure 4-38 nous montre le principe du Spectrum Slicing qui utilisent plusieurs sources large bande connectées au multiplexeur.

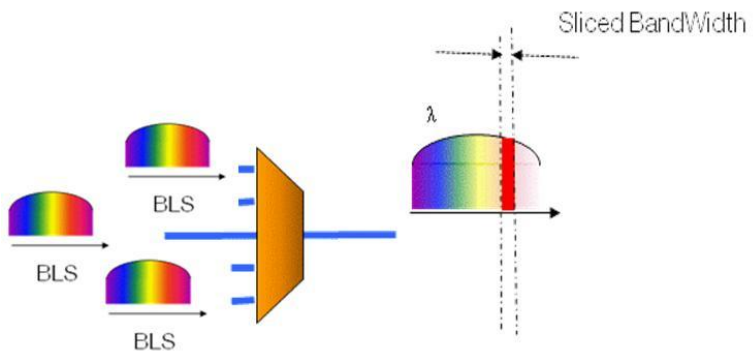


Figure 4—38 : Principe de la technique « Spectrum Slicing » d'une source large bande

Avantages

Une telle source à spectre découpé est moins chère que le laser accordable. En effet, on utilise des composants semi-conducteurs simples (mono-électrode). De plus, l'architecture WDM-PON à base de source optique spectralement tranchée n'est pas assujettie à la pénalité provenant de la rétrodiffusion de Rayleigh contrairement aux architectures réflectives qui s'appuient sur la modulation, l'amplification ou la réflexion d'une porteuse continue [Ka7]-[Ha8] [Ju9].

Inconvénients

Si le « Spectrum Slicing » est une technique bas coût elle introduit des pénalités non négligeables à cause de la nature du bruit des sources blanches incohérentes et de la largeur spectrale des signaux ainsi générés.

- #### Propriété du bruit du Spectrum Slicing

Le signal obtenu par « Spectrum Slicing » est une lumière incohérente provenant de l'Emission Spontanée Amplifiée, ASE (polarisée ou non). Or la détection de l'ASE génère un bruit de battement spontané-spontané appelé bruit d'intensité en excès (ou Excess Intensity Noise désigné par EIN). Ce bruit de battement génère donc une composante de courant alternatif AC due au battement entre les différentes composantes fréquentielles. Par conséquent lorsque l'ASE est utilisée comme une source WDM, il faut considérer la puissance DC de l'ASE, I^2_{ASE}, en tant que signal et une partie AC, variante dans le temps, $I^2_{sp\text{-}sp}$, en tant que bruit. Ces termes sont donnés par les équations suivantes [le7]

$$I^2{}_{ASE} = (\exp \eta m n_{sp}(G-1)B_0)^2$$

$$I^2{}_{sp-sp} = \frac{2I^2{}_{ASE}B_e}{mB_0}$$

Avec η *l'efficacité de détection quantique, m le nombre de modes de polarisation,* n_{sp} *le facteur d'émission spontanée, G le gain de l'amplificateur,* B_o *la bande passante optique et* B_e *la bande passante électrique.*

Par conséquent le Rapport Signal sur Bruit (ou SNR en anglais) de l'ASE sur le récepteur est donné par l'équation suivante:

$$SNR = \frac{I^2{}_{ASE}}{I^2{}_{sp-sp} + I^2{}_{shot} + I^2{}_{ckt}}$$

où I^2_{shot} *et* I^2_{ckt} *sont respectivement la puissance de bruit produite par le bruit de grenaille de l'ASE et l'électronique de réception.*

En négligeant le bruit électronique et le bruit de grenaille, l'équation devient [le7]:

$$SNR = \frac{mB_o}{2B_e} = \frac{B_o}{B_e}$$

En d'autres termes, $SNR \sim \frac{Sliced\ bandwidth}{Data\ Rate}$

car m=2 pour les sources non polarisées. Pour les sources polarisée m=1

On voit que dans le régime « Spectrum Slicing » le Rapport Signal-sur-Bruit (SNR) est proportionnel au rapport de la bande passante optique (largeur de la tranche de longueur d'onde) sur le débit.

Dans les systèmes de transmissions à base de LED, le bruit de battement spontané-spontané est négligeable car la bande optique est large. Cependant, quand la bande passante optique par canal est réduite de façon significative, le terme $I^2_{sp\text{-}sp}$ devient prédominant par rapport au bruit électronique et limite la capacité de transmission totale.

Comme le bruit électrique est négligé, l'équation du facteur Q devient :

$$Q = \frac{I_{ASE}}{\sqrt{I^2_{sp-sp}}} = \sqrt{\frac{B_o}{B_e}} = \sqrt{SNR}$$

En prenant l'approximation de bruit gaussien, Q=6 pour un BER=10^{-9}.

Une détection correcte exige que la bande passante électrique Be soit supérieure à 0.7 fois le débit D.

On a donc $B_o > 36*0.7*D$

Soit $D=1.25Gbit/s, Bo > 31.5GHz$

Cette dernière formule montre que le Rapport Signal sur Bruit est indépendant de la puissance reçue et qu'il est proportionnel à la largeur spectrale du signal. Pour un débit donné, le taux d'erreur binaire ou BER [Annexe], et le SNR sont améliorés en augmentant la largeur spectrale du signal (donc la largeur du filtre). Mais un signal optique avec un spectre large subit les effets de la dispersion chromatique lorsqu'il traverse la fibre [Le9]. C'est pourquoi nous avons investigué une modulation de type OFDM, plus robuste à la dispersion chromatique, dans la suite de nos travaux. Notons également que plus le spectre tranché est large plus le nombre de canaux DWDM diminue.

Dans le cadre des travaux sur le « Spectrum Slicing », l'état de l'art actuel pointe sur NTT [Ka7] qui a démontré l'utilisation d'un SLED modulé directement en NRZ à 1310 nm pour une transmission de 1,25 Gbit/s avec 16 dB de budget optique pour un BER de 10^{-12} avec FEC. Dans leurs expérimentations, la sortie de la source Spectrum Slicing est amplifiée par un Amplificateur à fibre dopée praseodymium (PDFA). Un lien à 10 Gbit/s a été établi dans ce même article [Ka7] grâce à la modulation externe (via un EAM) d'un SOA assisté par un EDFA, au code correcteur d'erreur FEC et à une fibre à compensation de dispersion chromatique de 20 km.

Le premier volet du travail expérimental sur les sources « Spectrum Slicing » consiste à *évaluer et comparer les performances (débit, budget optique) de différents types de sources comme le RSOA, le SLED, le RSOA « présélectionné »*.

LES DIFFERENTES SOURCES LARGES BANDES POUR LE SPECTRUM SLICING MODULEES EN OFDM.

On s'intéresse plus particulièrement dans nos tests à l'étude de la modulation OFDM appliquée aux sources spectralement tranchées provenant de 3 composants directement modulés qui sont :

(1) La diode superluminescente (*SLED*)
(2) L'amplificateur à semi-conducteur optique réfléchissant (*RSOA*)
(3) La source *RSOA spectralement présélectionnée*, constituée d'un SOA et d'un miroir sélectif en longueur d'onde.

Le schéma de la Figure 4-39 présente le principe des montages expérimentaux mis en œuvre pour réaliser une architecture pur WDM intégrant ces trois types d'émetteurs. On évaluera successivement les performances en Taux d'Erreur Binaire (BER) ou en débit de chacune des sources.

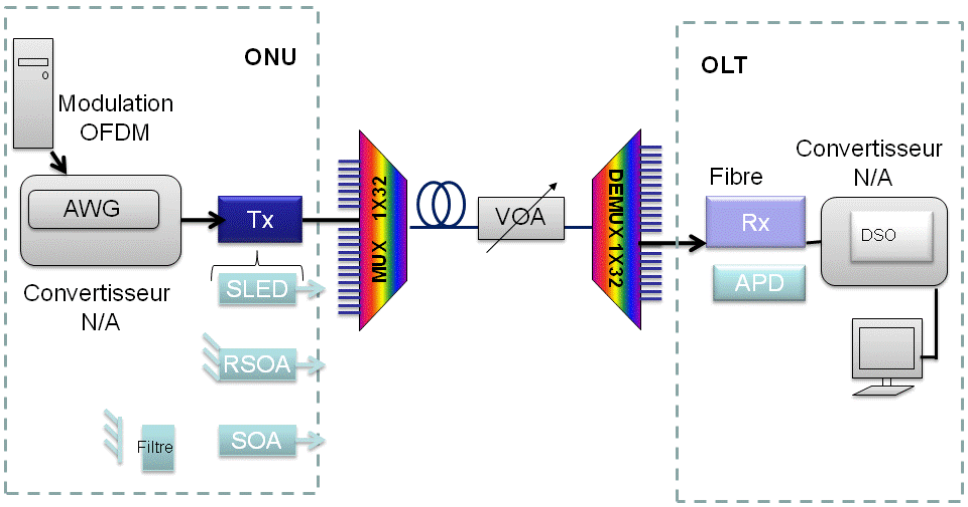


Figure 4—39 : Principe de base de l'architecture pur WDM PON étudiée avec des sources ASE (RSOA ou SLED ou RSOA présélectionné) pour la réalisation d'ONU achromatique (liaison montante)

Les données de la voie montante sont portées par une modulation de type AOFDM. Le signal est constitué de 1024 sous-porteuses. Le signal a une bande passante électrique de 500 MHz avec une longueur de préfixe cyclique (CP) de 8 échantillons. La durée du symbole AOFDM est de 2,056 µs. Ce signal AOFDM est amplifié électriquement (12 Vpp) avant d'attaquer directement l'un des trois composants achromatiques : la SLED ou le RSOA ou le RSOA présélectionné.

La sortie optique des 3 composants se trouve ensuite spectralement tranchée puis multiplexée optiquement. Typiquement, on utilise un multiplexeur avec un gabarit de filtrage de type

gaussien avec des canaux espacés de 100 GHz avec une bande passante respectivement de 50 GHz à -3dB. La diaphonie entre canaux adjacents est inférieure à 35 dB.

La liaison optique est constituée d'une fibre SMF (Single-Mode Fibre) et d'un atténuateur variable (VOA) pour simuler les pertes de puissance du signal optique. Le signal optique est détecté par une photodiode avalanche à 2,5 GHz à l'OLT. Le signal reçu AOFDM est capturé par un oscilloscope à échantillonnage en temps réel numérique avec une capacité de 2 GSa/s. Le Taux Erreur Binaire (BER) est calculée à partir de la mesure de l'EVM (Error Vector Magnitude) [Annexe] des différentes sous-porteuses. Les résultats d'EVM servent à l'entrée de l'algorithme Levin Campello qui requiert un BER de 10^{-4}.

4.3.1.1. LA SLED

Nous commençons nos expérimentations avec une source blanche SLED bas-coût. On teste la SLED dans la configuration « Spectrum Slicing » avec une fenêtre de découpage disposant d'une bande passante de 50 GHz ou 100 GHz à -3 dB. En effet, on travaille dans le cadre du DWDM (où les espaces entre canaux ont des valeurs comprises entre 0,4 nm ou 0,8 nm).

Selon le schéma expérimental décrit à la Figure 4-40, un AWG cyclique suivi d'un filtre CWDM assure la fonction de découpage spectral.

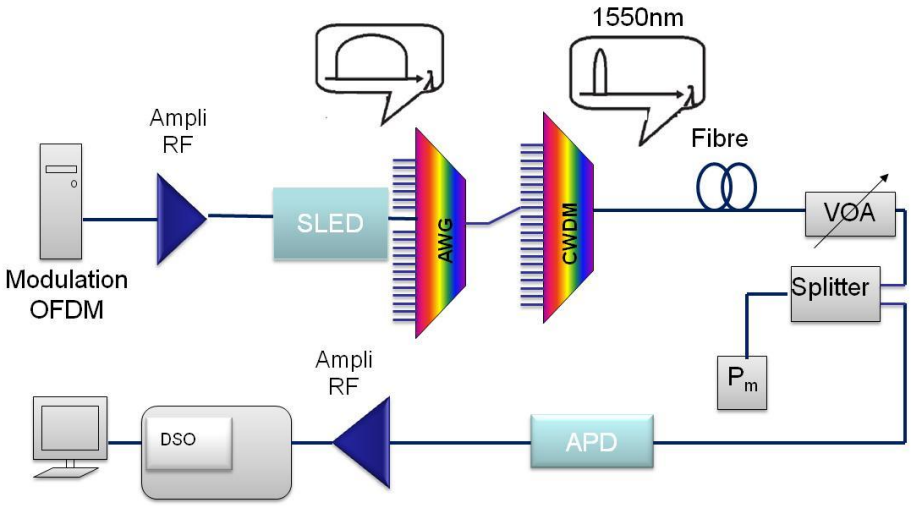


Figure 4—40 : Montage expérimental d'un WDM PON simplifié avec une SLED comme source large bande

En effet comme l'AWG est cyclique, un autre filtre CWDM est cascadé après ce dernier afin de sélectionner une seule largeur d'ISL.

La SLED émet autour de 1550 nm (avec 35 nm de bande passante optique à -3 dB), son courant de polarisation est de 110 mA et son spectre est découpé à 1551,20 nm. La bande passante électrique de la SLED est mesurée à 260 MHz à -3 dB comme le montre la Figure 4-41.

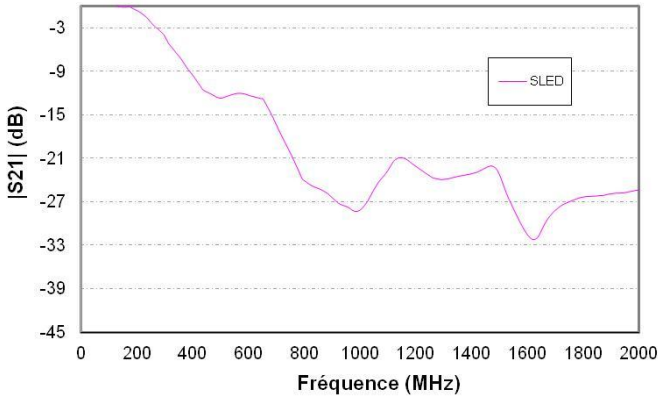


Figure 4—41 : Bande passante électrique de la SLED

Pour calculer avec plus de précision le budget optique, c'est-à-dire les pertes de liaison, on a remplacé la SLED par un laser accordable émettant autour de la même longueur d'onde, à 1545,48 nm plus précisément. Le calcul du budget optique prend en compte les pertes intrinsèques qui englobent les pertes du MUX, les coupleurs et la fibre. La perte totale induite par la fonction de multiplexage est mesurée à 6 dB.

PERFORMANCES EN DEBIT DE LA SLED POUR LE "SPECTRUM SLICED" WDM

Nous présentons ici les performances en débit de la SLED (ONU « achromatique ») en fonction de la puissance optique reçue (cf. Figure 4-42) pour différentes longueurs de fibre lorsque cette source est implémentée dans le contexte d'une architecture « Spectrum Sliced » WDM PON et modulée en format OFDM comme l'explique la Figure 4.42.

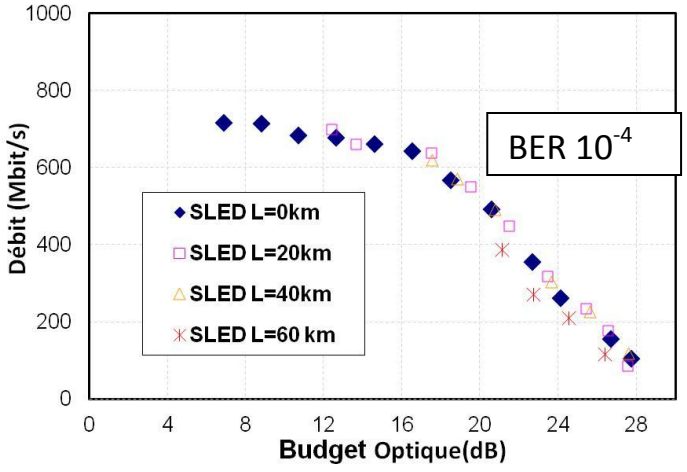


Figure 4—42 : Débit vs. Budget pour différentes longueurs de fibres (L=[0 :60km])

D'après la Figure 4-42 présentée ci-dessus, on atteint un débit maximal autour de 736,87 Mbit/s en utilisant la SLED spectralement tranchée comme source optique. Ce type de composant source peut être limité par le bruit de l'ASE élevé (cf. début de la Section 4.3.2) et la bande passante très faible.

Lorsqu'on utilise la source SLED à spectre optique découpé avec une bande passante optique de 50 GHz à -3 dB, on remarque que les courbes de débit entre 0 et 60 km ont une même tendance. Le signal AOFDM est robuste face à la dispersion chromatique.

PERFORMANCES EN TEMPERATURE DU SLED

Dans cette section, nous analysons l'influence de la variation de la température sur le fonctionnement de la SLED. La Figure 4-43 nous montre l'évolution du débit en fonction du budget optique pour des températures de fonctionnement allant de 10°C à 40°C. On applique les mêmes conditions de mesure, à savoir avec une longueur de fibre de 20 km et une bande passante de multiplexage de 50 GHz à -3 dB pour obtenir les valeurs de chaque courbe.

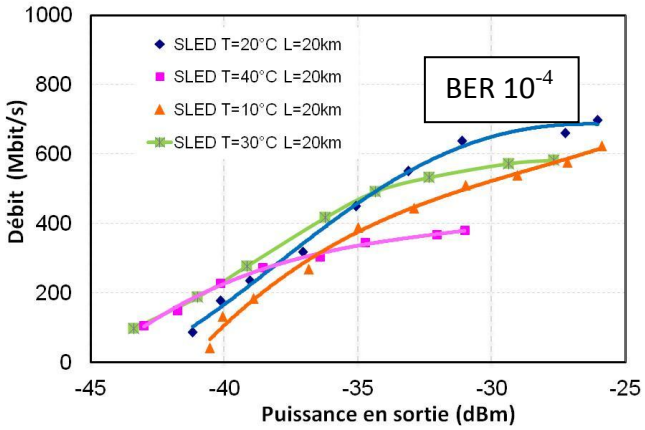


Figure 4—43 : Débit vs. Puissance reçue à l'APD pour différentes températures (T[10°C-40°C])

On en conclut d'après les mesures de la Figure 4-43 que l'augmentation de la température entraîne la décroissance des débits de la transmission. Dans la suite de cette étude sur la SLED, une température de 20°C sera fixée pour les mesures de BER.

Nous avons aussi réalisé un tranchage du spectre de la SLED avec une bande passante optique du multiplexeur plus large qui correspond à 150 GHz à -3 dB. Pour cette configuration, on insère un coupleur 50/50 à la sortie de la SLED et les 2 bras de sortie du coupleur sont reliés aux 2 ports adjacents (autour de 1550 nm) du MUX. La Figure 4-44 ci-dessous illustre le procédé adopté pour élargir la bande passante optique découpée à 150 GHz à -3dB.

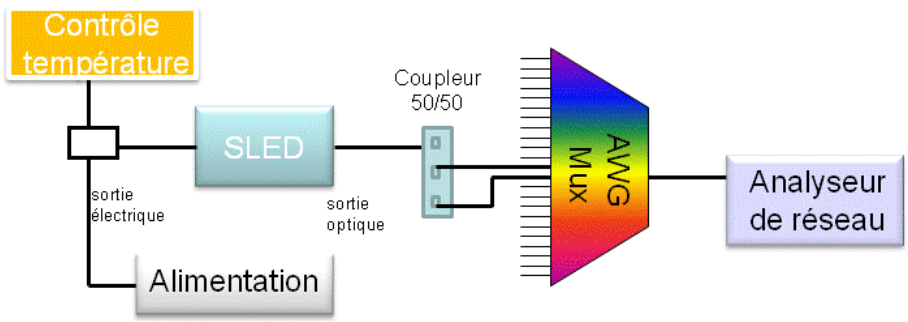


Figure 4—44 : Technique implémentée pour la réalisation d'un découpage spectral de 150GHz à -3dB

A l'analyseur de spectre optique (ASO), les spectres obtenus après découpage à 50 GHz (sans coupleur 50/50) et à 150 GHz (avec coupleur 50/50) sont présentés sur les Figures 4-45 et 4-46 respectivement.

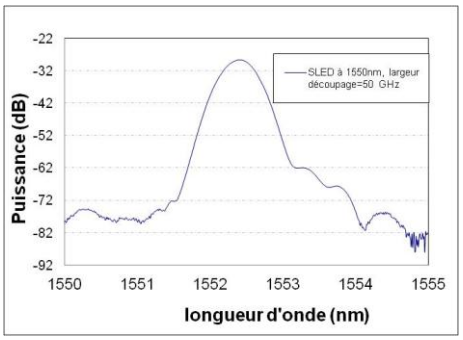


Figure 4—45 : Spectre obtenu après découpage à 50 GHz

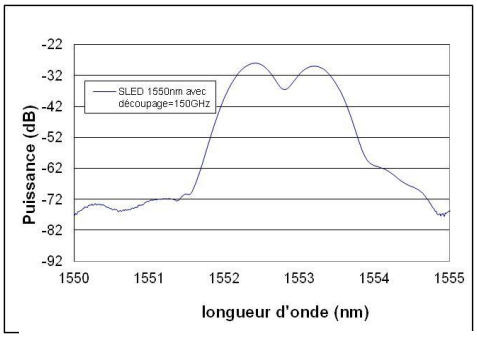


Figure 4—46 : Spectre obtenu après découpage à 150 GHz

On constate d'après de la Figure 4-45 que la bande passante à -3 dB après le tranchage a une valeur autour de 0,4 nm. Ce qui correspond à la largeur du filtre 50 GHz. Lorsqu'on insère le coupleur 50/50 (cf. Figure 4-46), on mesure une bande passante de l'ordre 1,2 nm, soit 150 GHz centrée autour de 1552,5 nm. La Figure 4-47 montre la bande passante électrique du SLED avec un découpage spectral de 50 GHz. Tandis que la Figure 4-48 révèle l'allure de la bande passante avec un découpage à 150 GHz mesurée à l'analyseur réseau.

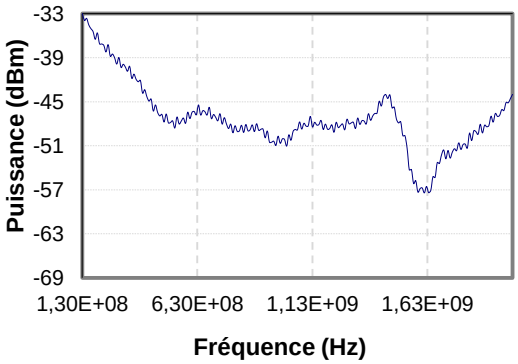


Figure 4—48 : Bande passante du SLED après découpage spectral à 50GHz

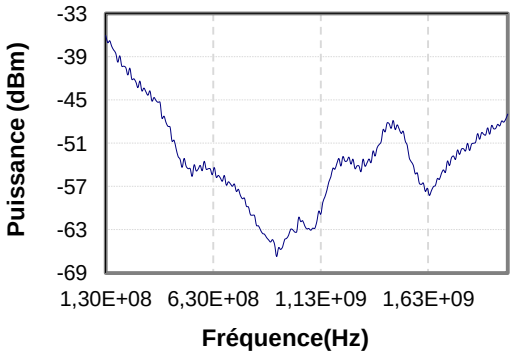


Figure 4—47 : Bande passante du SLED après découpage spectral à 150 GHz

En se référant aux courbes obtenues dans les Figures 4-47 et 4-48, on obtient la même valeur de bande passante autour de 200 MHz à -3 dB pour un découpage à 50 GHz ou à 150 GHz. On en conclut que l'élargissement de la bande passante optique du MUX n'a pas d'influence sur l'évolution de la bande passante électrique du signal en sortie de la SLED.

Nous nous intéressons maintenant à l'impact d'un découpage spectral plus grand (soit à 150 GHz) de la SLED sur les performances en transmission. La Figure 4-49 compare les performances en débit entre la SLED découpé à 50 GHz et à 150 GHz en fonction du budget pour ces différentes largeurs de « slice ».

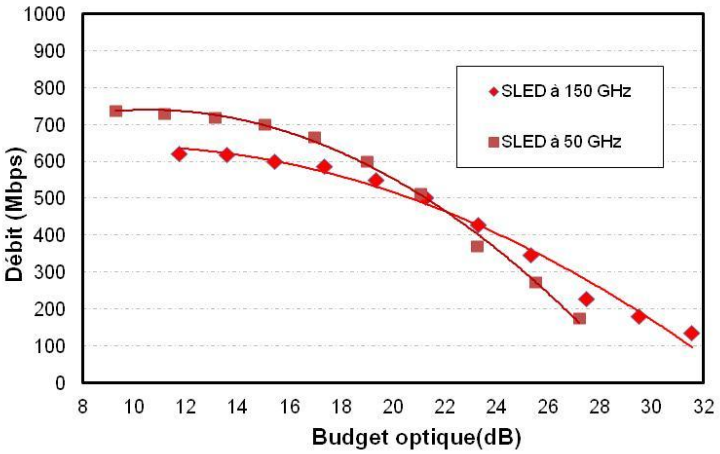


Figure 4—49 : Débit vs Budget avec découpage spectral à 50 GHz et 150GHz

En tenant compte des résultats décrits sur la figure ci-dessus, on peut dire que l'élargissement de la largeur de la bande passante du multiplexeur à 150 GHz ne garantit pas une montée en débit. On remarque cependant, une légère expansion du budget optique offrant jusqu'à 30 dB pour un débit supérieur à 100 Mbit/s. Cette dernière performance [Ra9], même si le résultat n'est pas innovant en termes de débit, constitue une solution industrielle communément proposée sur le marché pour une modulation de type NRZ pour le G-PON (Débit=100 Mbit/s; Budget = 28 dB).

4.3.1.2. LE RSOA

Nous testons maintenant chez le client un RSOA en tant que source achromatique bas-coût en tant que solution « Spectrum Sliced » WDM pour le NG-PON2. La Figure 4-50 représente le montage expérimental à étudier. Le RSOA est utilisé comme une SLED. Cependant son gain est faible comparé au SLED. Un MUX avec un espacement de 100 GHz (0,8 nm) est utilisé dans le montage.

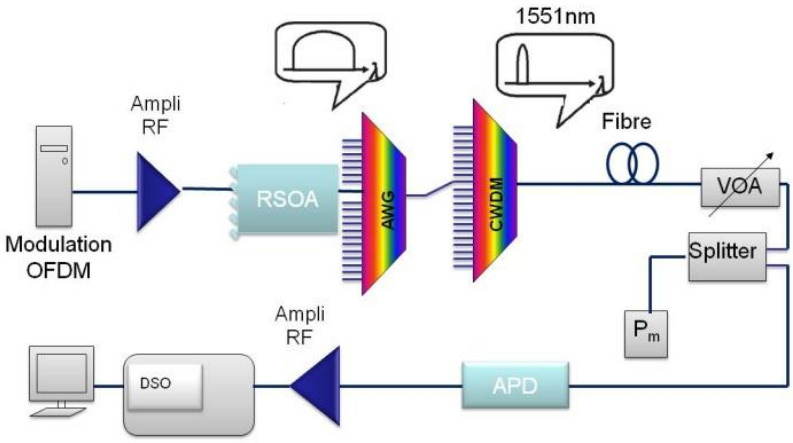


Figure 4—50 : Montage expérimental d'un WDM PON simplifié utilisant un RSOA comme source large bande

Notons que nous n'implémentons pas d'amplificateur optique dans la chaîne de transmission proposée car le RSOA n'a pas besoin d'être fortement amplifié. Le spectre du RSOA avant et après découpage spectral est représenté dans la Figure 4-51.

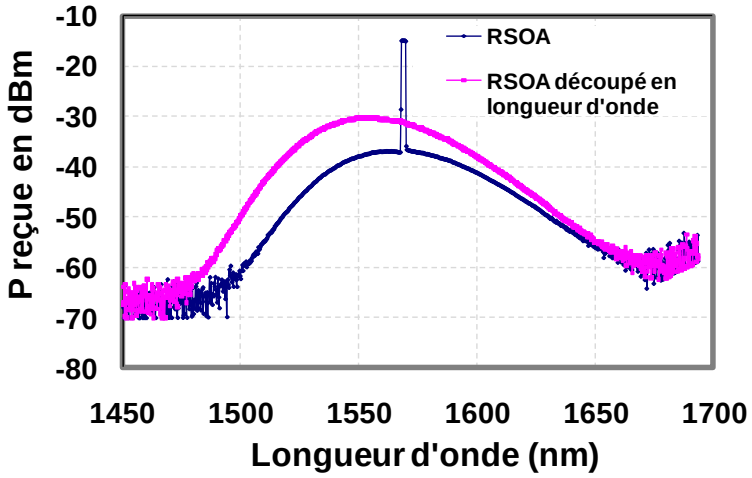


Figure 4—51 : Spectre du RSOA après Spectrum Slicing

On commence par rechercher le point optimal de fonctionnement du RSOA. Pour cela, on fait varier plusieurs paramètres : le courant d'alimentation du composant RSOA (I bias = 70 mA ou 50 mA....), l'amplificateur variable RF, la tension en entrée de l'APD et la température. On compare ensuite la valeur de l'EVM (Error Vector Magnitude) [Annexe] retournée car un EVM inférieur à 25% peut traduire une bonne transmission et donc des conditions de mesures optimales. Nous avons testé trois types de RSOA afin de comparer leurs performances : un RSOA monté en « butterfly » fourni par Alcatel et deux puces RSOA avec un taux de confinement de mode de 80% et 20% respectivement.

CONDITIONS DE MESURES

On détaille ici les conditions de mesures pour les 3 types de RSOA testés.

RSOA Alcatel

Le courant et la tension de polarisation sont réglés à 0,04 A et 3,44 V respectivement. La température est fixée à 10°C. On mesure un EVM [Annexe] acceptable de 18%. La bande passante électrique mesurée lorsque le MUX a une fenêtre de découpage de 50 GHz à -3dB est de 305,85 MHz comme l'indique la Figure 4-52.

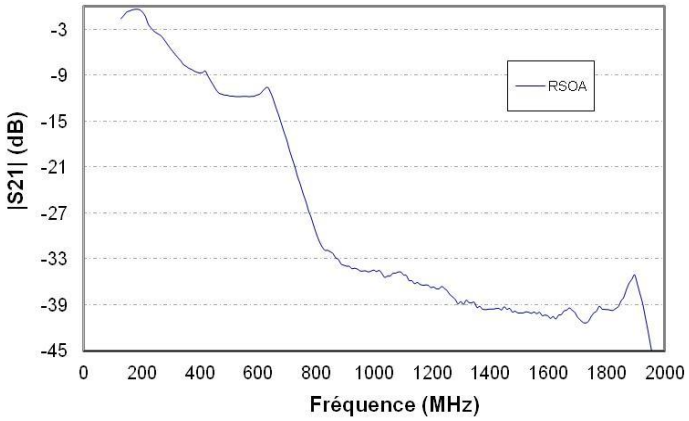


Figure 4—52 : Bande passante du RSOA avec découpage

Lorsqu'on élargit la bande passante du MUX à 150 GHz, cette bande passante à -3 dB ne varie pas considérablement. Elle est mesurée à 432 MHz.

Puce RSOA de Taille 700 µm et avec un taux de confinement égal à 80 %

Le courant et la tension de polarisation sont réglés à 0,21 A et 1,6 V respectivement. La température est fixée à 10°C. La bande spectrale du composant RSOA est découpée à une longueur d'onde de 1527,36 nm.

Puce RSOA de Taille 700 µm et avec un taux de confinement de 20 %

Ce RSOA émet autour de 1570 nm à 10°C et sa bande spectrale est découpée à 1571,44 nm. On règle la température du RSOA à 10°C car ce composant a une puissance en sortie faible comparée à la SLED et plus la température décroît, plus cette puissance augmente. Le courant de polarisation est fixé à 60 mA et la tension à 1,1V. A l'analyseur de réseau, la bande passante du RSOA testé est de 326,41MHz à -3 dB, à 11°C.

PERFORMANCES EN DEBIT DU RSOA POUR LE "SPECTRUM SLICED" WDM

Afin de comparer les performances des trois types de RSOA mentionnés ci-dessus, on met en œuvre le montage expérimental décrit à la Figure 4-53 précédemment. On mesure le débit maximal de transmission atteint par le système à un BER fixe de 10^{-4}. Dans la Figure 4-51, le débit est représenté en fonction du budget pour les trois différents types de RSOA étudiés.

Selon la Figure 4-53, la puce RSOA de 700 µm de taille et avec un taux de confinement de mode à 20% est la plus avantageuse en termes de performance en débit. En se référant à la Figure 4-53, on peut atteindre un débit autour de 1 Gbit/s avec ce RSOA (noté RSOA 700 µm et Taux de confinement=20% sur la figure) mais avec un budget très faible de 8 dB.

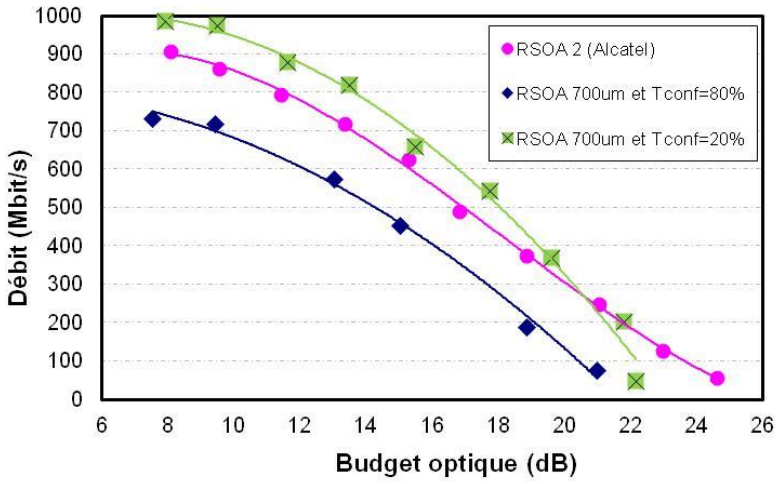


Figure 4—53 : Débit vs. Budget pour 3 types de RSOA étudiées

Une autre performance à noter est celle à 100 Mbit/s pour 22 dB de budget avec le même RSOA. La puce RSOA de 700 µm de taille et un taux de confinement égal à 80%, quant à elle, offre un débit maximal de 720 Mbit/s.

Le RSOA d'Alcatel (RSOA 2 sur le schéma) avec une fenêtre de découpage spectrale de 50 GHz à -3 dB présente également des performances proches du premier RSOA. Il offre des résultats satisfaisants car on obtient un EVM autour de 18%. Pour un BER fixé à 10^{-4}, on parvient à un débit autour de 982,98 MHz comme nous le montre la Figure 4-45.

En élargissant la fenêtre de découpage du spectre du RSOA d'Alcatel (RSOA2 dans les figures) à 150 GHz à -3dB, on améliore légèrement le budget optique, mais le débit n'est pas amélioré comme nous le montre la Figure 4-54 ci-dessous.

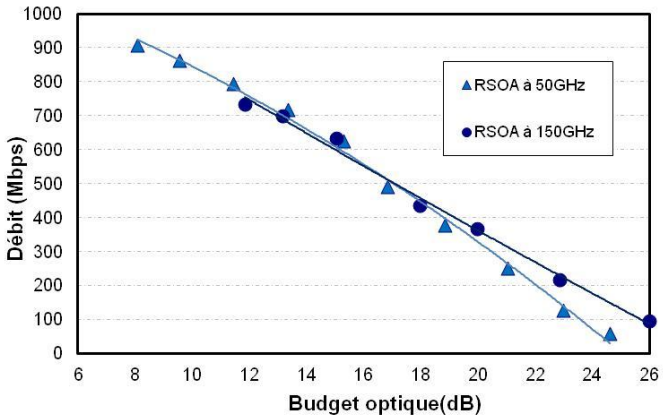


Figure 4—54 : Débit vs. Budget avec une largeur de découpage spectral de 50 et 150 GHz

Nous expliquons ce résultat par deux phénomènes : 1°) une dispersion chromatique plus élevée (lorsque la bande spectrale est plus large) et 2°) une limite de la réponse linéaire du composant RSOA pour un signal OFDM quelle que soit la largeur du tranchage en longueur d'onde.

4.3.1.3. LE RSOA PRESELECTIONNE

Pour compléter nos travaux d'investigations sur les sources ASE spectralement tranchées, candidates pour la réalisation des ONUs « achromatiques », on a vérifié les performances d'un RSOA « présélectionné » dans nos travaux de recherche. Le RSOA « présélectionné » est constitué d'un *SOA* et d'un *miroir sélectif en longueur d'onde (ou miroir chromatique)* qui renvoie uniquement une fenêtre CWDM (Coarse WDM) centrée à 1551 nm. Cette structure du composant permet d'augmenter la puissance optique dans la bande désirée et donc par la suite d'augmenter le budget optique. Son principe est décrit à la Figure 4-55 ci-après.



Figure 4—55 : Principe du RSOA présélectionné avec un miroir chromatique

Le courant de polarisation du composant est fixé à 180 mA. Cette structure a été réalisée à l'aide de composants discrets qui ont pour inconvénients la grande longueur de la demi-cavité d'environ 2 m. La Figure 4-5- nous montre le spectre de l'ESA du RSOA avant et après la présélection par le miroir CWDM achromatique.

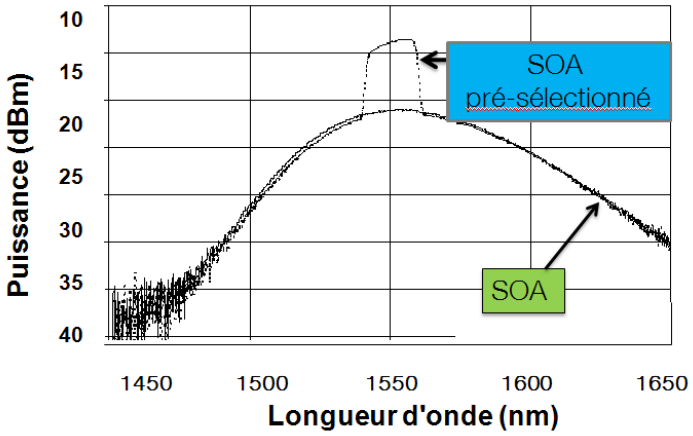


Figure 4—56 : Spectre de RSOA avec et sans présélection

On peut constater que la longueur d'onde d'émission est autour de 1551,17 nm. Après son passage dans le MUX, qui a un espacement de 100 GHz, le signal provenant du RSOA présélectionné est découpé à 50 GHz à -3dB . Typiquement il est envisageable d'avoir 20 canaux espacés de 100 GHz dans un canal CWDM (car la largeur de bande est de 16 nm et l'espacement de canaux est de 0,8 nm).

PERFORMANCES EN DEBIT DU RSOA "PRESELECTIONNE" POUR LE "SPECTRUM SLICED" WDM

En mettant en œuvre ce type de composant RSOA « présélectionné » on augmente la puissance optique injectée dans la chaîne de transmission. On a une puissance optique en entrée autour de 9.5 dBm dans le canal optique de 50 GHz à -3 dB. Cependant la qualité de modulation est dégradée à cause de l'importante longueur de la demi-cavité.

La Figure 4-57 met en relief les courbes de débit en fonction du budget optique dans un système WDM PON à base de RSOA « présélectionnée » lorsqu'on fait varier la température.

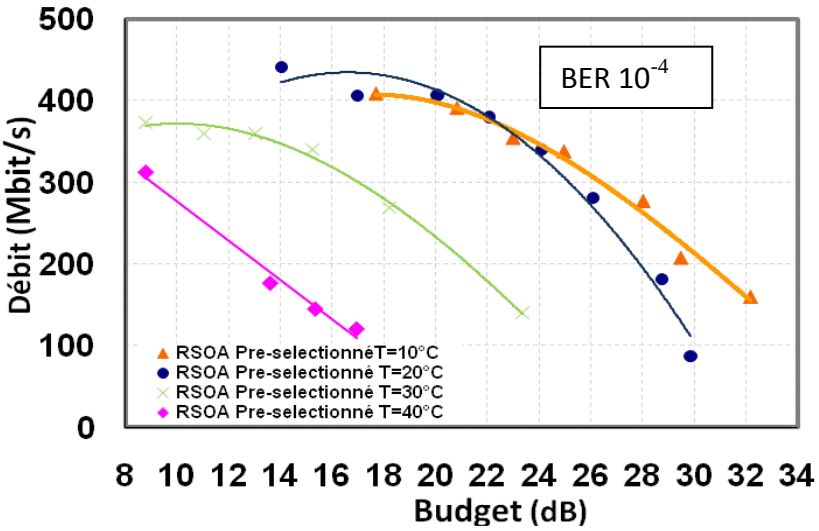


Figure 4—57 : Débit vs Budget pour un RSOA présélectionné à différentes températures

Les performances sont quasi-similaires pour 10°C et 20°C. Au-delà de 20°C les performances se dégradent. Un débit maximum de seulement 450 Mbit/s est accessible avec cette configuration. Lorsqu'on augmente la fenêtre de tranchage à 150 GHz pour un signal provenant d'un RSOA présélectionné, les performances ne sont pas améliorées.

Par conséquent, cette solution à base de RSOA « présélectionné » ne sera pas retenue pour le NG-PON à cause de la faible performance en débit qu'elle offre.

Nous remarquons toutefois qu'il est possible d'obtenir un budget optique de 30 dB à un débit de 100 Mbit/s avec le RSOA présélectionné comme c'était le cas dans l'utilisation de la SLED. Pour autant la longue demi-cavité limite les performances en bande passante (temps d'aller-retour) et du rapport signal sur bruit.

SYNTHESE : COMPARASION DES DIFFÉRENTES SOURCES SPECTRALES HACHEES

Dans l'objectif de réaliser une source accordable en longueur d'onde pas chère pour le client, on a proposé trois types de sources large bande spectralement découpées : le RSOA, la SLED et le RSOA « présélectionné ». La Figure 4-58 résume les mesures entre les différentes sources en fonction de la puissance reçue.

La Figure 4-56 ci-dessous résume les mesures de performances obtenues en fonction du budget pour ces trois différentes « Spectrum Slicing » sources. On précise dans le Figure 4-58, la bande passante de découpage à -3 dB du MUX, utilisée pour chaque mesure.

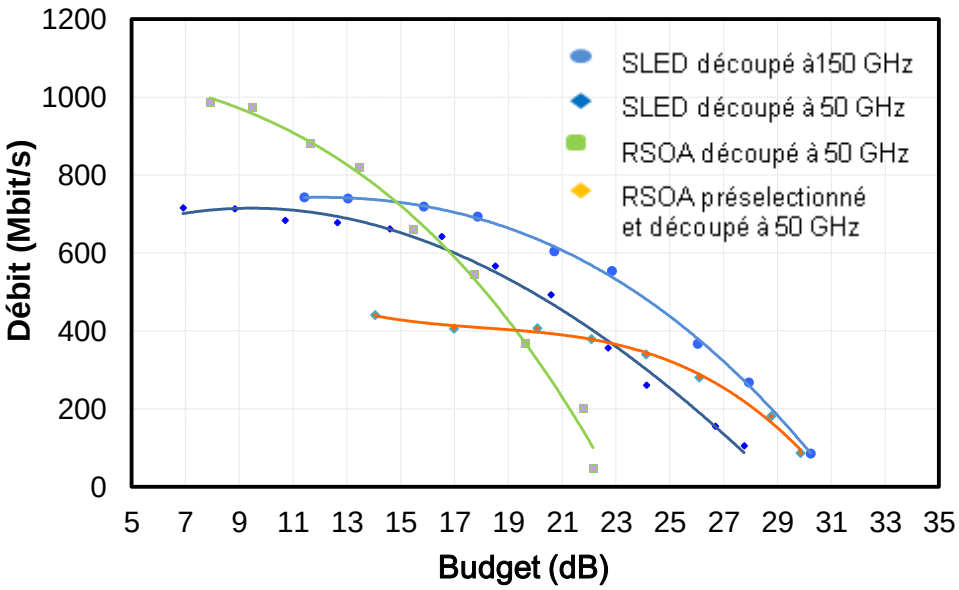


Figure 4—58 : Débit vs Budget pour 3 types de sources ASE différents

La synthèse de la Figure 4.58 permet d'affirmer que la qualité de modulation est meilleure en utilisant un composant RSOA comparé aux résultats obtenus avec la SLED et le RSOA « présélectionné ». Pratiquement, le RSOA permet d'atteindre un débit plus élevé de 1 Gbit/s comparé au SLED qui offre 730 Mbit/s et au RSOA « présélectionné » qui n'aboutit qu'à 450 Mbit/s de débit de transmission. Cependant, le budget optique du RSOA est très limité (seulement de 8 dB) à 1 Gbit/s à cause de sa puissance optique en sortie très faible.

La solution à base de SLED s'avère très intéressante si on vise des performances en termes de budget optique. Dans la meilleure configuration, c'est-à-dire avec l'utilisation de cette source avec un découpage spectral de 150 GHz, nous avons réalisé un budget optique de 30 dB à 100 Mbit/s pour un BER 10^{-4}.

Le RSOA « présélectionné » est composé d'une demi-cavité de grande longueur (2 m environ) qui introduit une double modulation d'une partie du flux optique. Ceci entraîne la dégradation du rapport signal sur bruit. Une solution alternative consiste à réaliser directement sur la face arrière de la puce un miroir chromatique à base d'un dépôt multicouche de diélectrique.

Le deuxième volet de ce travail expérimental sur *les sources « Spectrum Slicing »* consiste à *comparer la modulation OFDM* et *la modulation NRZ* sur une même source spectralement découpée qui est le RSOA. Notons que c'est la première fois que ce travail de recherche portant sur l'application de la modulation OFDM sur les sources « Spectrum Slicing » a été approfondi [Ra11]

4.3.2. LA COMPARAISON DES MODULATIONS NRZ ET AMOOFDM POUR LES SOURCES OPTIQUES TRANCHEES DANS LE PON

Tout d'abord, on s'intéresse à l'impact de la modulation directe d'un NRZ conventionnel sur les performances en transmission d'un RSOA dans la configuration « Spectrum Slicing », dans un lien SMF.

4.3.2.1. LE SIGNAL NRZ

La Figure 4-59 présente le principe de l'architecture WDM PON qu'on souhaite réaliser.

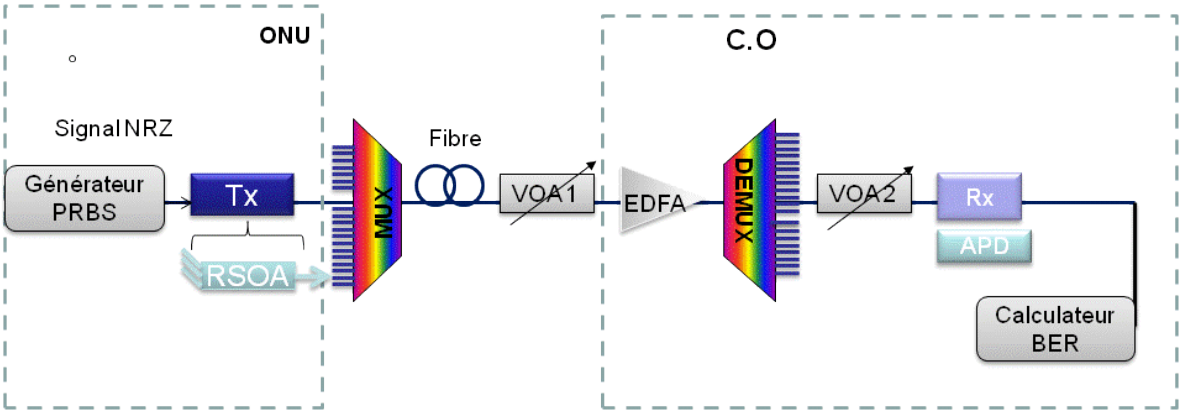


Figure 4—59 : Principe du montage expérimental pur WDM PON : avec un RSOA modulé par un signal NRZ

Une séquence PRBS de longueur 2^{31}-1 est utilisée pour moduler directement la source RSOA. Cette source émet autour de 1550 nm à 20°C pour un courant de polarisation de 90 mA. Le spectre optique du RSOA est découpé par un filtre optique (fourni par Yenista Optics), qui fait office de multiplexeur autour de 1550 nm. Dans un premier temps, la largeur du filtre est réglée de manière à correspondre à un espacement de multiplexeur de 200 GHz, c'est-à-dire une largeur à mi-hauteur de 100 GHz avec un profil de type « Flat-top ».

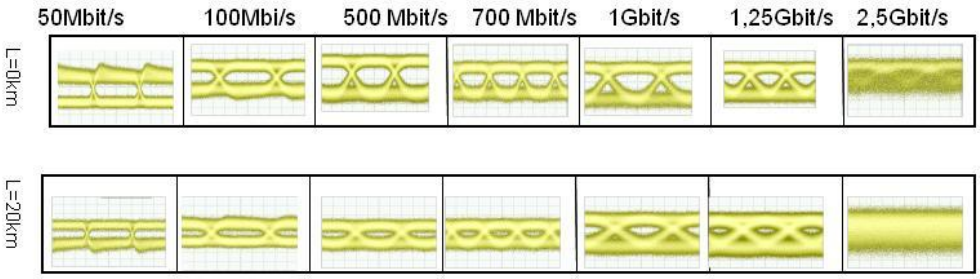
La puissance optique après découpage spectral est de 6,3 dBm. Le lien comprend une fibre SMF (Single Mode Fiber) standard, un premier atténuateur variable (VOA 1) qui est employé pour simuler les pertes de liaisons. Un pré-amplificateur optique a été inséré du côté du récepteur à l'OLT. Ensuite un deuxième atténuateur (VOA 2) permet de régler la puissance du signal optique reçue par la photodiode à avalanche (APD). Le budget optique est défini entre la sortie de l'ONU et l'entrée de l'EDFA. On considère que l'EDFA et le DEMUX sont

contenus dans l'OLT. Le budget optique est par conséquent obtenu en effectuant la somme des pertes d'insertion : du multiplexeur optique (filtre accordable), du VOA1 et de la fibre.

DIAGRAMME DE L'ŒIL

Une observation de l'évolution du diagramme de l'œil après la transmission est réalisée afin de nous renseigner sur la qualité du signal. Le Tableau 4-12 met en relief cette étude quantitative du signal avec ou sans fibre pour différents débits entre 50 Mbit/s et 2,5 Gbit/s.

Tableau 4-11 : Diagramme de l'œil du signal NRZ reçu de 50Mbit/s à 2,5Mbit/s pour différentes longueurs de fibres



L'étude des diagrammes de l'œil montre que le signal reçu à travers l'architecture WDM PON intégrant un RSOA tranché spectralement et modulé directement en format NRZ est acceptable jusqu'à 1,25 Gbit/s avec ou sans fibre. Aucun composant de compensation ou d'égalisation n'a été inséré dans le système. Cependant, à partir de 2,5 GHz, l'œil est complètement fermé. On note que l'insertion de la fibre dégrade légèrement le signal à la réception en raison de la dispersion chromatique.

MESURES DE BER DU RSOA MODULE EN NRZ POUR LE "SPECTRUM SLICING »

On mesure le BER pour différents débits allant de 50 Mbit/s à 2,5 Gbit/s sur la ligne de transmission décrite à la Figure 4-60 précédemment. Les Figures 4-60, 4-61 et 4-62 présentent les courbes de BER en fonction de la puissance reçue en Back to Back pour des budgets optiques de 8,2 dB, de 12,2 dB et de 16,2 dB, respectivement.

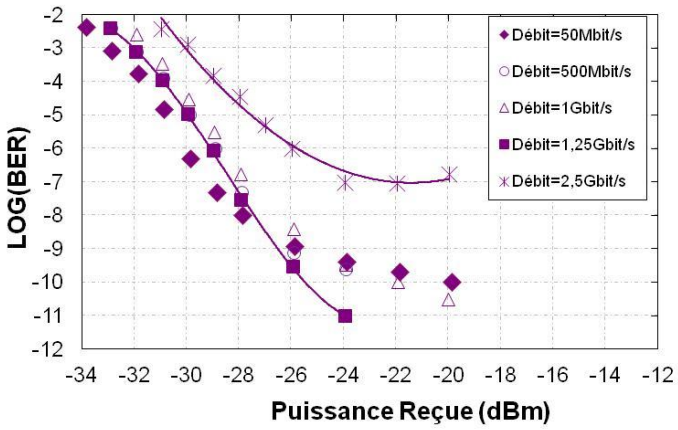


Figure 4—60 : BER vs Puissance reçue en fonction du débit pour un budget optique de 8,2 dB (L=0 km)

D'après la Figure 4-60 qui décrit les performances en BER, avec ce budget de 8,2 dB, on constate qu'un débit maximal de 2,5 Gbit/s peut être atteint. On note également le fait que les courbes ont une allure similaire pour les débits entre 50 Mbit/s et 1,25 Gbit/s. Nous mesurons une puissance reçue à l'APD autour de -30 dBm à un débit de 1,25 Gbit/s pour une valeur de BER de 10^{-4}. La Figure 4-61 montre les courbes de BER obtenues avec un budget de 12,2 dB

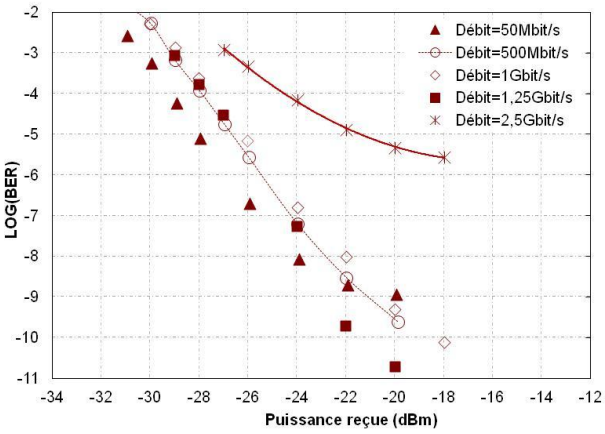


Figure 4—61 : BER vs Puissance reçue en fonction du débit pour un budget optique de 12,2 dB (L=0 km)

En se référant à la Figure 4-61, on obtient pour un débit de 1,25 Gbit/s avec une valeur de BER de 10-4, une puissance reçue de -28dB.

Lorsque le budget optique augmente à 16,2 dB, comme c'est le cas des mesures obtenues dans la Figure 4-62 ci-dessous, on remarque qu'à partir de 2,5 Gbit/s un plancher d'erreur dû à la limitation en bande passante de la source RSOA apparait.

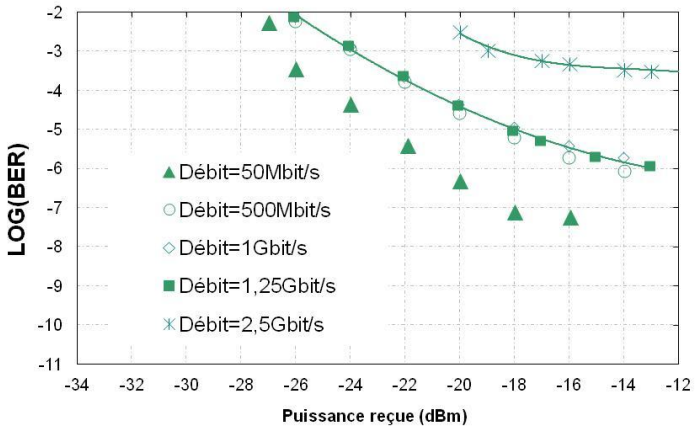


Figure 4—62 : BER vs Puissance reçue en fonction du débit pour un budget optique de 16,2 dB (L=0 km)

Néanmoins avec un budget de 16,2 dB, une valeur de BER acceptable c'est à dire 10^{-3} (valeur à laquelle on peut appliquer un code correcteur d'erreur FEC pour améliorer le débit) pour un débit de 1,25 Gbit/s a été atteint.

A présent, on insère une fibre avec une longueur de 20 km dans la liaison optique. Les mesures de BER sont effectuées à un débit de 1,25 Gbit/s et pour différents budgets optiques

La Figure 4-63 nous indique les courbes de BER obtenues pour L équivaut à 20 km.

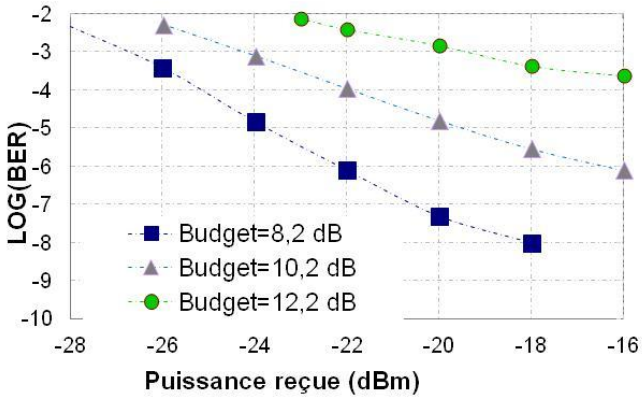


Figure 4—63 : BER vs Puissance reçue en fonction du budget optique à 1,25 Gbit/s(L=20 km)

On constate qu'au-delà de 12,2 dB aucune transmission n'est possible. Cependant à une puissance reçue de -22 dBm est atteinteavec un budget de 10,2 dB pour un BER de 10^{-4} .

PORTEE MAXIMALE

Après avoir analysé les performances en termes de BER et de diagramme de l'œil de notre architecture, nous allons à présent mesurer la portée maximale qu'on peut atteindre. Le budget optique est fixé à 8,2 dB et on module le signal à 1,25 Gbit/s. Nous mesurons le BER en fonction de la puissance optique reçue pour différentes longueurs de fibres SMF (Figure 4-64).

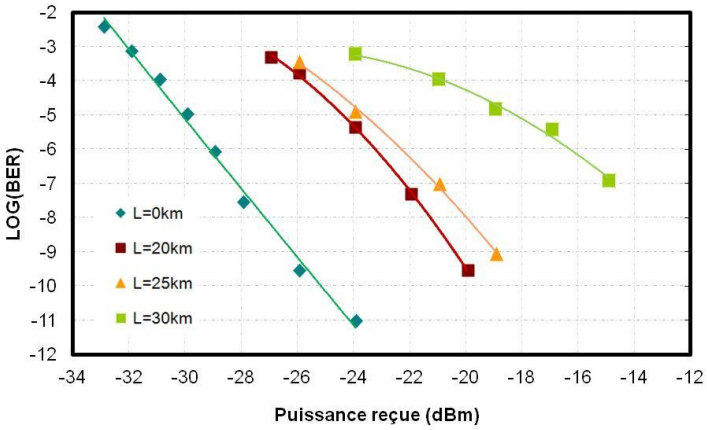


Figure 4—64 : BER en fonction de la longueur de la fibre lorsque le débit est fixé à 1,25Gbit/set bugdet optique à 8,2 dB

On constate que plus la longueur de fibre augmente plus les performances en distance de transmission se dégradent. Par exemple, pour une même valeur de BER de 10^{-4} et un même débit de transmission à 1,25 Gbit/s, on perd 4 dB de budget optique en rallongeant la longueur de la fibre de 20 km jusqu'à 30 km. Cette dégradation est due à la dispersion chromatique à l'intérieur de la fibre (format NRZ). On note que la portée maximale que le système proposé peut offrir est de 30 km à 1,25 Gbit/s.

Le format de modulation conventionnel NRZ a été examiné sur une source avec « Spectrum Slicing » pour le WDM PON. Dans les prochains paragraphes, nous allons

vérifier les performances de la même source RSOA spectralement tranchée mais modulée avec un signal OFDM cette fois-ci.

4.3.2.2. LE SIGNAL OFDM

Nous avons exposé précédemment dans le Chapitre 2.3 le principe de la modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) Nous avons énoncé le fait que ce format de modulation avancé a pour avantage de transmettre simultanément des données en parallèle à faible débit dans plusieurs sous-porteuses électriques. Ainsi il a la propriété d'être plus robuste face à la dispersion chromatique et présente une grande efficacité spectrale [Du10].

Dans sa variante AOFDM (Adaptive Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing) dans lequel le format de modulation (codage QPSK ou m-QAM) s'adapte au canal de transmission; le rendement spectral (Bit/s/Hz) est améliorée. Avec ce type de modulation, une montée en débit sans augmentation du coût est assurée car les mêmes composants à faible bande passante peuvent être utilisés. Il est aussi possible d'introduire un FEC (ou code correcteur d'erreur) qui améliore la transmission du système.

L'architecture proposée est similaire au système décrit par de la Figure 4-64 précédemment. La seule différence réside dans le fait que le RSOA est modulé par un signal AOFDM [Du10] comme nous montre la Figure 4-65.

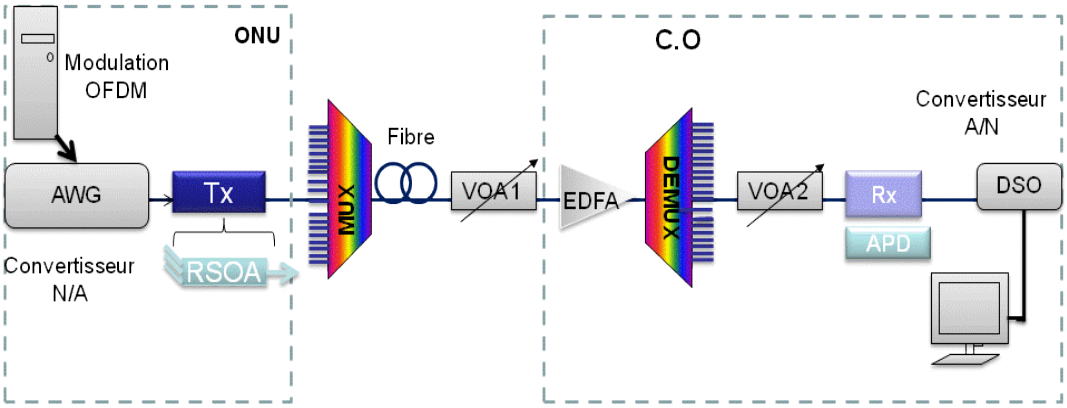


Figure 4—65 : Principe du montage expérimental d'un PON hybride : avec RSOA modulé par un signal OFDM

Le courant de polarisation est réglé à 100 mA et nous travaillons à une température de 20°C. Le signal a une bande passante électrique de 500 MHz avec une longueur de préfixe cyclique (CP) de 8 échantillons (cf Section 2.3.3.2) et un nombre de sous-porteuses fixé à 511. La durée d'un symbole OFDM est de 2,056 ms.

MESURES DE BER DU RSOA MODULE EN FORMAT AOFDM

Les performances de l'architecture WDM PON intégrant un RSOA spectralement tranché et modulé en AOFDM sont examinées. Avec un BER fixe de 10^{-4}, la Figure 4-66 nous montre les courbes de débit en fonction de la puissance reçue pour différents budgets optiques compris entre 8,2 dB et 20,2 dB, dans la configuration Back to Back (sans fibre).

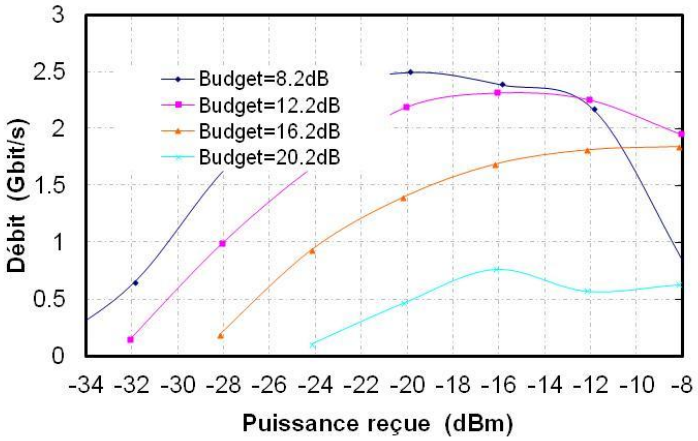


Figure 4—66 : Débit vs Puissance reçue pour différents budgets optiques (L=0 km)

D'après la Figure 4-66 ci-dessus, moyennant une modulation AOFDM, on accède à un débit maximal de 2,5 Gbit/s pour une puissance reçue de -20 dBm et un budget optique de 8,2 dB en Back to Back. L'extension du budget optique fait décliner la vitesse de transmission. En effet, lorsque le budget optique est réglé à une valeur plus élevée de 20,2 dB, le débit diminue jusqu'à 500 Mbit/s pour les mêmes conditions de mesures qu'auparavant, à savoir pour une même puissance reçue de -20 dBm. La Figure 4-67 indique les courbes de débit en fonction de la puissance reçue au récepteur après insertion de 20 km de fibre pour différents budgets optiques (fibre et atténuateur optique inclus).

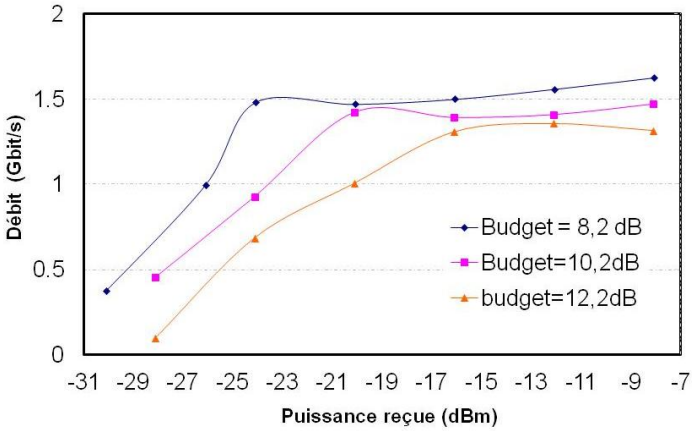


Figure 4—67 : Débit vs **Puissance** reçue pour différents budgets optiques avec L=20 km

La Figure 4-67 montre les courbes de débit après l'insertion de 20 km de fibre. Un débit maximum de 1,5 Gbit/s a été obtenu pour une puissance reçue de -20 dBm avec un budget de 10,2 dB. Comparé à la configuration en BtB, ce débit est plus faible.

Le débit diminue avec l'augmentation du budget optique. Avec 12,2 dB de budget optique, le débit chute jusqu'à 500 Mbit/s pour la même puissance reçue de -20 dBm.

PORTEE MAXIMALE

De la même manière qu'on a procédé pour la modulation NRZ, on cherche à connaître la distance maximale de transmission obtenue avec une modulation de type AOFDM. La Figure 4-68 nous montre le débit obtenu en fonction de la longueur de la fibre dans le lien testé.

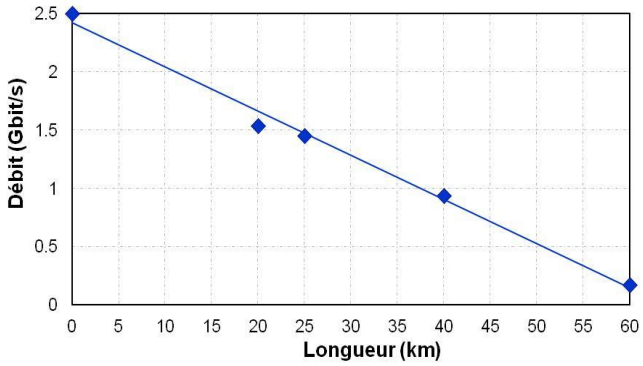


Figure 4—68 : Débit en fonction de la longueur d'onde avec un format de modulation OFDM

Avec un débit à 1,25 Gbit/s, une fibre de longueur 30 km peut être déployée. Le BER étant fixé à la valeur de 10^{-4}, pour une distance de 40 km, le débit diminue à 900 MHz, et continue à baisser jusqu'à 200 MHz à 60 km.

SYNTHESE : COMPARAISON FORMATS OFDM ET NRZ SUR UNE SOURCE “SPECTRUM SLICED”

C'est la première fois que le signal OFDM est utilisé pour moduler une source à spectre tranchée ou « Spectrum Sliced » source. Selon nos connaissances, aucune étude détaillée de ce type de système n'a encore été démontrée.

Un RSOA a été utilisé à titre de source large bande dans une architecture pur WDM PON. Le Tableau 4-12 résume les performances en termes de débit, de budget optique et de puissance reçue des deux signaux NRZ et AOFDM effectuées en Back to Back ou avec 20 km de fibre.

Tableau 4-12 : Comparaison entre modulation OFDM et NRZ des performances en débit, puissance reçue et budget optique

NRZ			L=0			L=20km		
Débit (GHz)	1.25	1.25	1.25	2.5	2.5	1.25	1.25	1.25
Budget (dB)	8.2	12.2	16.2	8.2	10.2	8.2	10.2	12.2
P. reçue (dBm)	-31	-28	-21	-29	-27	-26	-22	-15

AOFDM			L=0			L=20km				
Débit (GHz)	1.25	1.25	1.25	2.5	0,75	1.25	1.25	1.25	1.5	1.5
Budget (dB)	8.2	12.2	16.2	8.2	20.2	8.2	10.2	12.2	8.2	10.2
P. reçue (dBm)	-32	-27	-22	-20	-16	-25	-22	-18	-24	-20

D’après cette synthèse, les deux types de modulations NRZ et AOFDM permettent d’atteindre les mêmes performances (en débit, budget et puissance reçue) à 20 km. En effet; le même débit maximal de 1,25 Gbit/s au budget de 12,2 dB est atteint pour les deux types de modulation.

CONCLUSION

D'une part, le WDM est une solution prometteuse pour le NG-PON2 et le déploiement de cette architecture requiert des ONUs bas-coûts (composants à faible bande passante) et « achromatiques ». D'autre part, l'OFDM est une technique de modulation multi-porteuses adaptée aux systèmes 10 Gbit/s et plus.

Dans la perspective de proposer une nouvelle architecture pour une « solution à long terme » du NG-PON2 on a mis en œuvre et testé des sources spectralement tranchées ou « Spectrum Slicing » et modulées par un signal OFDM.

Dans un premier temps, nous avons vérifié les débits obtenus via trois types de sources large bande : le RSOA, le SLED et le RSOA « présélectionné ». Ces émetteurs sont spectralement tranchés à différentes longueurs d'onde par un multiplexeur optique ayant une bande passante à -3 dB de 50 GHz ou 150 GHz. La SLED permet d'offrir un important budget optique autour de 30 dB pour du 100 Mbit/s. Selon notre point de vue, le RSOA est un bon candidat pour une solution à 1 Gbit/s avec un budget limité de 8 dB. Cependant, les performances en débits obtenues dans cette thèse ne répondent pas aux objectifs proprement dits du NG-PON2 qui attendent au minimum 1Gbit/s par client avec un budget optique de l'ordre de 28 dB minimum (Cf Chapitre 1).

Dans une seconde partie de cette étude, nous avons comparé les performances des modulations NRZ et AOFDM appliquées aux sources à base de « Spectrum Slicing », plus précisément en utilisant un RSOA. Le RSOA a été utilisé dans ces expériences comme étant une source de lumière incohérente et non une source réfléchie.

Cette étude a révélé que la modulation en format NRZ et celle en AOFDM permettent d'obtenir un débit maximal similaire de 1,25 Gbit/s et un budget de 12 dB avec 20 km de fibre, pour un BER égal à 10^{-4}. Bien que les études précédentes portant sur la technique de modulation OFDM aient été menées en raison de sa robustesse à la dispersion chromatique de la fibre, dans notre cas, son application aux sources spectralement tranchées n'améliore pas les débits de transmission en comparaison avec une modulation NRZ conventionnelle. Ce phénomène peut s'expliquer par la faible linéarité des composants utilisés dans cette technique.

4.4. SOLUTION A LONG TERME : PON AGILE EN LONGUEUR D'ONDE

Une autre évolution possible à « long terme » du réseau d'accès optique se concentre sur l'architecture hybride WDM-TDM PON. Un multiplexage en longueur d'onde associé avec un multiplexage temporel est mis en œuvre dans cette technique. Plusieurs publications scientifiques montrent un intérêt certain pour une évolution vers ce type de système.

Le PON « Agile » a déjà été introduit dans le Chapitre 2. 5 auparavant et il constitue une variante du WDM-TDM PON. Dans cette solution PON « Agile » en longueur d'onde, le réseau de distribution (ODN) reste passif en intégrant un coupleur passif à la place du MUX. Un filtre présent à l'ONU assure la fonction de routage en longueur d'onde. L'atout majeur de cette architecture réside dans le fait qu'elle permet une migration aisée des systèmes à une seule longueur d'onde vers des systèmes multi-longueurs d'ondes dans le FTTH.

Cette dernière partie de la description du travail expérimental comporte trois parties. La première introduit les caractéristiques générales de l'architecture proposée : PON « Agile » en longueur d'onde étudié. La deuxième décrit les composants clés de cette architecture PON « agile ». Dans la dernière section, nous évaluons les trois scénarios possibles de PON « Agile » en longueur d'onde, définis à partir de la combinaison des composants clés :

(i) Etude dans le cas de la combinaison d'un laser accordable avec une photodiode APD standard assistée par un égaliseur électronique.
(ii) Vérification de la faisabilité de raccorder ensemble les deux composants accordables (récepteur et laser accordables) à chaque extrémité.
(iii) Analyse du cas où un laser à gestion de « chirp » (CML) est associé avec un récepteur accordable et la transmission est assistée par égaliseur électronique.

Les performances du système en termes de BER seront évaluées pour chaque scénario.

4.4.1. SOLUTION PON AGILE EN LONGUEUR D'ONDE POUR LE NG-PON2

Dans cette thèse, on propose une nouvelle architecture flexible en longueur d'onde pour les réseaux d'accès optiques WDM-TDM PON à 10 Gbit/ s.

4.4.1.1. DESCRIPTION DU PON « AGILE » EN LONGUEUR D'ONDE ETUDIE

Un peigne de longueur d'onde provenant de l'OLT est envoyé vers tous les ONUs et un filtre accordable présent du côté utilisateur (ou client) permet de sélectionner le canal approprié comme le montre la Figure 4-69 ci-après.

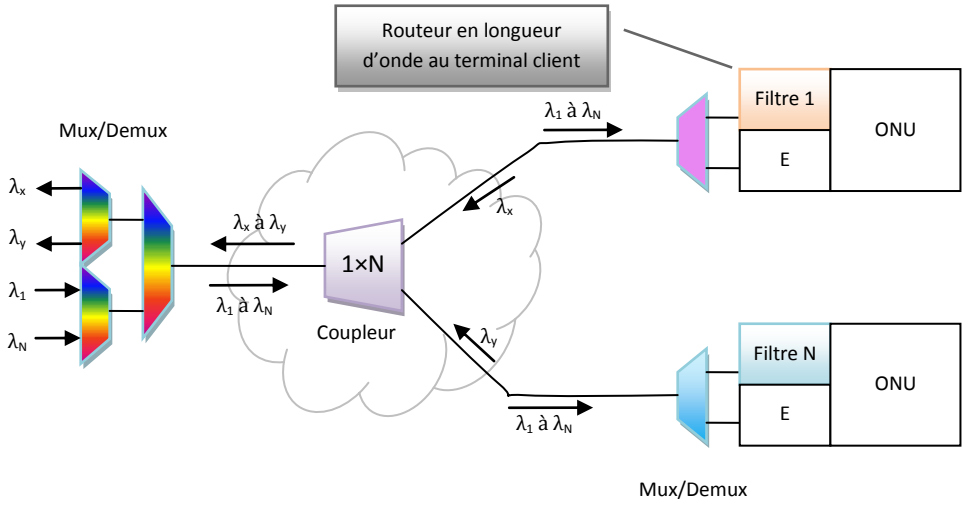


Figure 4—69 : Principe du WDM-TDM PON : lorsque le routage en longueur d'onde s'effectue à l'extrémité du réseau d'accès du côté de l'ONU

Les filtres accordables à bas-coût intégrés aux récepteurs ont été identifiés comme étant une solution possible à la fabrication des récepteurs à filtres optiques dynamiques. Par conséquent, dans nos expériences, du côté de l'ONU, le filtre accordable est directement intégré dans le récepteur. Un laser accordable est employé en émission chez le client. Ces dispositifs sont compacts et leur propriété d'accordabilité en longueur d'onde les rend attractifs. La Figure 4-70 montre le principe du PON Agile en longueur d'onde qui a été développé et testé.

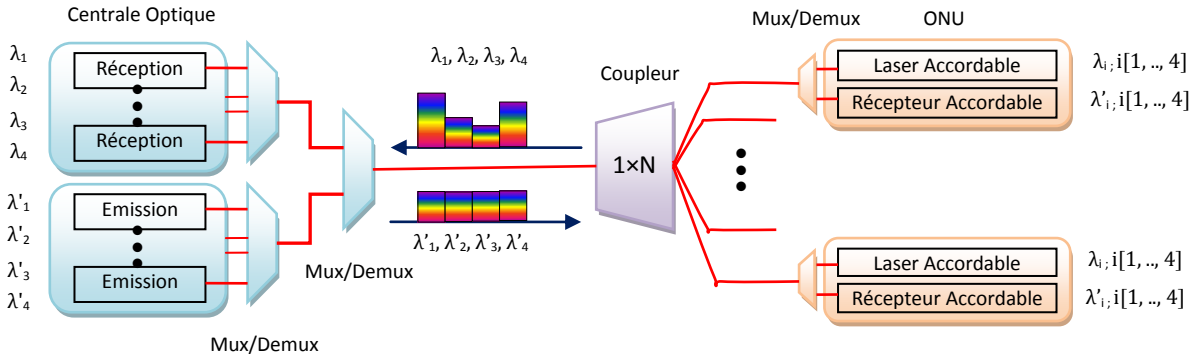


Figure 4—70 : Architecture du PON Agile en longueur d'onde proposée

Le choix de ce type d'architecture se justifie par les intérêts suivants :

- La possibilité de réutiliser l'infrastructure du réseau de distribution optique (ODN) du G-PON actuel basé sur un coupleur passif.
- Les dépenses liées à l'exploitation et à l'achat d'équipements sont sensiblement réduites parce que le PON présente une opportunité de marché importante.
- Les composants accordables du PON « Agile » sont à l'origine destinés pour le G-PON et donc prévus pour fonctionner à 2,5 Gbit/s mais ils fonctionnent à 10 Gbit/s lorsqu'ils sont assistés par des techniques de traitement de signal.

- Les composants achromatiques (indépendants en longueurs d'onde) utilisés présentent une faible bande passante et donc un coût abordable.
- Il est possible de réarranger les affectations en longueur d'onde des clients à l'OLT.
- On peut également utiliser les propriétés de superposition en longueurs d'ondes offertes par les systèmes WDM-TDM PON pour accroître la bande passante totale de la fibre et le débit de transmission. Sur notre montage expérimental illustré dans la Figure 4-69, on superpose 4 longueurs d'ondes à un débit de 10 Gbit/s par canal pour atteindre un débit total agrégé de 40 Gbit/s.

Les composants accordables du PON « Agile » en longueur d'onde n'étaient pas disponibles auparavant à cause de leur coût. Cependant dans une perspective de large déploiement, les coûts devraient considérablement diminuer.

Défis à relever

A un débit binaire élevé, la présence d'une forte dispersion conduit le taux d'erreur binaire à des niveaux inacceptables en raison de l'interférence entre symboles (ISI). Cet effet impose des restrictions sur la longueur de liaison maximale pouvant être atteinte sans régénération du signal. En parallèle, la faible bande passante des composants, destinés à l'origine pour des applications à 2,5 Gbit/s pourrait limiter le débit de transmission. Une approche pour résoudre ces difficultés, dans la solution PON « Agile » proposée est d'inclure un égaliseur électronique connu commercialement sous le nom de l'EDC (Electronic Dispersion Compensation) du côté du récepteur, afin de compenser les distorsions dans le domaine électronique.

4.4.2. LES COMPOSANTS CLES DU PON AGILE EN LONGUEUR EN D'ONDE

4.4.2.1. LE LASER ACCORDABLE

Le laser accordable a été fabriqué par ChemOptics, une compagnie coréenne. Il est composé d'une diode super-luminescente (SLED) et d'un réflecteur de Bragg accordable en polymère [Oh2] comme nous le montre la Figure 4-71.

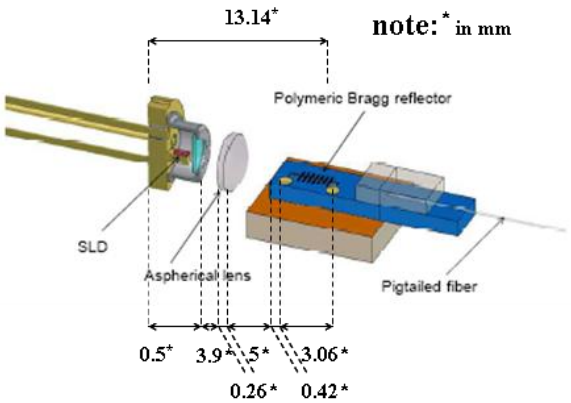


Figure 4—71 : Diagramme schématique de laser accordable intégré hybride constitué par une SLED, une microlentille asphérique, et un réflecteur de Bragg polymérique accordable .

Le dispositif est considéré comme un laser à cavité externe accordable (T-ECL) conçu pour une utilisation dans les systèmes WDM et il peut être modulé directement à 2,5 Gbit/s (cf. Chapitre3.2.1.2). La longueur d'onde de réflexion du réflecteur de Bragg (c'est-à-dire la fréquence à laquelle le laser accordable émet) est contrôlée par l'application d'un courant sur un élément de chauffage intégré au dispositif polymère, qu'on appellera par la suite le « heater ». L'utilisation de l'effet thermo-optique sur le réflecteur de Bragg en polymère permet la propriété d'accordabilité en longueurs d'onde. Le laser peut être accordé sur plus de 26 nm. Ce type de dispositif permet de changer la longueur d'onde à la demande sur la bande C (1525- 1565 nm) ou la bande L (1570-1610 nm) avec un espacement entre canaux de 100 GHz. Il est destiné à des applications dans le WDM PON où les sources optiques bas-coûts et achromatiques sont critiques.

OTDR DU LASER ACCORDABLE

Afin de mesurer la longueur de cavité du laser et comprendre sa composition, on utilise un réflectomètre optique dans le domaine temporel (ou OTDR). Le principe de l'OTDR consiste à injecter une série d'impulsions laser dans le composant et à analyser le signal rétrodiffusé. La puissance optique des impulsions de retour est mesurée et intégrée en fonction du temps, puis tracée en fonction de la longueur du composant. Ces intervalles de longueur correspondent au chemin optique, ainsi pour déterminer la taille de chaque élément, il faudra tenir compte de l'indice de réfraction des composants. La Figure 4-72 obtenue par technique OTDR illustre les éléments qui composent le laser accordable. La longueur de chaque élément a été calculée et reportée sur la Figure 4-72.

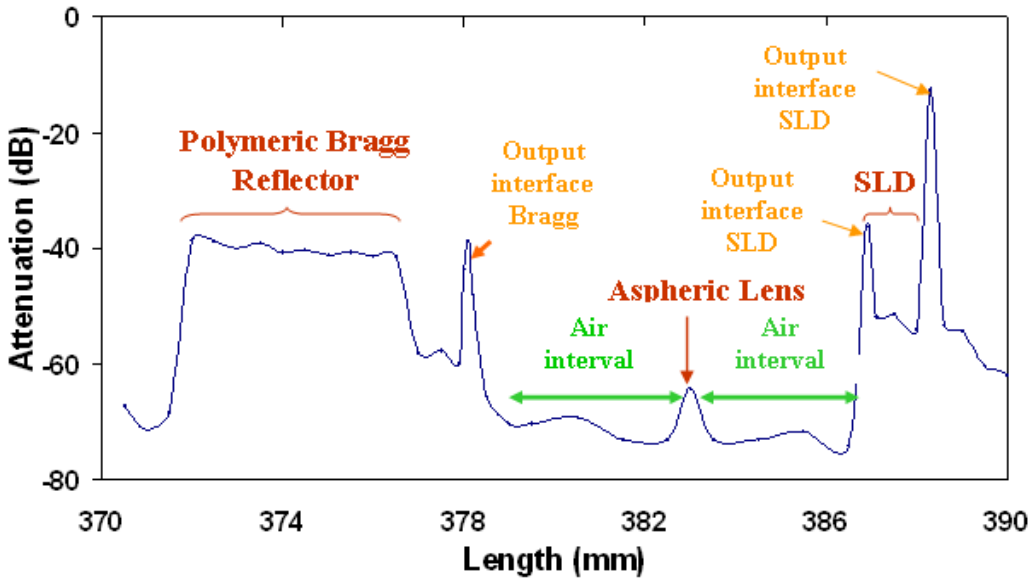


Figure 4—72: Mesure OTDR de l'assemblage Laser accordable à 1546 nm

A partir de la Figure 4-72, on peut déterminer la longueur réelle de la cavité, à savoir ici 13,14 mm. Le laser (T-ECL) est donc très compact. Cette longueur de cavité est estimée entre l'interface de la SLED et le milieu du réseau de Bragg.

CALCUL DU NOMBRE DE MODES DU LASER

Nous cherchons à présent le nombre de modes qui lasent. Pour cela nous déterminons l'ISL :

$$ISL_{\upsilon} = \frac{c}{2nL} = \frac{3\times10^{8}}{2\times13{,}14\times10^{-3}} = 11{,}41GHz \quad \text{ou} \quad ISL_{\lambda} = \frac{\lambda^{2}}{2nL} = \frac{\left(1587\times10^{-9}\right)^{2}}{2\times13{,}14\times10^{-3}} = 95{,}8\,pm$$

Nous mesurons une largeur mi-hauteur de 0,15 nm. Ainsi le nombre de modes vaut :

$$m = \frac{FWHM_{Bragg}}{ISL_{\lambda}} = \frac{150}{95{,}8} = 1{,}57\,.$$

Il y a donc un seul mode qui lase. Pour le vérifier, nous utilisons un analyseur de spectre optique haute résolution. Dans la figure 4.73, on se place à une longueur d'onde de 1562 nm pour mesurer le SMSR et la largeur de la raie (c'est-à-dire la FWHM) du laser.

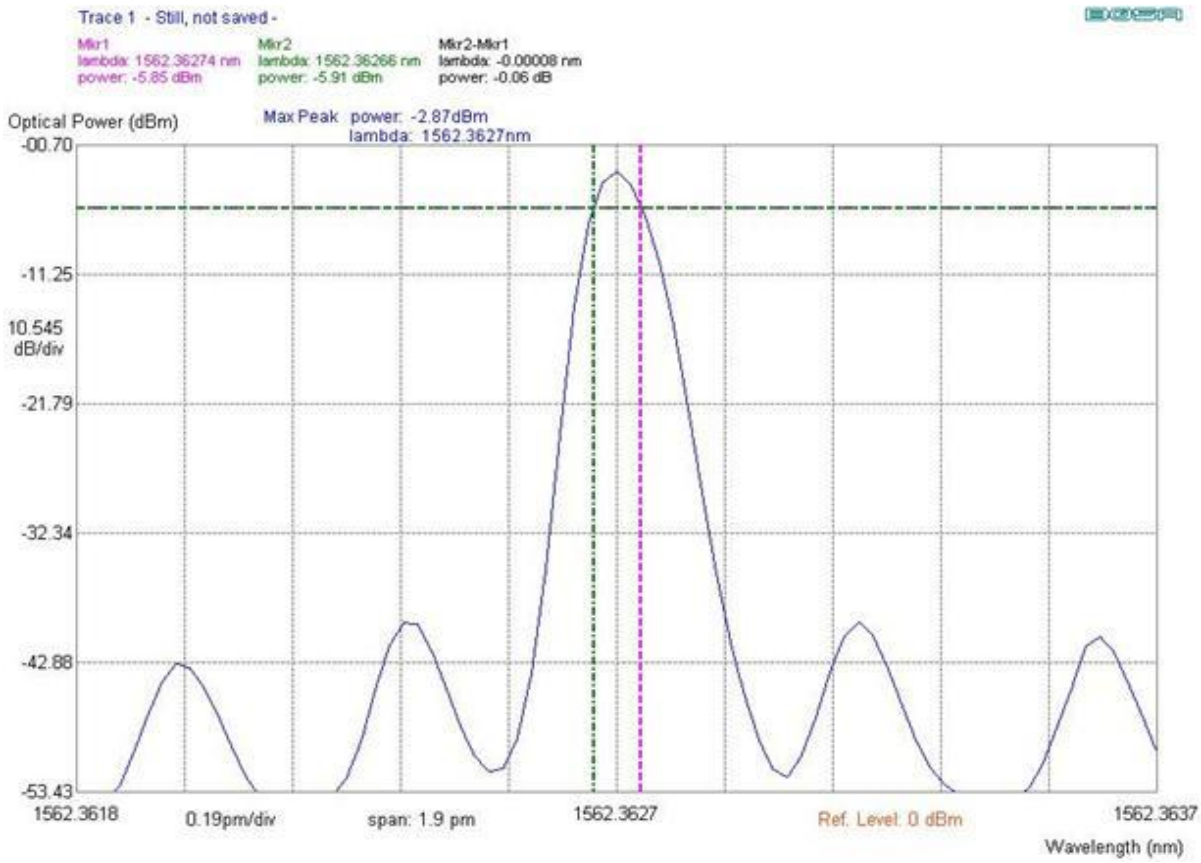


Figure 4—73 : SMSR du laser accordable ChemOptics

Les mesures donnent un taux de suppression des modes latéraux de 36 dB et une largeur de raie à -3dB de 0,08 pm. La mesure du SMSR confirme le fonctionnement monomode du laser.

4.4.2.2. LE RECEPTEUR ACCORDABLE (T-RX).

Un récepteur accordable bas-coût fabriqué par Aegis Lightwave est utilisé à l'ONU (ou à l'OLT). Des travaux de recherche antérieurs ont démontré les performances du récepteur accordable [Mu3]. L'assemblage du récepteur accordable est couplé avec la fibre dans un boîtier de type ROSA (Receiver Optical Sub-Assembly). Le récepteur accordable est composé d'un dispositif basé sur la superposition de couche mince semi-conducteur de type filtre Fabry Perot, d'une APD conventionnelle et d'un amplificateur transimpédance (TIA). A l'aide du récepteur accordable (T-Rx), les systèmes ONTs peuvent sélectionner un canal parmi quatre longueurs d'onde provenant de lasers différents modulés indépendamment. Les Figures 4-74 et 4-75 ci-dessous illustrent une vue explosée et le bloc fonctionnel du récepteur accordable.

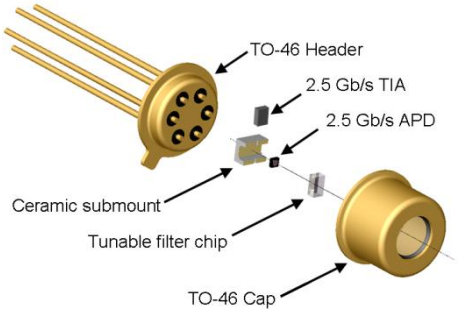


Figure 4—74 : Vue explosée du récepteur accordable d'Aegis

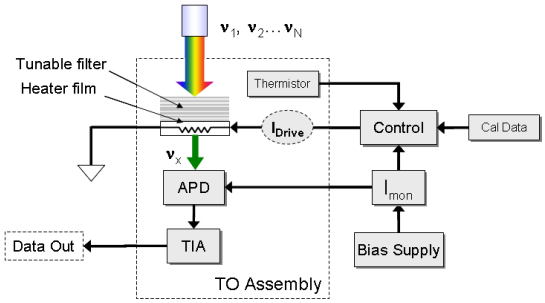


Figure 4—75 : Diagramme fonctionnel du récepteur accordable d'Aegis

Comme nous l'atteste la Figure 4-75, un courant appliqué au dispositif de contrôle de température ou « heater » du filtre Fabry Perot sert à sélectionner la longueur d'onde. Dans les expériences effectuées dans nos laboratoires, nous avons dû enlever le LIA du récepteur accordable parce que ce dispositif limitait la bande passante électrique du récepteur et particulièrement dans le cadre d'une modulation OFDM, le TIA apportait une dégradation de la linéarité.

4.4.2.3. L'EGALISEUR ELECTRONIQUE

Afin de réduire l'ISI causé par la dispersion chromatique et de compenser la faible bande passante électrique des composants à l'ONU (ou à l'OLT), un égaliseur électronique est introduit après le récepteur. Le principe de l'égaliseur a été abordé dans le Chapitre 3.4.2 précédent. Sa description a été abordée dans la Section 4.2.2. Rappelons que l'égaliseur électronique qu'on utilise dans nos expérimentations applique les architectures des filtres égaliseurs FFE (Feed Forward Equalizer) à 7 étages et de DFE (Decision FeedBack Equalizer) à 3 étages [Pa5] et qu'il est connu sous le nom commercial d'EDC (Electronic Dispersion Compensation).

4.4.2.4. LE LASER CML (CHIRP MANAGED LASER)

Lorsque la diode laser est modulée directement, sous l'effet du « chirp » (ou modulation en fréquence du laser), chacun des symboles « 1 »" et « 0 » prend une longueur d'onde différente : la longueur d'onde du symbole « 1 » est légèrement plus courte que celle du symbole « 0 ». Le laser à gestion de « chirp » appelé CML (Chirp Managed Laser) est une technologie alternative qui permet à un laser directement modulé (DML) d'être utilisé dans des applications haute performance [Ma4]. Son principe de fonctionnement a été décrit dans le Chapitre 4.1.2. Le CML se compose d'un laser DFB modulé directement suivi d'un filtre multi-cavité standard ou OSR (Optical Spectrum Reshaper) comme nous le montre la Figure 4-76.

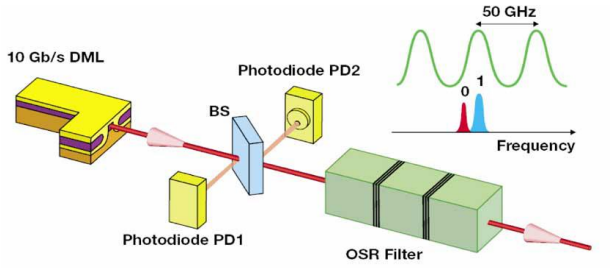


Figure 4—76: Principe du laser à gestion de chirp (CML)



Figure 4—77 : CML à 10Gbit/s de Finisar

Le filtre multi-cavité standard est utilisé pour modifier le profil spectral du signal. C'est un filtre passe-bande (couche mince de Fabry-Perot) dont la fréquence centrale est calée sur la longueur d'onde d'émission du laser. Sa bande passante est inférieure à 2 fois la fréquence de modulation.

Les différents scénarios de PON « Agile » sont évalués dans les paragraphes qui suivent.

4.4.3. TRAVAUX EXPERIMENTAUX : PON AGILE EN LONGUEUR D'ONDE

4.4.3.1. SOLUTION 1 : LA CONFIGURATION AVEC T-ECL+ APD+EGALISEUR

La première configuration testée intègre le laser accordable (T-ECL) à l'ONU et une photodiode APD standard assistée par un égaliseur électronique (EDC) à l'OLT. Le montage expérimental est décrit dans la Figure 4-78.

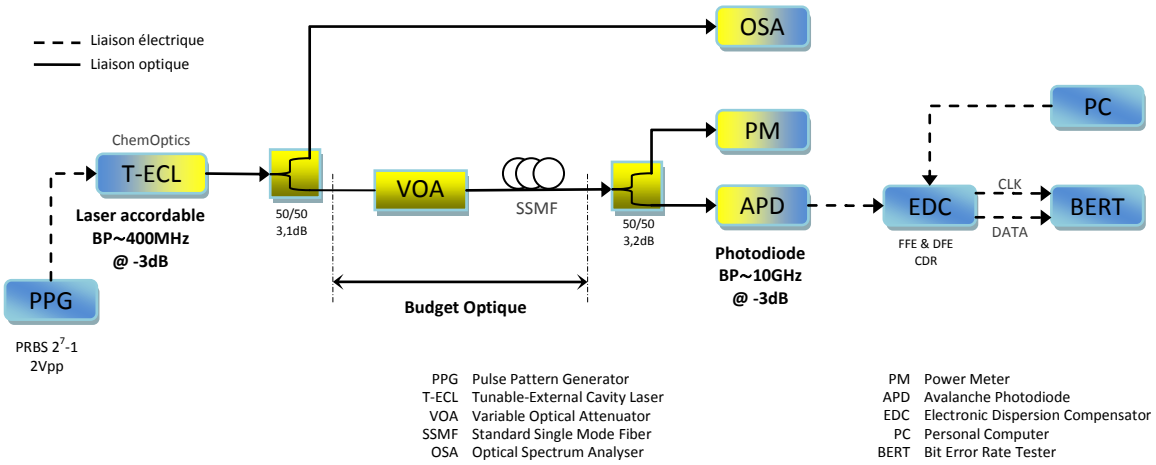


Figure 4—78 : Montage expérimental du PON Agile intégrant un T-ECL (à l'ONT) et une APD assisteé par EDC (à l'OLT)

CONDITIONS DE MESURES

Le laser accordable (T-ECL) normalement prévu pour opérer à 2,5 Gbit/s est modulé directement jusqu'à 10 Gbit/s par un générateur de séquences PPG (Pulse Pattern Generator) avec séquence binaire pseudo-aléatoire de longueur 2^7-1 codée dans un format NRZ d'amplitude 2 Vpp. Le courant de polarisation du laser est fixé à 30 mA et la puissance optique en sortie est d'environ 5 dBm. La longueur d'onde du laser est sélectionnée à 1574 nm à 25°C.

Un atténuateur optique variable (VOA) est utilisé pour simuler les pertes de liaison. Différentes longueurs de fibres monomodes (SSMF) sont insérées dans la liaison optique afin de vérifier les performances du système en termes de portée.

L'APD est suivie de l'égaliseur électronique (EDC). La tension en entrée de l'égaliseur doit être comprise entre 0,5 et 1,5 Vpp pour que le signal soit traité. Les filtres FFE et DFE de l'égaliseur sont réglés manuellement pour optimiser l'ouverture du diagramme de l'œil et par conséquent pour minimiser le Taux d'Erreur Binaire mesuré par la valise BERT (Bit Error Rate Tester) représentée dans la Figure 4-78.

MESURES DE BANDE PASSANTE ET DE RIN

A l'aide d'un analyseur de réseau (Agilent Technologies N5242A) on mesure la bande passante électrique du laser accordable et la bande passante optique de l'APD. La bande passante du laser accordable (T-ECL) mesurée est autour de 400 MHz à -3 dB comme l'indique la Figure 4-79.

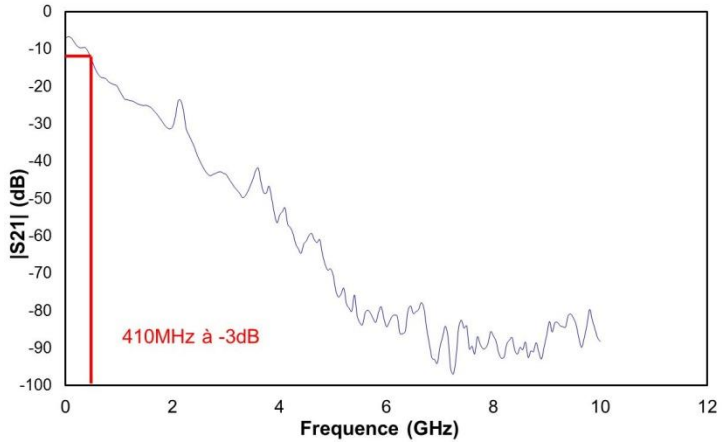


Figure 4—79 : Bande Passante du Laser accordable

Cette faible bande passante du laser peut s'expliquer par la longueur de la cavité laser de l'ordre du centimètre. A côté de cela, le laser est normalement prévu pour les transmissions à 2,5 Gbit/s. La mesure du Bruit d'Intensité ou RIN du laser accordable (T-ECL) s'effectue via un autre analyseur de spectre.

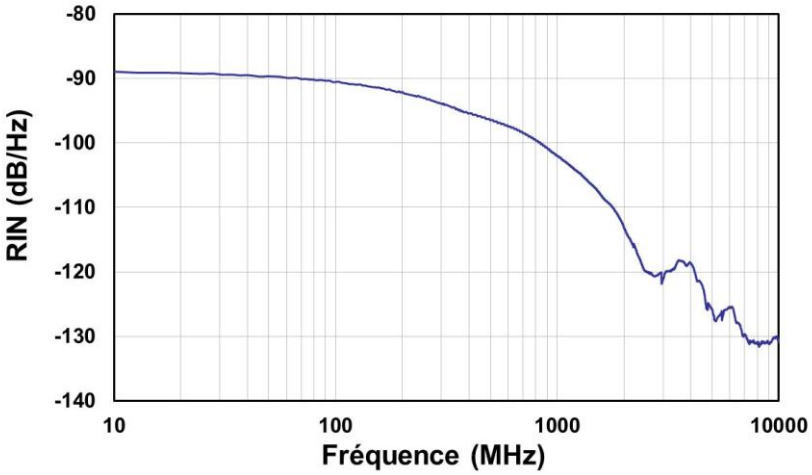


Figure 4—80 : RIN du Laser accordable

La valeur du RIN obtenue est de -90 dB/Hz en se référant à la Figure 4-80. Pour comparaison, il est demandé d'avoir un RIN de l'ordre de -110 dB/Hz pour un laser standard.

La bande passante de l'APD à l'OLT, quant à elle est élevée. Selon la Figure 4-81, elle est de 12 GHz à -3 dB.

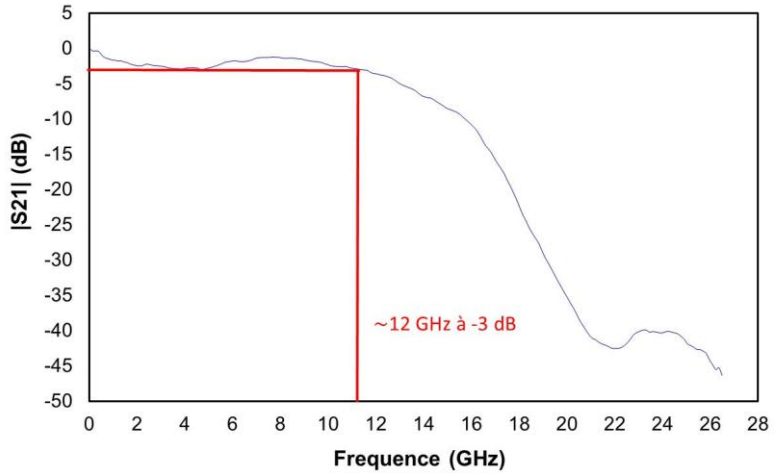


Figure 4—81: Bande Passante du photo-détecteur APD

L'APD peut supporter sans problème les transmissions à haut débit dans le PON. L'APD ayant une bande passante élevée (12 GHz) possède par conséquent un coût élevé. Mais ce coût n'est pas prohibitif car la photodiode à avalanche est mutualisée entre plusieurs ONUs.

IMPACT DE LA TEMPERATURE DU LASER (T-ECL)

Dans un premier temps, l'objectif est d'identifier la température optimale de fonctionnement de la diode laser (SLED), à différencier de la température du Bragg qui va déterminer la longueur d'onde en sortie du laser. Un élément thermoélectrique (TEC) permet de contrôler la valeur de température de la SLED, on l'appellera ECL-TEC. Tandis que la température de Bragg sera contrôlée via le « heater ».

La puissance optique en sortie du laser est fixée à 4,6 dBm. Les valeurs du BER sont mesurées en fonction de la température de la SLED en fixant le budget optique à 35 dB. On observe l'évolution du BER pour la configuration avec égaliseur et celle sans. La Figure 4-82 présente les résultats obtenus à 1,25 Gbit/s.

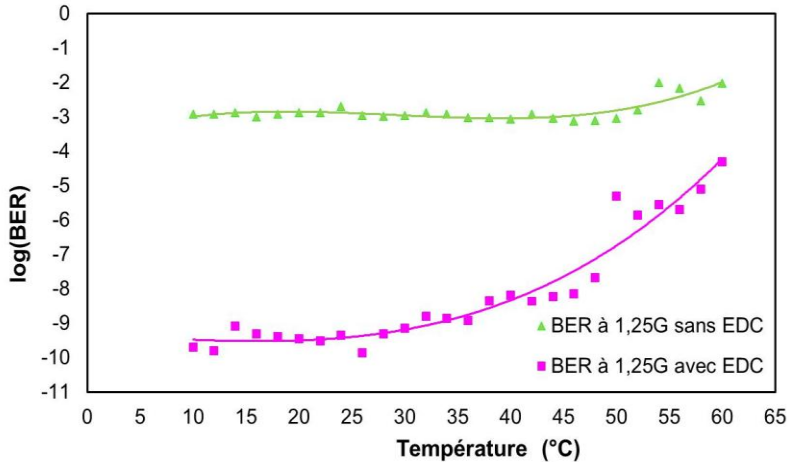


Figure 4—82 : Courbes de BER en fonction de la Température de la SLED sans ou avec égaliseur pour un budget de 35 dB

L'introduction de l'égaliseur permet de diminuer le BER. En se référant à la Figure 4-82 ci-dessus, une valeur de BER de 10^{-9} est obtenue lorsque le système est assisté par un égaliseur électronique, comparée à la valeur de BER de 10^{-5} sans ce dispositif. On voit aussi que la température de la SLED est optimale sur une gamme comprise entre de 10°C et 25°C.

On s'intéresse également à la stabilité de la longueur d'onde en fonction de la température de la SLED. Les courbes de la Figure 4-83 illustrent l'évolution de la longueur d'onde en sortie du laser lorsqu'on fait varier la température de la SLED entre 10°C et 45°C pour les deux débits de transmission, 5 Gbit/s et 10 Gbit/s, à un budget fixe de 20 dB.

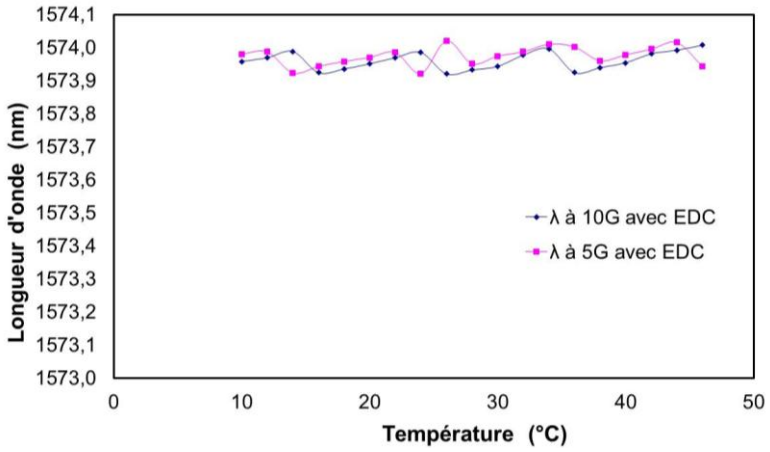


Figure 4—83: Courbes de BER en fonction de la température de la SLED

La variation de la température de la SLED n'a pas une influence significative sur la longueur d'onde en sortie du laser accordable ChemOptics. On se focalise à présent sur la variation de longueur d'onde en sortie du laser en fonction de la température du « heater » (qui contrôle le réseau de Bragg). Pour calculer la plage d'accordabilité de ce laser (T-ECL), on place la température de la diode à sa valeur minimum et maximum et nous faisons varier le heater (tension appliquée à l'élément thermoélectrique) de 0 à 2,5 V (maximum et minimum de tension applicable). Les résultats sont présentés de manière graphique sur la Figure 4-84.

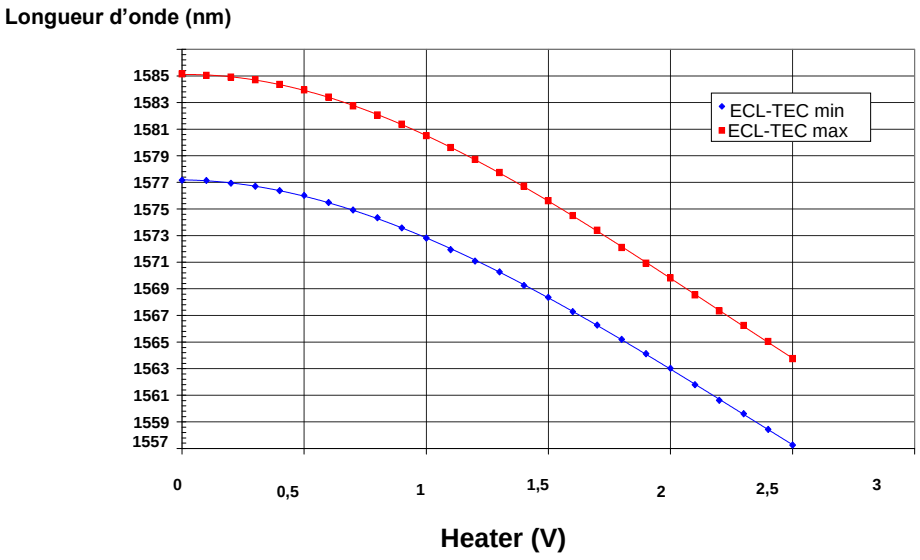


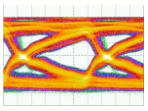
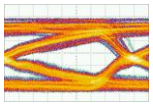
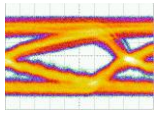
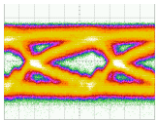
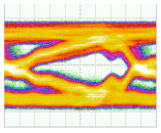
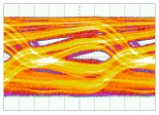
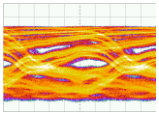
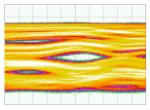
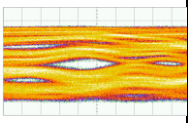
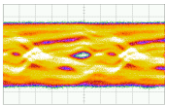
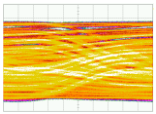
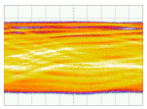
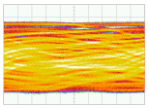
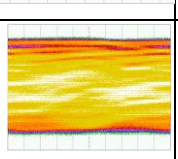
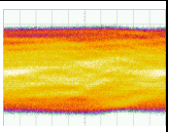
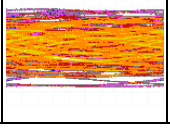
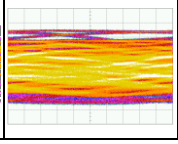
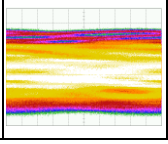
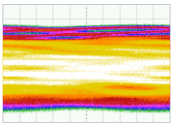
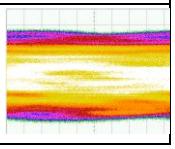
Figure 4—84 : Longueurs d'onde d'émission du laser accordable T-ECL en fonction de la tension appliquée au Bragg (heater)

En se référant à la Figure 4-84, on peut en déduire que la plage d'accordabilité en longueur d'onde de ce laser (T-ECL) se situe entre 1557 nm et 1583 nm, soit une largeur de bande de 26 nm (dans les bandes C et L).

DIAGRAMME DE L'ŒIL SANS EGALISEUR

Les diagrammes de l'œil optiques capturés à l'oscilloscope, en entrée de l'APD, révèlent la qualité du signal transmis avant égalisation. Le Tableau 4-13 met en relief l'évolution du diagramme de l'œil optique en fonction de la longueur de fibre et du débit.

Tableau 4-13 : Evolution du diagramme de l'œil après la transmission (sans égaliseur)

	0km	*10km*	*20km*	*40km*	*60km*
1.25Gbit/s					
2.5Gbit/s					
5Gbit/s					
10Gbit/s					

L'œil se ferme complètement pour les plus grandes distances de fibre car le signal souffre de la dispersion chromatique. Par exemple, à 2,5 Gbit/s l'œil se ferme à partir de 20 km. De même, on note qu'un débit élevé dégrade la qualité du signal reçu à l'APD (sans égaliseur) à 5 Gbit/s et 10 Gbit/s. Cette mauvaise qualité de transmission est causée par la faible bande passante de 400 MHz du laser accordable (T-ECL).

MESURES DE BER

Le dispositif d'égalisation électronique est maintenant implémenté dans la chaîne de transmission et installé après l'APD. On mesure le Taux d'Erreur Binaire (rapport du nombre de bits erronés au nombre de bits transmis) en fonction de l'atténuation optique. Les performances en termes de distance de transmission sont évaluées pour différents débits : 1,25 Gbit/s, 2,5 Gbit/s, 5 Gbit/s et 10 Gbit/s. Les mesures sont prises à une température de ECL-TEC de 16°C dans les prochaines expériences car les meilleures performances ont été observées pour cette valeur.

La Figure 4-85 présente les courbes de BER obtenus à un débit de 1,25 Gbit/s avec égaliseur électronique. On note qu'une transmission jusqu'à 100 km de fibre a été possible.

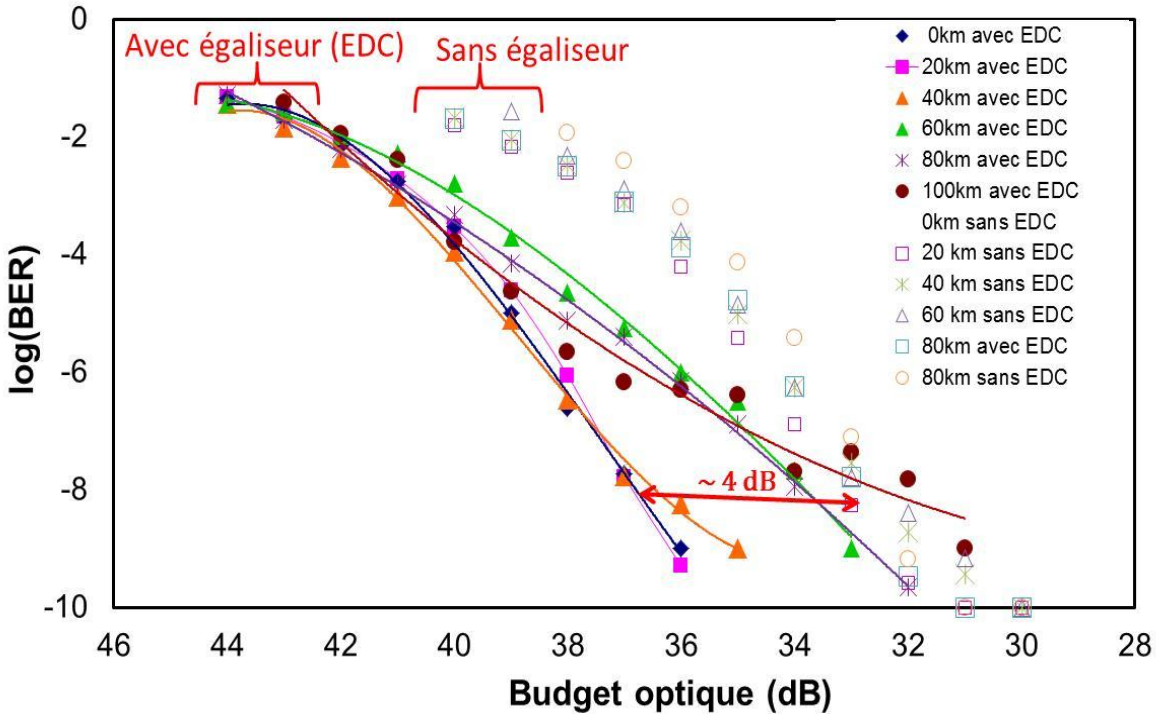


Figure 4—85 : BER à 1.25 Gbit/s en fonction du Budget optique

On remarque que pour une valeur de BER de 10^{-3} (avant code correcteur d'erreur), quelle que soit la longueur de fibre déployée, le budget atteint est identique et égal à 41 dB. Ce qui montre qu'à un débit de 1,25 Gbit/s, la dispersion n'est pas un facteur limitant pour le système étudié. L'insertion de l'égaliseur a permis de gagner 4 dB de budget optique à 1,25 Gbit/s.

Notons que les mesures de BER en fonction du budget n'ont pas été possibles à des débits supérieurs à 1,25 Gbit/s sans l'ajout du dispositif d'égalisation électronique.

La Figure 4-86 présente les résultats pour une transmission à 2,5 Gbit/s assistée par égaliseur.

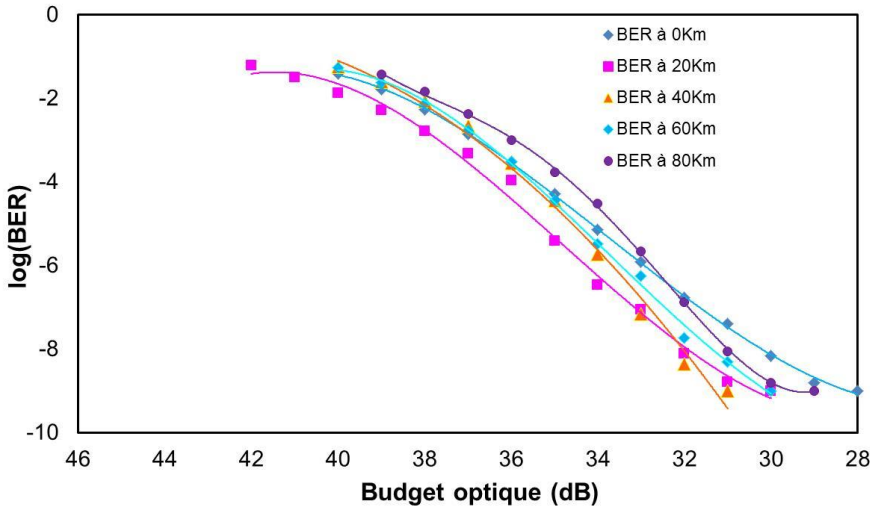


Figure 4—86 : BER à 2,5 Gbit/s en fonction du Budget optique

De même pour un débit de 5 Gbit/s, les courbes de BER en fonction du budget, avec égaliseur sont illustrées dans la Figure 4-87 ci-après

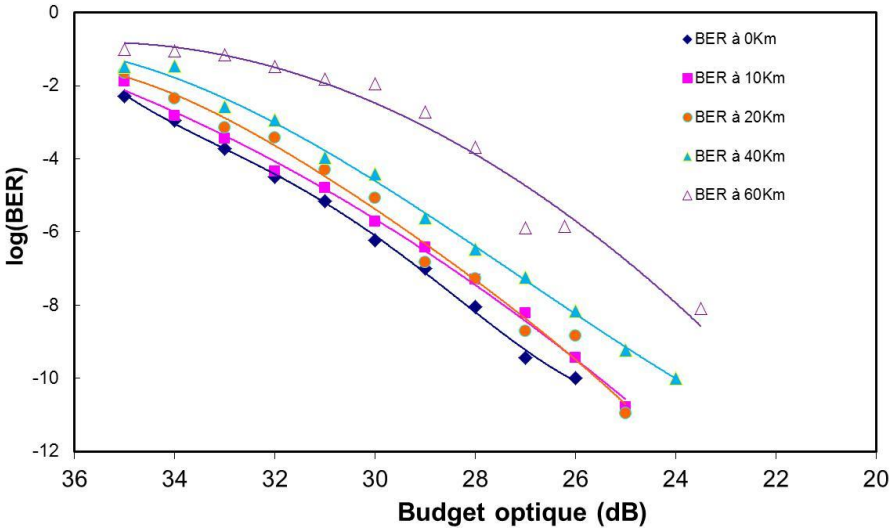


Figure 4—87 : BER à 5 Gbit/s en fonction du Budget optique

Mais les performances qui nous intéressent le plus, concernent la faisabilité de transmission à 10 Gbit/s. Ainsi la Figure 4-88 présente les résultats des mesures de BER à ce débit en fonction du budget pour différentes longueurs de fibres.

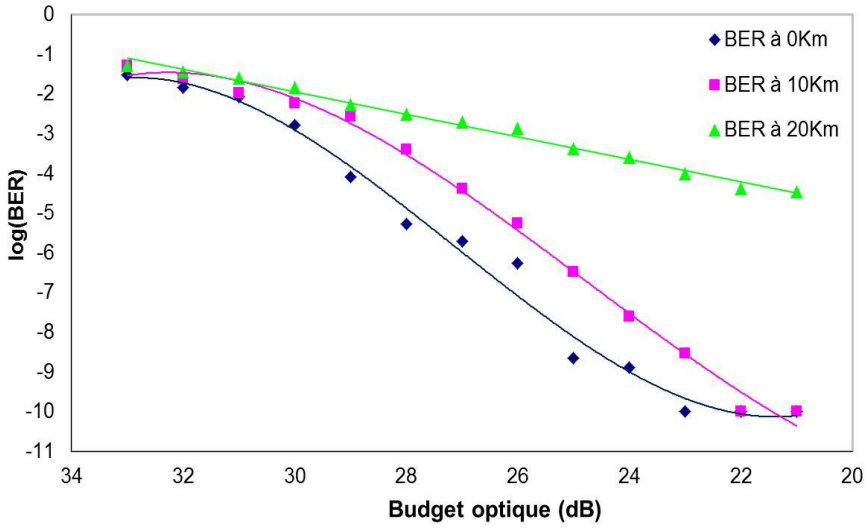


Figure 4—88 : BER à 10 Gbit/s en fonction du Budget optique

On note d'après cette Figure 4-88 que pour un BER acceptable égal à 10^{-3} à 10 Gbit/s, cette solution supporte jusqu'à 20 km de fibre et offre environ 29 dB de budget optique.

Le Tableau 4-14 résume les résultats des performances (en puissance reçue de l'APD, en budget Optique) correspondant à l'ensemble des débits testés. Les mesures ont été prises avec 20 km de fibre en fixant les valeurs de BER à 10^{-9} ou à 10^{-3}.

Tableau 4-14 : Performances de transmission du PON Agile en longueur d'onde base sur Un laser accordable et une APD

L=20 km	Puissance reçue T-Rx (dBm)	Max. Budget (dB)	Puissance Tx (dBm)
1.25 Gbit/s (BER 10^{-9})	s. E :-27.4 a. E :-31.4	s. E : 33 a. E : 36	4.6
2.5 Gbit/s (BER 10^{-9})	s. E : impossible a. E :-26.3	s. E : impossible a. E : 31	4.7
5 Gbit/s (BER 10^{-3})	s. E :-impossible a. E :-27.4	s. E :-impossible a. E : 34	5.6
10 Gbit/s (BER 10^{-3})	s. E :-impossible a. E :-20.5	s. E :-impossible a. E : 29	5.5

s. E : sans égaliseur, a. E : avec égaliseur

D'après ce tableau, l'insertion de l'égaliseur assure 4 dB de gain de budget optique à 1,25 Gbit/s. Sans égalisation électronique la transmission n'a pas été possible au-delà de 1,25 Gbit/s à cause de la bande passante limitée du laser accordable. Cette capacité à obtenir une transmission de 10 Gbit/s à un budget autour de 29 dB nous permet de juger que la solution proposée est capable de répondre aux exigences actuelles des architectures NG-PON2.

4.4.3.2. SOLUTION 2 : LA CONFIGURATION T-ECL + T-RX+ EGALISEUR

MONTAGE EXPERIMENTAL

On peut imaginer la possibilité de déployer plus tard des lasers accordables du côté de l'OLT et des récepteurs accordables à l'ONU pour accroitre la flexibilité du réseau comme nous le montre la Figure 4-89.

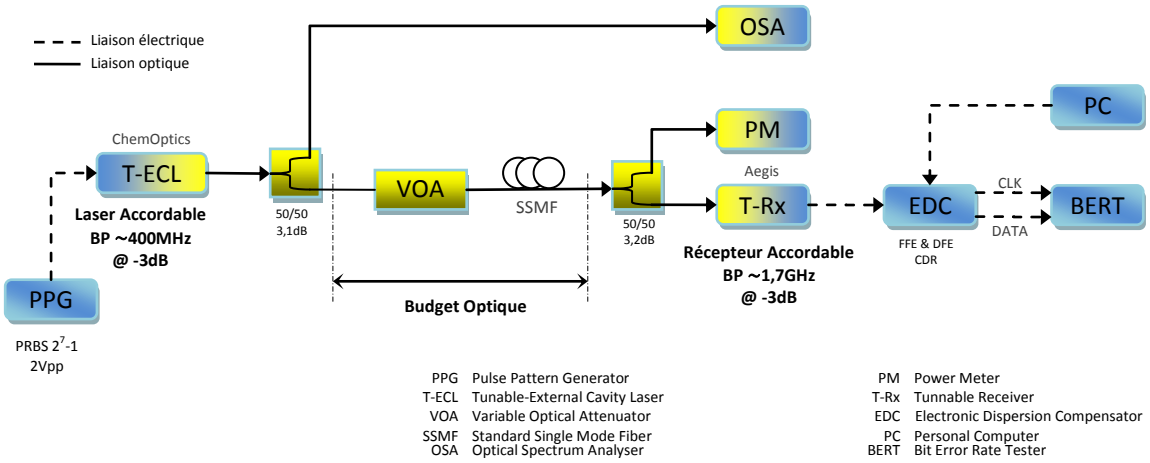


Figure 4—89 : Montage expérimental du PON Agile intégrant un T-ECL (à l'OLT) et T-Rx (à l'ONU) assistés par égaliseur

Dans cette configuration à tester, la faible bande passante du laser accordable (400 MHz seulement) et la faible bande passante du récepteur accordable peuvent constituer un frein pour une transmission à haut débit (jusqu'à 10 Gbit/s). La bande passante du laser T-ECL a été exposée dans la Figure 4-79 précédemment. La Figure 4-90 suivante indique la bande passante du récepteur accordable (T-Rx).

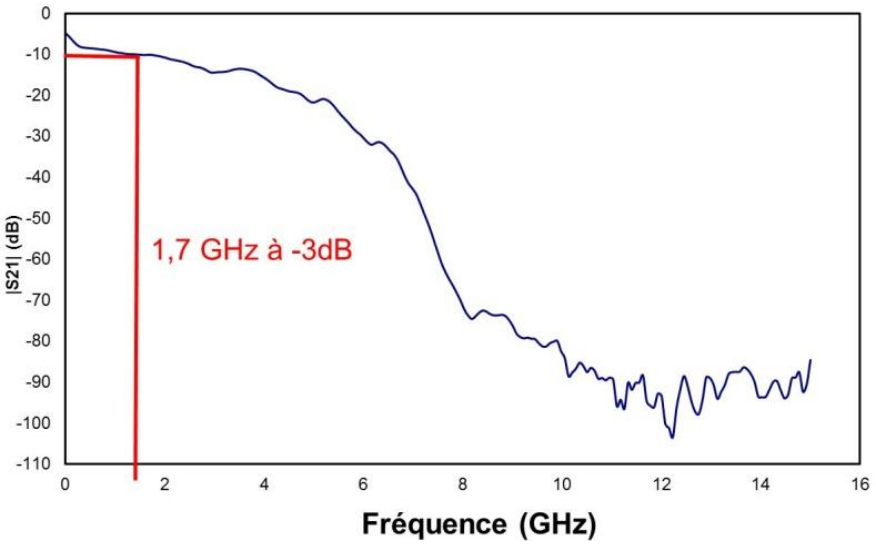


Figure 4—90 : Bande passante du T-Rx avec LIA

Lors de cette expérimentation, le LIA n'a pas encore été enlevé, contrairement à la configuration à la section précédente. C'est pourquoi, la bande passante est limitée à 1,7 GHz uniquement.

RESULTATS EXPERIMENTAUX

Les Figures 4-91 et 4-92 ci-dessous présentent les courbes de BER en fonction du budget pour différentes longueurs de fibre avec des débits de transmission de 1,25 Gbit/s et 2,5 Gbit/s après le traitement par égalisation.

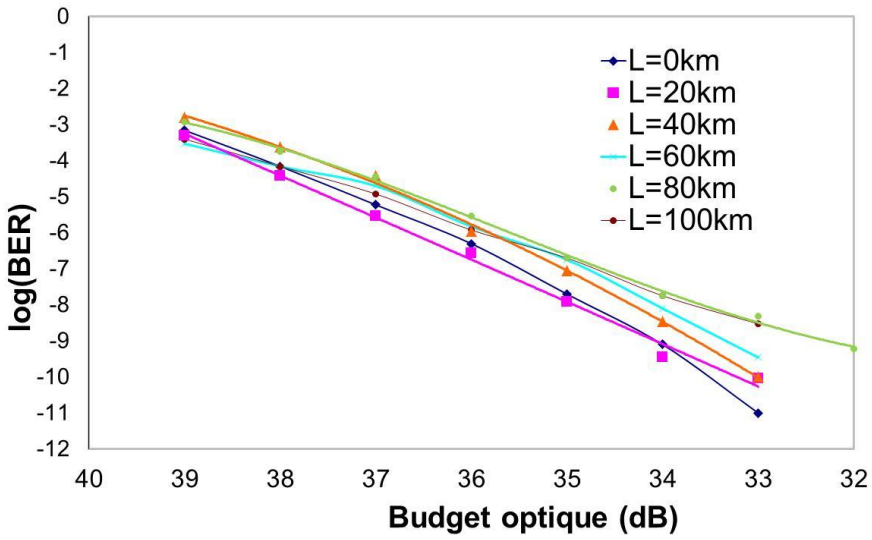


Figure 4—91 : BER à 1,25 Gbit/s en fonction du Budget

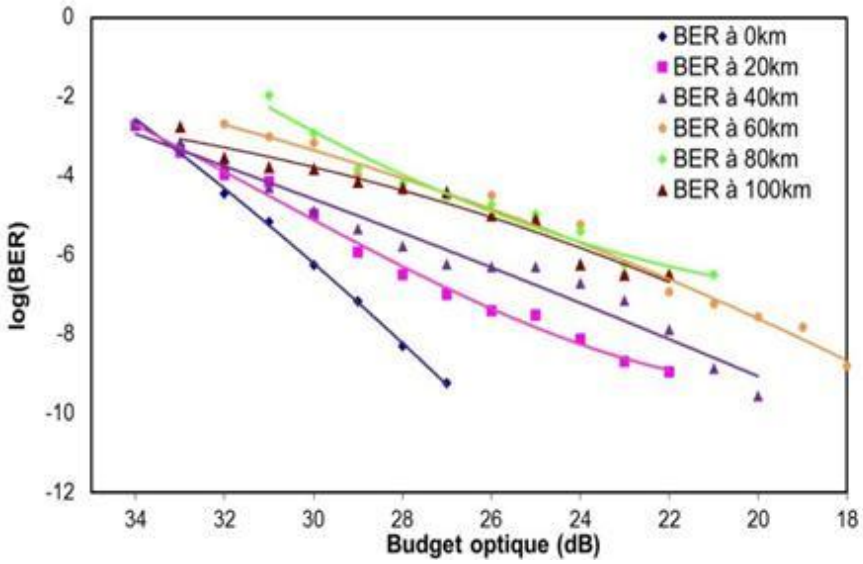


Figure 4—92 : BER à 2,5 Gbit/s en fonction du Budget

Selon les 2 Figures. 4-91 et 4-92, à 1,25 Gbit/s et à 2,5 Gbit/s avec un BER de 10^{-3}, une distance de 20 km est possible avec un budget de 39 dB et 33 dB, respectivement. Les

performances obtenues à 1,25 Gbit/s et 2,5 Gbit/s sont moins bonnes comparées au scénario précédent où l'on utilise une photodiode APD conventionnelle. On peut expliquer ces résultats par le filtre RC dans le T-Rx qui introduit une perte optique. Les transmissions à 5 et à 10 Gbit/s n'ont pas abouti avec ou sans l'aide d'un égaliseur. Le Tableau 4-15 résume les performances de la transmission avec ou sans égaliseur pour les deux débits testés, lorsqu'on travaille à une distance de 20 km et pour un BER de 10^{-9}.

Tableau 4-15 : Performance de transmission PON Agile base sur T-ECL et T-Rx

L=20 km	Puissance reçue Rx (dBm)	Max Budget (dB)	Puissance Tx (dBm)
1.25 Gbit/s (BER 10^{-9})	s. E : -29.3 a. E : -29.3	s.E . : 34 a. E : 34	4.7
2.5 Gbit/s (BER 10^{-9})	s. E. : -15.8 a. E : -17.8	s. E : 20 a. E : 22	4.2

s. E : sans égaliseur, a. E : avec égaliseur

On remarque d'après ce récapitulatif que les performances en transmission à 1,25 Gbit/s avec ou sans égaliseur électronique restent inchangées. À 2,5 Gbit/s, l'utilisation de l'égaliseur permet un gain en budget de 2 dB.

En résumé pour ce second scénario, les résultats sont limités en termes de débit en raison de la faible largeur de bande du laser accordable et du récepteur accordable. Plus tard dans la Section 4.4.3.3, on s'affranchit du LIA qui agit comme un filtre RC passe-bas limitant la bande passante totale du système.

Par manque de temps nous n'avons pas pu tester l'expérimentation de la Figure 4-89 présentée ci-dessus avec une meilleure bande passante du récepteur accordable d'Aegis.

4.4.3.3. SOLUTION 3 : LA CONFIGURATION CML 10.GBIT/S+T-RX+ EGALISEUR

MONTAGE EXPERIMENTAL

Le dernier scénario du PON « Agile » en longueur d'onde combine un récepteur accordable en longueur d'onde (T-Rx) à l'ONU et un CML ou laser à gestion de « chirp » à l'OLT. Le dispositif expérimental est précisé à la Figure 4-93.

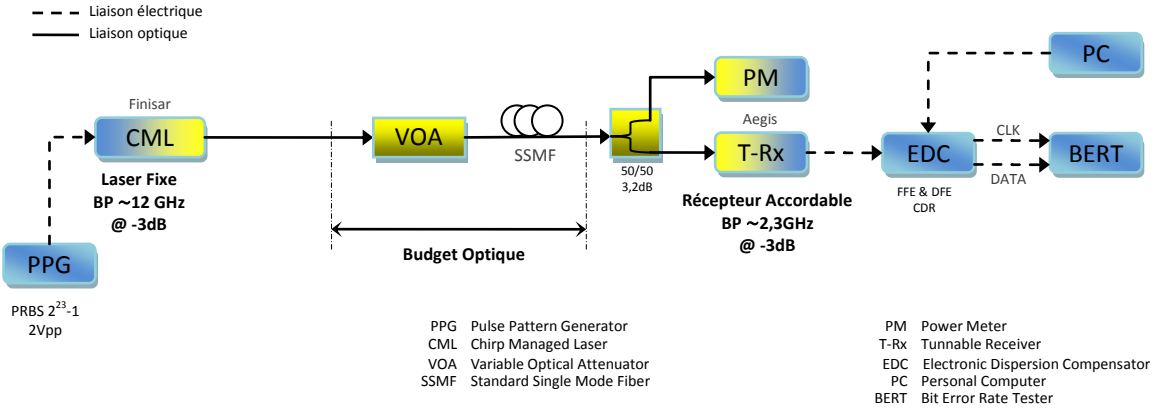


Figure 4—93 : Montage expérimental de la solution PON Agile intégrant un CML (à l'OLT) et un T-Rx (à l'ONU) assisté par égaliseur

CONDITIONS DE MESURES

Le courant de polarisation du laser est de 90 mA et correspondant à une tension de 1,2 Vpp. Le CML est directement modulé par un PPG qui délivre une séquence binaire pseudo-aléatoire (PRBS) de longueur 2^{23}-1 avec un débit de 10 Gbit/s. Le CML émet à 1577 nm et la température est réglée à 35°C. La puissance moyenne en sortie du laser est autour de 7 dBm. Un atténuateur optique variable sert à simuler les pertes optiques de la chaîne. Nous testons les performances pour des longueurs de fibre monomode SMF G652 entre 0 km et 40 km.

MESURES DE BANDE PASSANTE ET DE RIN

On commence par mesurer la bande passante du laser CML sur la Figure 4-94 qui suit.

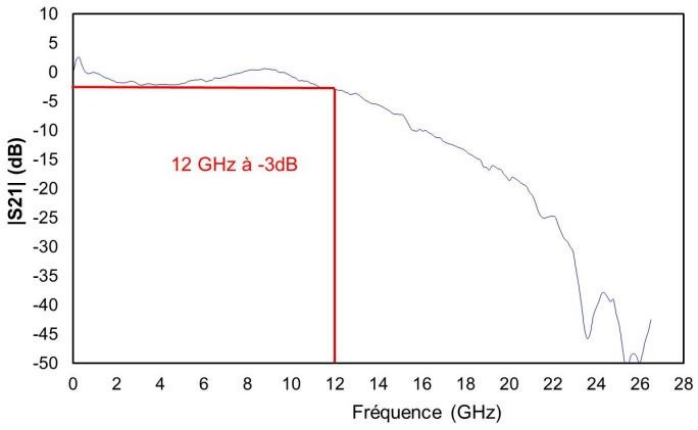


Figure 4—94 : Bande passante du CML

Le CML a une bande passante élevée de 10 GHz d'après la Figure 4-95. Le niveau de RIN du laser CML est illustré dans la Figure 4-95. Le bruit d'intensité du laser est faible et il est compris entre -140 et -150 dB/Hz (conforme au standard d'un laser de télécommunications).

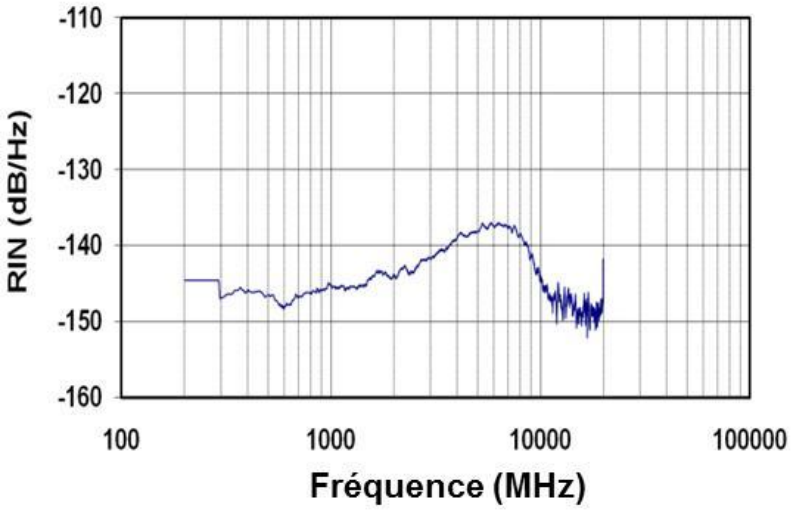


Figure 4—95 : RIN du laser CML

La bande passante du récepteur accordable est présentée dans la Figure 4-96.

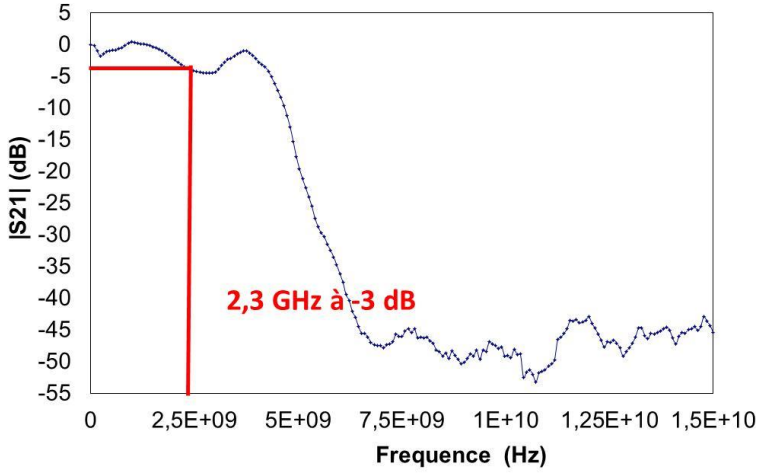


Figure 4—96 : Bande Passante du récepteur accordable

On remarque que le récepteur accordable (T-Rx) qui constitue l'élément clé de l'architecture PON « Agile » en longueur d'onde étudiée, a une bande passante limitée de 2,3 GHz à -3 dB. En comparaison de la Figure 4-90, on voit que le fait d'enlever le LIA permet de gagner en bande passante.

MESURES DE BER

Puisque le composant dont la bande passante limite l'ensemble du système est le T-Rx (avec une bande passante de 2,3 GHz), il est inutile d'effectuer les mesures de BER en fonction du budget en–deçà de 5 Gbit/s.

La Figure 4-97 nous montre les résultats des mesures de courbes de BER entre 10^{-3} et 10^{-9} en fonction du budget pour différentes longueurs de fibre lorsqu'on module le laser CML à 5 Gbit/s. Rappelons qu'un égaliseur est mis en œuvre du côté du récepteur à l'ONU.

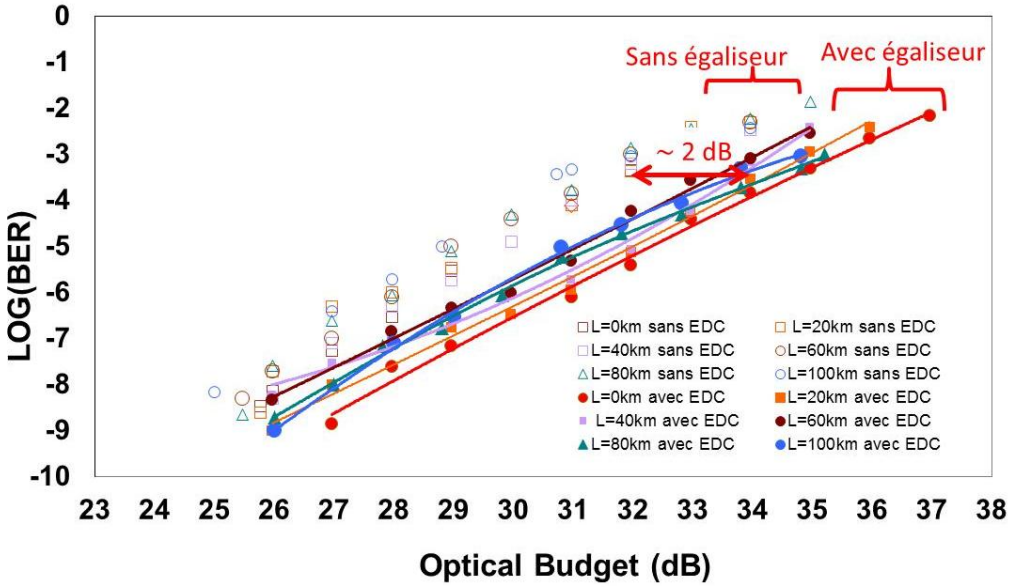


Figure 4—97 : BER en fonction du Budget @ 5 Gbit/s

La transmission est possible jusqu'à 100 km de fibre. Les courbes révèlent une même allure pour des longueurs de fibre allant de 0 km à 100 km. Avec un taux d'erreur binaire de 10^{-3}, pour toute longueur de fibre (0 à 100 km), un budget optique autour de 34 dB est accessible. Avec un taux d'erreur binaire de 10^{-9}, le budget optique atteignable est de 26 dB pour toute distance de transmission comprise entre 0 et 100 km.

La Figure 4-97 montre la compensation de la bande passante par l'égaliseur avec un gain de 2 dB sur le budget optique.

La transmission à 10 Gbit/s sans égaliseur n'a pas été possible. Cependant, en insérant l'égaliseur, la portée maximale obtenue est de 40 km comme nous le montre la Figure 4-98.

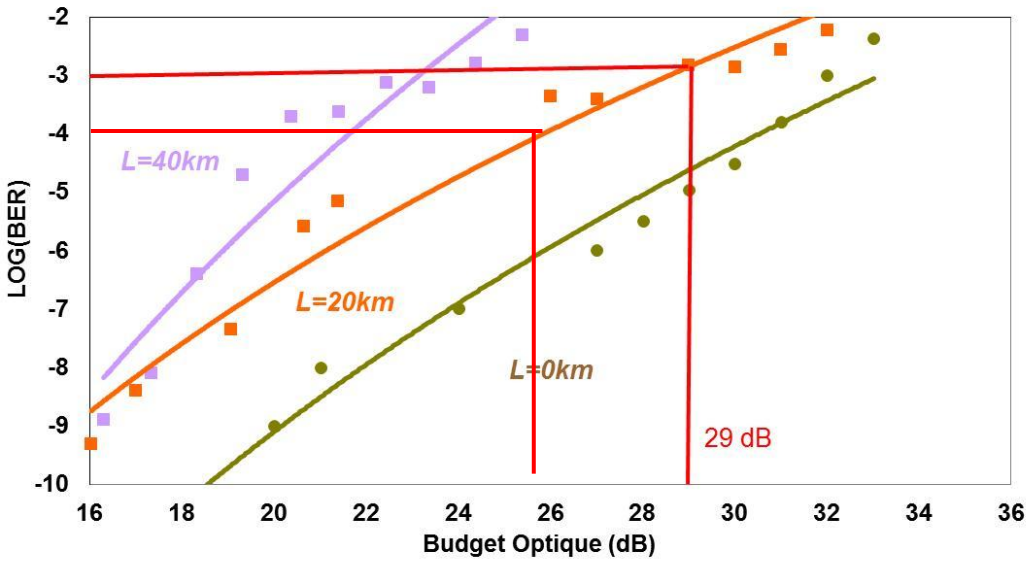


Figure 4—98 : BER en fonction du Budget à 10 Gbit/s

Pour un débit de transmission de 10 Gbit/s, à 20 km, l'architecture proposée offre 17 dB et 29 dB de budget optique pour des valeurs de BER de 10^{-9} et 10^{-3} respectivement. Ces résultats sont conformes aux exigences nominales de la Classe 1 des architectures NG-PON [It7].

On peut conclure que l'égaliseur électronique compense la bande passante car sans ce dispositif les transmissions à 5 Gbit/s et 10 Gbit/s offrent de moins bons résultats ou sont impossibles.

Après avoir étudié les 3 scénarios possibles du PON « Agile » en longueur d'onde avec une modulation directe en format NRZ, nous allons maintenant nous intéresser au format de modulation avancé OFDM.

4.4.3.4. SOLUTION 4 : LE PON AGILE AVEC UN FORMAT DE MODULATION OFDM

La combinaison de la propriété de l'OFDM avec une configuration PON « Agile » qui intègre un récepteur accordable en longueur d'onde en réception va être approfondie dans le prochain paragraphe. L'OFDM est attendu pour réduire sensiblement la limite en bande passante électrique et la sensibilité à la dispersion [Du5].

MONTAGE EXPERIMENTAL

La Figure 4-99 illustre le principe du montage expérimental testé. Le dispositif expérimental est presque similaire à celui montré dans la Figure 4-99 précédemment.

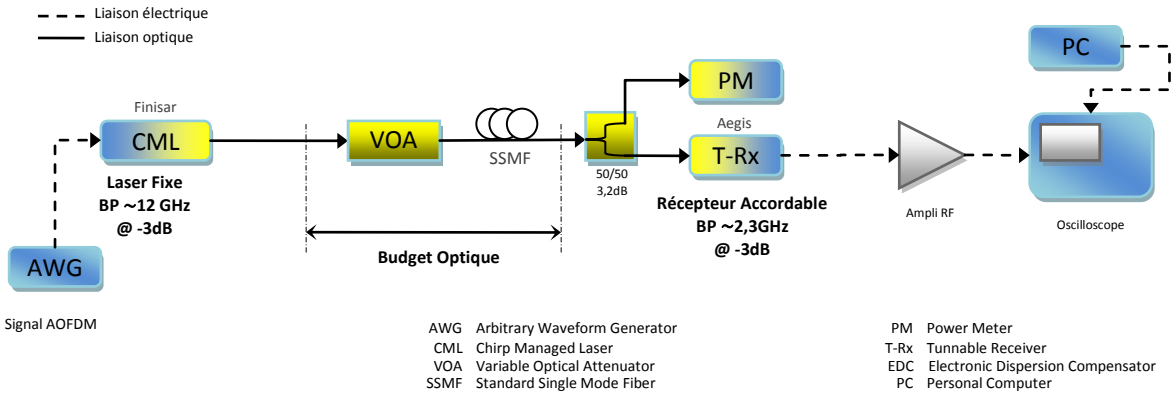


Figure 4—99 : PON Agile en longueur d'onde intégrant un T-Rx et avec un format de modulation OFDM

Contrairement au scénario précédent, le CML dans cette configuration est modulé directement par un signal AOFDM [Du5]. La chaîne de transmission est identique à celle décrite dans la Section 4.4.3.3, à la seule différence que l'égaliseur n'est pas implémenté.

CONDITIONS DE MESURES

Le courant de polarisation du laser CML est de 80 mA à 35 ° C. Le signal numérique AOFDM est construit mathématiquement en utilisant Matlab. Il est ensuite injecté dans un AWG (Arbitary Waveform Generator) qui est utilisé pour convertir la séquence de données numérique en un signal analogique. Le signal est généré en utilisant l'IFFT (Transformée de Fourier Inverse Rapide) de 2048 points afin de capturer 1024 sous-porteuses à cause de la symétrie hermitienne. Parmi ces sous-porteuses, 1023 sont modulées en modulation m-QAM (Quadratic Amplitude Modulation) et la première sous-porteuse ne contient pas de puissance.

Le signal a une bande passante électrique de 500 MHz avec un préfixe cyclique (CP) de 8 échantillons (cf. Chapitre 2.3). La durée du symbole AOFDM est de 2,056 ms. Une fois généré, le signal AOFDM module directement le laser CML.

La tension crête à crête du signal en entrée du laser CML (donc en sortie de l'AWG) est réglée de sorte à ne pas générer de « Clipping ». Autrement dit, les effets non linéaires sont évités en choisissant un « Clipping Ratio » de 13 dB (cf. Chapitre 2.3.) qui correspond à une tension de 1Vpp.

Le signal optique est détecté par le récepteur accordable (T-Rx). Le signal AOFDM reçu est ensuite capturé par un oscilloscope à échantillonnage numérique en temps réel (DSO). La mémoire interne du DSO permet la capture de 972 symboles complets qui sont ensuite traités.

RESULTATS EXPERIMENTAUX

Les mesures suivantes ont été effectuées avec un BER fixe de 10^{-4}. Le traitement de signal sur Matlab permet d'obtenir en retour les valeurs de débits en fonction du budget pour différentes longueurs de fibre (Figure 4-100).

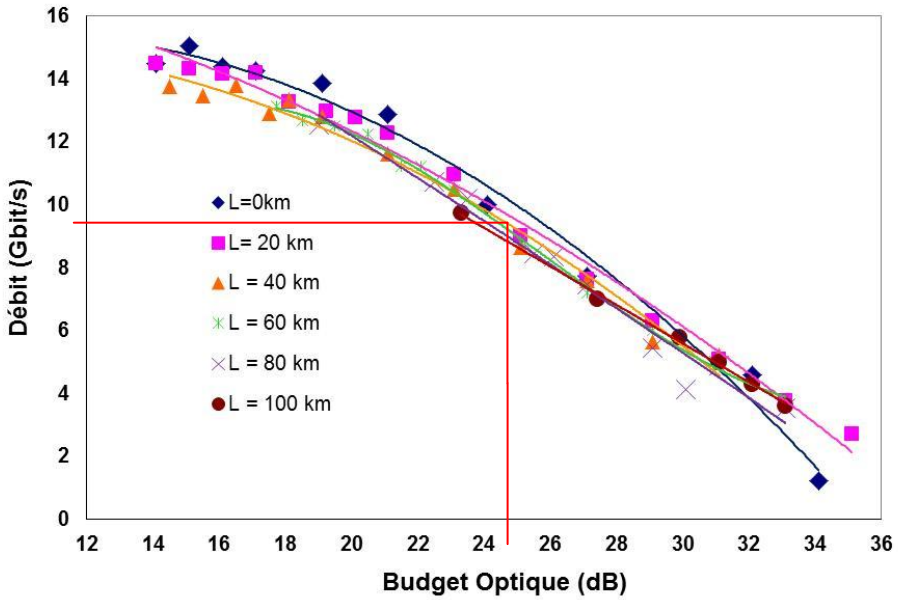


Figure 4—100 : Débit en fonction du Budget en modulation OFDM

Comme les courbes sont confondues entre 20 km et 100 km, on peut confirmer la robustesse de l'OFDM contre la dispersion chromatique. Un débit maximum autour de 14 Gbit/s est atteint avec 20 km de fibre. Cependant, l'inconvénient de cette solution est son budget optique très faible, environ 16 dB. De plus, l'OFDM est sensible à la linéarité des composants (sources et récepteurs) ce qui ne permet pas d'obtenir un budget satisfaisant avec un débit très élevé.

DISCUSSION : COMPARAISON FORMAT OFDM ET NRZ

En comparant les performances en format NRZ et AOFDM, dans les mêmes conditions de mesures, à savoir lorsque le BER est égal à 10^{-4} et la longueur de fibre équivaut à 20 km, on obtient des performances similaires en termes de budget optique (autour de 25 dB) pour un même débit de 10 Gbit/s selon les Figures 4-93 (en NRZ) et 4-99 (en AOFDM).

Ces résultats confirment nos résultats sur l'utilisation de l'OFDM exposés dans la Section 4.3 précédente.

Dans le cadre de notre étude, on considère que la solution NRZ répond plus au cahier des charges du NG-PON2 et notamment elle est compatible avec la norme de la Classe N1 en termes de budget. En effet bien que les résultats obtenus avec l'AOFDM sont similaires à ceux obtenus en NRZ, sa mise en œuvre est plus complexe et coûteuse du côté ONT.

CONCLUSION

Alors que la demande en bande passante augmente, les débits offerts aux clients stagnent, ce qui signifie que de plus en plus de hauts débits doivent être réalisés à un coût égal ou inférieur à la solution G-PON actuelle. L'ITU prévoit à l'horizon 2015 de normaliser les solutions NG-PON2 qui regroupent les systèmes pouvant offrir un débit dans le sens descendant de 1 Gbit/s par client. En d'autres termes, un débit agrégé supérieur ou égal à 40 Gbit/s serait visé. La superposition des longueurs d'onde via la technologie WDM est la meilleure approche pour atteindre cet objectif. Il s'agit alors de superposer des canaux de longueurs d'onde à 10 Gbit/s chacun. Les frais élevés associés au déploiement des réseaux WDM à 10 Gbit/s font que de tels systèmes ne sont pas bénéfiques.

Le PON « Agile » en longueur d'onde que nous proposons est une variante du WDM PON. Son avantage réside dans le fait qu'on réutilise le même ODN, déjà déployé pour le PON actuel. Le coût est ainsi minimisé. Cette nouvelle approche basée sur des émetteurs et récepteurs accordables en longueur d'onde à 2,5 Gbit/s assistés par égaliseur électronique a été démontrée pour répondre au paradoxe coût/bande passante.

D'une part, le potentiel de l'égalisation électronique améliore la performance des liaisons optiques jusqu'à 10 Gbit/s par canal. D'autre part, les systèmes utilisant ces dispositifs accordables sont intrinsèquement évolutifs grâce à l'ajout de multiples longueurs d'onde.

Les composants récepteurs et émetteurs accordables en longueur d'onde mis en œuvre dans nos expérimentations sont prévus pour fonctionner à 2,5 Gbit/s, mais sont exploités avec succès à un débit de 10 Gbit/s sur 20 km de fibre. Pour les deux configurations : laser accordable à l'ONU et récepteur accordable à l'ONU, nous avons réalisé un bilan de liaison autour de 29 dB à 20 km à la valeur de BER de 10^{-3}, si le système est assisté par l'égaliseur électronique.

Dans la dernière évolution de tels systèmes, la modulation OFDM peut être couplée avec l'utilisation d'un récepteur accordable afin de surmonter les effets de dispersion à haut débit. Néanmoins, cette application est limitée en budget et la solution avec NRZ semble être la plus prometteuse.

CHAPITRE V :

CONCLUSION ET PERSPECTIVES

5. CONCLUSION ET PERSPECTIVES

5.1. LES PERSPECTIVES

Les perspectives d'améliorations des composants qui ont été utilisés dans nos études sont nombreuses.

5.1.1. LE COMBINEUR SANS PERTES

Des partenariats avec Huawei [Ch1] et NeoPhotonics ont suivi l'étude du combineur sans pertes 4 vers 1, abordé dans cette thèse.

Deux solutions ont été explorées au sein d'Orange Labs en partenariat avec Huawei avec un effort particulier sur le développement et l'optimisation de la fonction combineur afin d'en réduire les pertes optiques: La première approche est basée sur la fusion de la fibre multimode avec des fibres monomodes (cf. Figure 5.1). La deuxième solution repose sur un dispositif d'optique en espace libre basé sur des microlentilles et qui constitue une solution intégrée (cf. Figure 5-2).

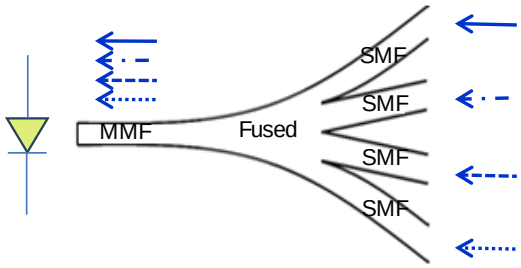


Figure 5—1 : Solution basée sur la fusion de fibre multimode et fibres monomodes

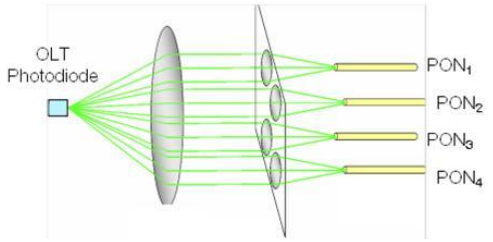


Figure 5—2 : Solution basée sur des optiques en espace libre

Dans la première approche, la perte d'insertion à 1310 nm mesurée est très faible (jusqu'à 0,4 dB). La fibre MMF a un diamètre (62,5 µm) conforme avec le secteur actif de la photodiode à 1,25Gbit/s (~100 µm).

L'étape suivante a consisté à travailler avec un fabricant de circuit intégré photonique NéoPhotonics pour intégrer les fonctions de distribution et de combinaison dans un module SFP OLT avec 4 ports de sortie de fibres monomodes, comme nous l'indique la Figure 5.3 ci-après. Ces ports assurent la connectivité avec 4 infrastructures optiques G-PON de Classe B +.

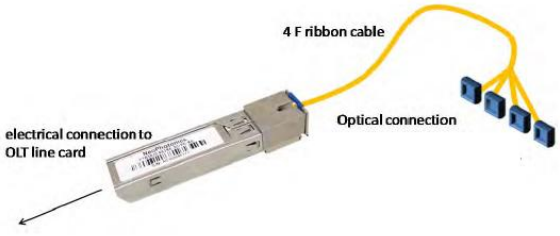


Figure 5—3 : Transpondeur SFP OLT avec l'équivalent de 4 ports de sortie Classe B+ (augmentation de 6 dB du budget total de transmission)

D'autres techniques de fabrication de laser accordable (T-ECL) pour les sources optiques « achromatiques » à 10 Gbit/s ont récemment vu le jour. La société ETRI a démontré lors de la conférence OFC 2011 [Ki3], la technologie SOA-REAM (Modulateur à Electro-Absorption Réflectif avec Amplificateur Optique à Semi-conducteur) qui permet de réaliser avec succès une transmission à 10 Gbit/s. Pour réduire le coût de cet émetteur, la procédure de fabrication a été simplifiée.

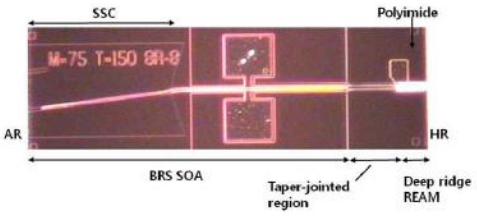


Figure 5—4 : Photographie de la puce SOA-REAM pour les transmissions à 10 Gbit/s développée par ETRI

5.1.2. L'EGALISEUR POUR LE MODE BURST

Dans le cas où l'égaliseur est situé à l'OLT, pour la voie montante, le défi pour la transmission en mode rafale ou mode « burst » est l'adaptation rapide exigée des coefficients de l'égaliseur. En effet, les phases des différents « bursts » de l'ONUs peuvent varier, exigeant ainsi des coefficients différents pour chaque « burst ». En plus, pour un même ONU, la phase des « bursts » successifs peut différer en raison des variations de température de la fibre. Comme la longueur de fibre entre chaque ONU et l'OLT est différente, la dispersion supplémentaire sera différente pour les ONUs.

Aujourd'hui il n'existe pas encore d'égaliseur en mode « burst ». Cependant des simulations informatiques sur l'utilisation d'un égaliseur en mode « burst » à 10 Gbit/s ont été explicités dans [Os4].

5.2. CONCLUSION

Cette thèse a consisté à imaginer, concevoir et valider des architectures de réseau d'accès pour le futur NG-PON2 à 10 Gbit/s qui utilise le multiplexage temporel et/ou le multiplexage en longueurs d'onde.

5.2.1. SOLUTION A COURT TERME (POUR G-PON & XG-PON 1)

5.2.1.1. LE COMBINEUR SANS PERTES

Une étude originale a été menée sur un nouveau combineur sans pertes 4 vers 1, qui constitue une solution à court terme pour le G-PON dans le cadre de l'augmentation du budget et du taux de remplissage des OLTs. Ce nouveau combineur sans pertes est proposé dans le sens montant de la transmission pour relier 4 infrastructures de distribution optique appelées ODNs avec un unique OLT. Le taux de remplissage d'un OLT peut être ainsi multiplié par 4 ou par «n» (cas où on élargit la fabrication du combineur à « n »). Via cette solution, les quatre ODNs de Classe B+ ainsi que les ONUs chez les clients restent inchangés. Le combineur est réalisé à partir de la juxtaposition par fusion de fibre monomode, fibre multi-cœur et fibre à gradient d'indice. Cette approche permet un gain de 5 dB de budget, sans l'aide d'amplificateur optique ou régénérateur sur l'ODN.

5.2.2. SOLUTION A MOYEN TERME (XG-PON 1)

5.2.2.1. L'EGALISEUR ELECTRONIQUE

Cette thèse a permis de dégager l'intérêt de l'utilisation du traitement de signal électronique pour des générations de systèmes XG-PON1 et NG-PON2.

- Lasers DML à faible bande passante assistée par égaliseur électronique

L'égalisation est une technique de traitement de signal électronique basée sur la méthode de post-compensation (après détection). Le composant électronique utilisé durant cette thèse applique les filtres FFE et DFE pour reconstituer le signal transmis. Cette solution est plus souple, rentable et plus facile à intégrer dans des émetteurs ou récepteurs.

Nous avons démontré qu'un laser DFB-DML de faible bande passante (1,25 GHz à -3 dB) assisté par un égaliseur électronique peut être déployé pour une transmission à 10 Gbit/s avec un BER "acceptable" de 10^{-3}. À 25°C, des budgets optiques maximum de 32 dB et de 29 dB respectivement en Back to Back et avec 20 km de fibre pour une valeur de BER de 10^{-3} ont été atteints. Ces résultats sont conformes avec la classe Nominal 1 (Budget entre 14 - 29 dB) du XG-PON défini par ITU-T dans G.987.2. Il est démontré que l'égaliseur permet d'obtenir de meilleures performances en transmission car il permet de compenser la faible bande passante du laser et la dispersion chromatique. Ce dispositif a également été étudié pour le NG-PON 2 dans le cas d'une architecture WDM-TDM PON

5.2.3. SOLUTION A LONG TERME (NG-PON2)

L'organisme FSAN considère, aujourd'hui, l'arrivée au-delà de 2015, d'une génération appelée NG-PON2 qui contrairement au NG-PON1 peut être basée sur une modification de l'infrastructure déployée pour le G-PON. Le défi majeur en rapport avec la nouvelle génération NG-PON2 est la réduction du prix de déploiement à travers le futur réseau et l'hypothèse technologique.

Le WDM est un candidat attrayant pour la nouvelle génération NG-PON2.

La première condition pour l'introduction du WDM dans le réseau d'accès est la disponibilité d'émetteurs « achromatiques », c'est-à-dire indépendants de la longueur d'onde qui vont constituer des ONUs simples et bas coûts. Plusieurs techniques sur les émetteurs « achromatiques » sont envisageables aujourd'hui et elles utilisent divers composants. Mais celles qui ont été choisies pour cette thèse s'appuient sur les sources larges à spectre découpé (« Spectrum Slicing ») et les lasers accordables.

5.2.3.1. LE WDM PUR A BASE DE SOURCES LARGE A SPECTRE DECOUPE.

La première technique étudiée pour le NG-PON2 met en œuvre une architecture « pur WDM PON», dont l'ODN inclut un composant multiplexeur en longueur d'onde. Les performances de la technique« Spectrum Slicing » sur les sources à large bande modulées en format NRZ ou en OFDM ont été évaluées. C'est la première fois, dans cette thèse, que l'OFDM est utilisée pour moduler de telles sources à spectre tranché.

Le montage expérimental WDM PON étudié intégrant une source large comme le RSOA à spectre découpé a permis de conclure que les formats de modulation OFDM et NRZ ont les mêmes performances car ils permettent d'offrir chacun un budget optique de 16,2 dB à 1,25 Gbit/s en back to back et 10,2 dB de budget à 1,25 Gbit/s avec 20 km de fibre. L'OFDM, attendu pour donner de meilleures performances est limité à cause de la faible linéarité des composants optoélectroniques utilisés.

Trois types de sources larges à spectre découpé ont été étudiés dans cette thèse : le RSOA, le RSOA présélectionné et la SLED.

L'architecture avec un RSOA présélectionnée est limitée par la longue demi-cavité du composant. En ce qui concerne la solution avec la SLED, on obtient un débit de 100 Mbit/s pour 30 dB de budget optique. Cette performance est intéressante du point de vue commercial car elle permet l'utilisation de la technique à travers une infrastructure standard G-PON de Classe B+. Néanmoins, son application pour des débits jusqu'à 10 Gbit/s n'est pas envisageable. Quant aux résultats obtenus avec le RSOA, un débit de 1 Gbit/s a été atteint mais avec un budget très faible de 8 dB.

D'une manière générale, les performances avec la technique « Spectrum Slicing » sont limitées en termes de débit (ne dépassant pas 1 Gbit/s par canal). On explique ce résultat par plusieurs raisons : la puissance optique faible en sortie des composants due aux grandes pertes

liées au découpage spectral, la faible bande passante électrique des sources larges bandes, la grande largeur spectrale de la porteuse optique (typique des sources incohérentes) qui entraîne un bruit de battement spontané-spontané appelé bruit d'intensité en excès et diminue le SNR.

On abandonnera par la suite cette piste de « Spectrum Slicing » pour le NG-PON2.

5.2.3.2. LE WDM-TDM PON AVEC L'ARCHITECTURE PON AGILE EN LONGUEUR D'ONDE

Le PON « Agile » en longueur d'onde qui constitue une nouvelle approche, pour une solution à long terme du NG-PON2 a été approfondie dans le cadre de cette thèse. Cette architecture basée sur le principe du WDM TDM PON est intéressante car elle réintègre les équipements déjà installés, en particulier l'ODN du G-PON actuel. La migration vers le NG-PON2 est par conséquent plus aisée. La solution PON « Agile » permet de faire apparaître ponctuellement des liens point-à-point sur l'infrastructure PON en fonction des besoins des clients via l'utilisation des composants accordables en longueur d'onde à l'OLT et/ou à l'ONU.

- PON Agile avec des lasers et récepteurs accordables pour le NG-PON2

Dans le montage expérimental du « PON Agile en longueur d'onde » implémenté au sein de notre laboratoire pendant la thèse, les composants récepteurs et émetteurs accordables sont prévus pour fonctionner à 2,5 Gbit/s mais sont exploités avec succès à un débit de 10 Gbit/s sur 20 km de fibre en présence d'égaliseur électronique. Pour les deux configurations testées : (i) laser accordable à l'ONU ou (ii) récepteur accordable à l'ONU, nous avons réalisé un bilan de liaison autour de 29 dB avec 20 km de fibre à la valeur de BER de 10^{-3}.

Ainsi en superposant 4 canaux en longueur d'onde dans la voie descendante avec cette solution PON « Agile » en longueur d'onde on peut transmettre à un débit agrégé de 40 Gbit/s. Ce qui répond aux besoins en NG-PON2 avec un coût réduit car les récepteurs accordables et les lasers accordables sont à faible bande passante.

Nous avons également mis en relief dans ces travaux, la possibilité de combiner la modulation OFDM avec l'utilisation d'un récepteur accordable à l'ONU afin de surmonter les effets de dispersion chromatique. Néanmoins, cette application est limitée en budget et la solution avec NRZ semble être la plus prometteuse.

5.3. IMPACTS DE LA THESE

Les retombées de ce travail sont importantes pour Orange Labs car elles permettent d'éclairer le groupe France Télécom sur les futures orientations technologiques du réseau d'accès optique. Concrètement à l'issu de cette thèse plusieurs points se dégagent:

- Des prototypes d'architectures pour améliorer le PON actuel et permettre d'optimiser le remplissage des ports OLTs, des approches pour le XG-PON1 et des solutions pour le NG-PON2 sont disponibles.
- Le combineur 4 vers 1 à faible pertes à l'état de recherche a été transféré en développement. Ce combineur a fait l'objet d'un partenariat avec Huawei et Neophotonics.
- La technique d'égalisation électronique est avantageuse pour les futurs réseaux d'accès et devient une brique essentielle des systèmes de demain. La dispersion chromatique ou la faible bande passante n'est plus un obstacle pour une transmission à 10 Gbit/s dans le réseau accès.
- Parmi les études d'ONUs achromatiques, la technique « Spectrum Slicing » s'est avéré moins performante. Tandis que la solution PON « Agile » en longueur d'onde avec des lasers et récepteurs accordables est une solution prometteuse pour le NG-PON2.
- Pendant cette thèse, plusieurs articles ont été soumis, puis acceptés dans des conférences internationales et nationales. J'ai pu également participer à deux conférences internationales et une conférence nationale au cours de ces 3 années de thèse.

- Le défi majeur pour Orange Labs qui est de prendre position sur une politique de réduction de coût du déploiement du G-PON a été atteint grâce à cette contribution de recherche.

Aujourd'hui, nous sommes dans une phase d'échange entre les opérateurs au sein de FSAN pour définir les évolutions futures du réseau d'accès dans le cadre du NG-PON. Les idées développées dans cette thèse peuvent constituer une base de développement pour un scénario crédible d'évolution du réseau d'accès optique. Etant donné qu'Orange Labs est un des acteurs dans les groupes de normalisation comme le FSAN (Full Service Access Network) et l'IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers), un enjeu majeur réside dans la possibilité de transformer les retombées de mes travaux de thèse en solutions dans les instances de normalisation.

.

BIBLIOGRAPHIE

REFERENCES CHAPITRE 1 : LE RESEAU D'ACCES

[Ha1] M.Hajduczenia et al.,"Next generation PON systems – Current Status", in proc.ICTON2009, paper Tu.B5.2, Medeira (Portugal, June 2009)

[Ku2] ITU-T G.984.2 (2003) amendment 2, PMD Layer Specification, March 2008.

[Sa3] F; Saliou et al., « GPON Extender Box : SOA, PDFA, OEO 2R repeater solutions », NOC 2008, July 2008.

[Ok4] Kwang-Ok Kim et al., Implementation of OEO based reach extender for 60km long reach GPON , COIN 2010

[Sa5] F. Saliou et al., Single SOA to Extend Simultaneously the Optical Budget of Coexisting G-PON and 10G-PON ECOC 2010 - 21th of September 2010 – Torino Tu.5.B.5

[Tr6] Quang Trung Le, et al., TDM/DWDM PON Extender for 10 Gbit/s Downstream Transmission, ECOC 2011

[Sa7] F. Saliou et al., Reach Extenders Based on Optical Amplification for XGPON1 Optical Access Networks, ECOC 2011

[Itu5] Recommendation G.984.5 ITU, Mid-span Reach Extension

[Itu6] Recommendation G.984.6 ITU New recommendation of Mid-span Reach Extender

[Ef7] F. Effenberger et al., "Tutorial : XG-PON", in Optical Fiber Communication Conference and the National Fiber Optic Engineers Conference, OFC/NFOEC 2010, 2010, pp. 1-37.

REFERENCES CHAPITRE 2.1 ET 2.2 : LE TDM PON A 10 GBIT/S ET LE WDM-PON

[Ta1] K. Tanaka et al., "Experimental Study on 10Gbit/s E-PON System Using XENPAK-based burst mode transceivers" ECOC 2005, Vol.2, Tu 1.3.2

[Na2] T. Nakanishi et al., "High Sensitivity APD Burst-mode Receiver for 10Gbit/s TDM-PON System", IEICE 2007/9/10-14, paper B-08-009, pp. 161

[Ka3] Kazutaka Hara et al., "A 1.25/10.3-Gbit/s AC-coupled Dual-rate Burst-mode Receiver without Reset Signals", ECOC2008

[Itu3]ITU-T Recommendation G.694.2, spectral grids for WDM applications : CWDM wavelength grid

[Itu4] ITU-T Recommendation G.694.1, spectral grids for WDM applications : DWDM wavelength grid

[Ma5] E. K. MacHale et al., "10 Gbit/s Hybrid DWDM/TDM PON For Long Reach Optical Access", The Second International Conference on Access Technologies 2006, 21-22 June 2006 Page 37-40

RÉFERENCES CHAPITRE 2.3 : LA MODULATION OFDM

[Cvi1] N. Cvijetic, "OFDM for Next Generation Optical Access Networks", in Workshop on "Next Generation Optical Access Networks Architectures Technology and Systems", 36th European Conference on Optical Communication, ECOC '10, 2010.

[Ad1] ITU-T Recommendation G.992.x Series : Asymmetric Digital Subscriber Line (ADSL). ITU-T Study Group 15, 1999.

[Ad2] ITU-T Recomendation G.992.5 : Asymmetric digital subscriber line (ADSL) transceivers- Extended bandwidth ADSL2 (ADSL2+). ITU-T Study Group 15, 2005.

[Du3] T. N. Duong, _Etude de techniques de modulation multiporteuse OFDM pour lamontée en débit dans le réseau d'accès optique,_ Ph.D. dissertation, Université de Rennes I, 2010.

[Du4] T. Duong et al., "Experimentaldemonstration of 10 Gbit/s upstream transmission by remote modulation of 1 GHz RSOA using Adaptively Modulated Optical OFDM for WDM-PON single fiber architecture", in 34th European Conference on Optical Communication, ECOC'08, 2008, pp. 1 _2.

[Sh5] Simon Shepherd, John Orriss, and Stephen Barton; "Asymptotic Limits in Peak Envelope Power Reduction by Redundant Coding in Orthogonal Frequency-Division Multiplex Modulation", IEEE Transactions on Communications, Vol. 46, No. 1, January 1998.

[Ba6] R. Bauml, R. Fischer, and J. Huber, "Reducing the peak-to-average power ratio of multicarrier modulation by selected mapping", Electronic Letters, vol. 32, pp. 2056–2057, 1996.

[Ch11] S. Chandrasekhar et al., "Terabit superchannels for high spectral e_ciency transmission", in 36th European Conference on Optical Communication, ECOC '10, 2010, pp. 1-6.

[Ca11] J.Campello, IEEE International Symposium on Information Theory, pp.193, Aug. 1998.

RÉFERENCES CHAPITRE 2.4 : L'EGALISATION ELECTRONIQUE

[Re1] I. S. Reed and X. Chen, "Error-Control Coding for Data Networks", Livre chez l'éditeur Norwell, MA: Kluwer, 1999.
[Ag2] A. Agata et al., "RSOA-based 10G WDM PON using FEC and MLSE equalizers", in Optical Fiber Communication Conference and the National Fiber Optic Engineers Conference, OFC/NFOEC 2010, pp.1-3.

[Om2] M. Omella, V. Polo, J. Lazaro, B. Schrenk, and J. Prat, _10 Gb/s RSOA transmission by direct duobinary modulation,_ in 34th European Conference on Optical Communication, ECOC 2008, pp. 1 -2.

[Ch3] G.-K. Chang et al.., "Key Technologies of WDM-PON for Future Converged Optical Broadband Access Networks » [Invited], IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking, vol. 1, no. 4, pp. C35 -C50, 2009.

[Ch4] K. Cho et al., "10-Gb/s Operation of RSOA for WDM PON, IEEE Photonics Technology Letters", vol. 20, no. 18, pp. 1533 _1535, sept.15, 2008.

[Os5] P. Ossieur, "A 135km, 8192-Split, Carrier Distributed DWDM-TDMA PON with 2x32x10Gb/s Capacity,_ Journal of Lightwave Technology, vol. PP, no. 99, pp. 1 -1, 2010.

[Fr6] B. Franz et al., "Adaptation Techniques for Electronic Equalizers for the Mitigation of Time-Variant Distortions in 43 Gbit/s Optical Transmission Systems", in Optical Fiber Communication Conference and the National Fiber
Optic Engineers Conference, OFC/NFOEC 2007, 25-29 2007, pp. 1 _3.

[Qu7] S. Qureshi, "Adaptive equalization", Proceedings of the IEEE, vol. 73, no. 9, pp. 1349-1387, sept. 1985.
pp. 1067 _1069, aug 2000.

[Bu8] H. Bulow," Electronic equalization of transmission impairments", in Optical Fiber Communication Conference, OFC 2002, 17-22 2002, pp. 24-25.

[Li8] Chun-Tao Lin et al., « Clipping Ratio Estimations for OFDM Receivers », Vehicular Technology Conference, 2005.

[La9] C. Laot, "Les récepteurs numériques pour les canaux sélectifs en fréquences », in Cours"Traitements avancés pour systèmes nouvelle génération", Ecole Nationale Supérieure de Télécommunications de Bretagne, Département Signal et Communications,, 2006.

[Sc10] "Nonlinear Optics in Telecommunications", T. Schneider, livre chez l'éditeur Springer, ISBN 3-540-20195-5

[Ag11] "Fiber Optic Communication Systems", G. P. Agrawal, livre chez l'éditeur Wiley, New York 1997, ISBN (el) 0-471-22114-7

[Cv12] M. Cvijetic, "Optical Transmission Systems engineering", Livre chez l'éditeur Artech House, Inc.2004, ISBN 1-58053-636-0

[De13] F. Devaux et al., "Simple Measurement of Fiber Dispersion and of Chirp Parameter of Intensity Modulated Light Emitter", Journal of Lightwave technology, Vol 11, n°12, December 1993

[Ro14] A. Royset et al., "Use of dispersive optical fibre for characterisation of chirp in semiconductor lasers", Electronics Letters 28th April 1994 Vol. 30 No. 9[Ki14] Hoon Kim et al., "Raman Crosstalk Suppression in CATV Overlay Passive Optical Network"., IEEE PTL, Vol. 19, No. 9, May 1, 2007

[Ge15] N.Genay et al., « Notes techniques sur les pénalités dans la transmission par fibre pour l'accès », France Télécom R&D 2005.

[Ji16]. Z. Jiang et al ; « A newly high-speed MCMA algorithm for QAM », Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, 2008. WiCOM '08.

REFERENCES CHAPITRE 2.5 : NOTIONS DE PON AGILE EN LONGUEUR D'ONDE

[Oh1] S.H. Oh et al., « 2,5 Gbps WDM PON Tunable Light Source Hybrid integratedé, ECOC 2009, Paper p2.11

[It5] Recommendation G.975.1: Forward error correction for high bit rate DWDM

[Re3] I. S. Reed and X. Chen, "Error-Control Coding for Data Networks", Livre chez l'éditeur Norwell, MA: Kluwer, 1999.

[Ka5] Jun-ichi Kani et al., « Enabling technologies for Future Scalable and Flexible WDM-PON and WDM/TDM_PON Systems », IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics,Vol.16, No.5,2010

[Gl4] R. Glatty, "Introduction of TDM / WDM Flexibility in Optical Access Network: for TDM / WDM Flexibility in Optical Access Network: Physical Layer and Resource Allocation Optimization, Thèse 2009, N.3567,"Université Rennes 1.

REFERENCES CHAPITRE 3 : LES SOURCES ACHROMATIQUES

[Th1] THOMSON-CSF, « L'optique guidée monomode et ses applications », Masson, paris, 1985

[Ag3] G. P. Agrawal et al., "Long-wavelength semiconductor lasers". Van Nostrand Reinhold Company, 1986.

[Ta4] K. Takada et al., "10.3-Gb/s operation over a wide temperature range in 1.3-um quantum-dot DFB lasers with high modal gain, in Optical Fiber Communication Conference and the National Fiber Optic Engineers Conference", OFC/NFOEC 2010, 2010, pp. 1 _3.

[Ta5] T. Tadokoro et al., "Operation of a 25-Gb/s Direct Modulation Ridge Waveguide MQW-DFB Laser up to 85°C", IEEE Photonics Technology Letters, vol. 21, no. 16, pp. 1154 _1156, 2009.

[Ot6] K. Otsubo et al., "1.3-um AlGaInAs Multiple-Quantum-Well Semiinsulating Buried-Heterostructure Distributed-Feedback Lasers for High-Speed Direct Modulation", IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, vol. 15, no. 3, pp. 687-693, 2009.

[Ta8] J. Tang and K. Shore,"30-Gb/s signal transmission over 40-km directly modulated DFB-laser-based single-mode-fiber links without optical amplification and dispersion compensation", Journal of Lightwave Technology, vol. 24, no. 6, pp. 2318 _ 2327, 2006.

[To9] D. Torrientes et al., "10Gbit/s for next generation PON with electronic equalization using

un-cooled 1.55 um directly modulated laser", in 35th European Conference on Optical Communication, ECOC '09, 2009.

[Ma10] Magerefteh D. et al., "Chirp manages laser (CMl) : A compact transmitter for dispersion tolerant 10 Gb/s networking applications", OFC 2006, P2.11, vienne, autriche,20-24 septembre 2009

[De10] DEBREGEAS-SILLARD H. et al., « Low cost Colorless integrated laser modulator for 10 Gbit/s transmissions at 1,5 um" Electronic Letters, vol.13, n°1, janvier 2001

[Ko11] W. Kobayashi et al., "Design and Fabrication of 10-/40-Gb/s, Uncooled ElectroabsorptionModulator Integrated DFB Laser With Butt-Joint Structure", Journal of Lightwave Technology, vol. 28, no. 1, pp. 164 _171, 2010.

[Ja12] C. Jan et al, "Semi-Insulating Buried Heterostructure 1.55um InGaAlAs Electroabsorption Modulated Laser with 60GHz Bandwidth" in 33th European Conference on Optical Communication, ECOC '07, 2007.

[Ka13] C. Kazmierski et al., "High speed AlGaInAs electroabsorption modulated laser and its optically equalized operation at 86 Gb/s", in 34th European Conference on Optical Communication, ECOC '08, 2008, pp. 1 -2.

[Ka14] C. Kazmierski et al., "100 Gb/s operation of an AlGaInAs semi-insulating buried heterojunction, EML", in Optical Fiber Communication Conference and the National Fiber Optic Engineers Conference, OFC/NFOEC 2009, 2009, pp. 1 _3.

[Ko15] W. Kobayashi et al., "Wide Temperature Range Operation of a 1.55-_m 40 Gb/s Electroabsorption Modulator Integrated DFB Laser for Very Short-Reach Applications", IEEE Photonics Technology Letters, vol. 21, no. 18, pp. 1317 _1319, 2009.

[Ko16] W. Kobayashi et al., "10Gb/s, 80-km SMF Transmission From 0 to 80_C by Using L-Band InGaAlAs-MQW Electroabsorption Modulated Laser With Twin Waveguide Structure", Journal of Lightwave Technology, vol. 27, no. 22, pp. 5084 _5089, 2009.1.3. Bibliographie 59

[Ko17] W. Kobayashi et al., "40-Gbit/s, uncooled (-15 to 80_C) operation of a 1.55-um, InGaAlAs, electroabsorption modulated laser for very short reach applications" in IEEE International Conference on Indium Phosphide Related Materials, IPRM '09, May 2009, pp. 367-370.

[Ja18] Jany C. et al., « 10 Gbit/s 1.550 25 km transmission at 90°C with new self thermally compensated AlGaInAs directly modulated laser », Optical Fiber conference 2007, JWA32, Anaheim (CA), etats-Unis, 25-26 mars 2007.

[Ku19] Kurashima H ; et al., « Manufacturing technique of SFF transceiver », electronic components and technology Conference, 1999.

[Ka20] S. Kaneko et al., "Scalability of spectrum-sliced DWDM transmission and its expansion using forward error correction", Journal of Lightwave Technology, vol. 24, no. 3, pp. 1295 -1301, 2006.

[Ra21] F. Raharimanitra et al., "Spectrum sliced sources AMOOFDM modulated for WDM-TDM-PON", in 35th European Conference on Optical Communication, ECOC '09, 2009, pp. 1 -2.

[Ch21] P. Chanclou et al., "Demonstration of RSOA-based remote modulation at 2.5 and 5 Gbit/s for WDM POn," in the proc. of OFC 2007, San Diego, USA, March 2007, paper OWD1.

[Pa22] I. Papagiannalis et al., "Upstream Transmission in WDM PONs at 10 Gbit/s Using Low Bandwidth RSOAs Assisted with Optical Filtering and Electronic Equalization," ECOC 2008, paper We.3.F.3.

[Om22] M. Omella, V. Polo, J. Lazaro, B. Schrenk and J. Prat, "10Gbit/s RSOA Transmission by Direct Duobinary Modulation," in proc. of ECOC 2008, 21-25 Sep. 2008, Brussels, Belgium, paper Tu.3.E.4.

[Fe22] M.D. Feuer et al., "Single-port laser-amplifier modulators for local access," IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 8, No. 9, 1996, pp. 1175-1177.[Pa24] I. Papagiannalis et al., "Upstream Transmission in WDM PONs at

10 Gbit/s Using LowBandwidth RSOAs Assisted with Optical Filtering and Electronic Equalization," in proc. of ECOC 2008, 21-25 Sep. 2008, Brussels, Belgium, paper We.3.F.3.

[Le25] H.-K. Lee et al., "A Simple and Color-Free WDM-Passive Optical Network Using Spectrum-Sliced Fabry-Perot Laser Diodes", IEEE Photonics Technology Letters, vol. 20, no. 3, pp. 220 -222, 2008.

[Ch21] X.-F. Cheng et al., "Impact of Facet Re-flectivity and Operation Condition on Injection-Locking Fabry-Perot Laser Diodes with Spectrum Sliced ASE Noise in WDM-PON", CLEO '07, May 2007, pp. 1 -2.

[Su26] H. Suzuki et al., "Wavelength-Tunable DWDM-SFP Transceiver with a Signal Monitoring Interface and Its Application to Coexistence-Type Colorless WDM-PON", in 33th European Conference on Optical Communication, ECOC '07, 2007.

[Ef] F. Effenberger et al., "Standardization trends and prospective views on the next generation of broadband optical access systems", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 28, no. 6, pp. 773 _780, 2010.

[Sa27] G. Sarlet et al., "Control of widely tunable SSG-DBR lasers for dense wavelength division multiplexing,_ Journal of Lightwave Technology", vol. 18, no. 8, pp. 1128 _1138, Aug. 2000.

[Ca28] A. Carter et al, "Evolution of optical component technologies for access and metro networks, in 35th European Conference on Optical Communication, ECOC '09, 2009, pp. 1 _4.

[Mu29] S.-R. Mun et al., "A self wavelength tracking method for a cost effective WDM-PON with tunable lasers", in Optical Fiber Communication Conference and the National Fiber Optic Engineers Conference, OFC/NFOEC 2010, pp. 1 _3.

[Fa30] Favre F. et al., « 82 nm of continuous tunability for an external cavity semi-conductor laser"

[Oh31] S. H. Oh et al ; et al., « 2.5Gbps WDM Tunable light Source Hybrid Integrated with Superluminescent Dieode and Polymeric Waveguide Bragg Reflectir », ECOC 2009, P2.11, vienne, Autriche, 20-24 septembre 2009

[Le32] J. H. Lee et al., "Tunable external cavity laser based on polymer waveguide platform for WDM access network",IEEE Photonics Technology Letters, vol. 17, no. 9, pp. 1956 _1958, 2005.

[Oh33] S. H. Oh at al., "Wavelength-Tuning of Hybrid Integrated Multiwavelengt Lasers Using a Heater" IEEE Photonics Technology Letters, vol. 20, no. 6, pp. 422-424, 2008.

[Ra1] F. Raharimanitra et al., "NG-PON System Using Low Electrical Bandwidth Tunable Receiver and Emitter at 10 Gb/s" ECOC2011

[Ra2] F. Raharimanitra et al., « NG-PON à 40 Gbit/s utilisant l'accordabilité en longueur d'onde du récepteur et de l'émetteur », JNOG 2011

[Ta34] H. Takara et al., "More than 1000 channel optical frequency chain generation from single supercontinuum source with 12.5GHz channel spacing,Electronics Letters, Volume 36, Issue 25, 7 Dec. 2000 Page(s):2089 - 2090

[Fu35] M. Fujiwara et al., "Noise characteristics of signal reflected from ASE-injected FP-LD in loopback access networks", Electronics Letters, vol. 42, no. 2, pp. 111 _ 112, 19 2006.

[Mu36] S.-G. Mun et al., "A WDM-PON with à 40 Gb/s (32 x 1.25 Gb/s) capacity based on wavelength-locked Fabry-Perot laser diodes", Opt. Express, vol. 16, no. 15, pp. 11 361_11 368, Jul 2008.

[Bo37] A. Borghesani et al., "High temperature, colourless operation of a re_ective semiconductor optical ampli_er for 2.5 Gbit/s upstream transmission in a WDM-PON", in 33rd European Conference and Exhibition on Optical Communication, ECOC 2007, Berlin Germany, Sept. 2007.

[Le38] H.-K. Lee, H.-S. Cho, J.-Y. Kim, S.-H. Yoo, and C.-H. Lee, _A WDM-PON with an 80 Gb/s capacity based on wavelength-locked polarisation independent Fabry-Perot laser diode,_ in 36th European Conference and Exhibition on Optical Communication, ECOC '10, 2010, pp. 1-3.

[Le39] H.-K. Lee et al., "A WDM-PON with an 80 Gb/s capacity based on wavelength-locked Fabry-Perot laser diode", Opt. Express, vol. 18, no. 17, pp. 18 077_18 085, Aug 2010.

[La40] R. Lang, _Injection locking properties of a semiconductor laser,_ IEEE Journal of Quantum Electronics, vol. 18, no. 6, pp. 976 _ 983, jun 1982.

[Mu41] S.-G. Mun et al., "A WDM-PON with a 40 Gb/s (32 x 1.25 Gb/s) capacity based on wavelength-locked Fabry-Perot laser diodes", Opt. Express, vol. 16, no. 15, pp. 11 361_11 368, Jul 2008.

[Pa42] S.-J. Park et al., "Fiber-to the home services based on wavelength-division-multiplexing passive optical network", Journal of Lightwave Technology, vol. 22, no. 11, pp. 2582 _ 2591, nov. 2004.

[No43] "SpeedLIGHT 16" & "TurboLIGHT 16" Products Datasheets,_ DWDM-PON FTTX Transport Platform, Novera Optics. [Online]. Available : www.noveraoptics.com

[Le44] S.-M. Lee et al., "Demonstration of a Long-Reach DWDM-PON for Consolidation of Metro and Access Networks", Journal of Lightwave Technology, vol. 25, no. 1, pp. 271 _276, 2007.

[Ki45] H. D. Kim, S.-G. Kang, and C.-H. Le, _A low-cost WDM source with an ASE injected Fabry-Perot semiconductor laser,_ IEEE Photonics Technology Letters, vol. 12, no. 8, pp. 1067 _1069, aug 2000.

[Le46] J. H. Lee, K. Lee, Y.-G. Han, S. B. Lee, and C. H. Kim, "Single, Depolarized, CW Supercontinuum-Based Wavelength-Division-Multiplexed Passive Optical Network Architecture With C-Band OLT", L-Band ONU, and U-Band Monitoring,_ Journal of Lightwave Technology, vol. 25, no. 10, pp. 2891 _2897, oct. 2007.

[Xu47] Z. Xu et al., "High-speed WDM-PON using CW injection-locked Fabry-Perot laser diodes", Opt. Express, vol. 15, no. 6, pp. 2953_2962, Mar 2007.

[Sh48] A. Shen et al., "Injection locked Fabry-Perot laser diode for 10Gbps WDM access network applications", in 2009 Asia Communications and Photonics Conference and Exhibition, ACP '09, 2009, pp. 1 _2.
[Sh49] A. Shen et al.,"Polarisation insensitive injection locked Fabry-Perot laser diodes for 2.5 Gbit/s WDM access applications, in 34th European Conference on Optical Communication, ECOC 2008, 21-25 2008, pp. 1-2.

[Ng50] Q.T. Nguyen, "Emetteurs achromatiques pour le réseau d'accès optique haut debit", Thèse N°2011REN1E001, Université Rennes 1, 2011

[Sm51] D. W. Smith et al., "Next generation optical access technologies", 35th European Conference on Optical Communication, ECOC '09, 2009.

[Bo52] A. Borghesani et al., "Reflective based active semiconductor components for next generation optical access networks", in 36th European Conference and Exhibition on Optical Communication, ECOC '10, 2010, pp. 1 _6.

[Va53] G. de Valicourt et al., « High Gain (30 dB) and High Saturation Power (11 dBm) RSOA Devices as Colorless ONU Sources in Long-Reach Hybrid WDM/TDM-PON Architecture, IEEE Photonics Technology Letters, vol. 22, no. 3, pp. 191 _193, feb.1, 2010.

[Fu54] M. Fujiwara, "Impact of backre_ection on upstream transmission in WDM single-fiber loopback access networks", Journal of Lightwave Technology, vol. 24, no. 2, pp. 740 _ 746, feb. 2006.

[He55] P. Healey et al., "Spectral slicing WDM-PON using wavelength-seeded reflective SOAs", Electronics Letters, vol. 37, no. 19, pp. 1181 _1182, 13 2001.

[Pa56] F. Payoux, et al., "Gigabit optical access using WDM PON based on spectrum slicing and reflective SOA", in 31th European Conference on Optical Communication, ECOC '05, vol. 3, 2005, pp. 455 _ 456 vol.3.

[Pr57] J. Prat et al., "Optical network unit based on a bidirectional reflective semiconductor optical amplifier for fiber-to-the-home networks, IEEE Photonics Technology Letters, vol. 17, no. 1, pp. 250 _252, 2005.

[Le58] H.-H. Lee, et al., « First commercial service of a colorless Gigabit WDM/TDM hybrid PON system, in Optical Fiber Communication Conference and the National Fiber Optic Engineers Conference, OFC/NFOEC 2009, 2009, pp. 1 _3.

[Le59] J. H. Lee, "First Commercial Deployment of a Colorless Gigabit WDM/TDM Hybrid PON System Using Remote Protocol Terminator", Journal of Lightwave Technology,, vol. 28, no. 4, pp. 344 -351, February 2010.

[Bo60] A. Borghesani et al., "High temperature colourless operation of a re_ective semiconductor optical amplifier for 2.5 Gbit/s upstream transmission in a WDM-PON,_ in 33rd European Conference and Exhibition on Optical Communication, ECOC 2007, Berlin Germany, Sept. 2007.

[Va61] G. de Valicourt et al., « Chirp Reduction in Directly Modulated Multi-Electrode RSOA Devices in Passive Optical Networks", IEEE Photonics Technology Letters, vol. 22, no. 19, pp. 1425-1427, 2010.

[Sc62] B. Schrenk et al.,"Direct 10-Gb/s Modulation of a Single-Section RSOA in PONs With High Optical Budget", IEEE Photonics Technology Letters, vol. 22, no. 6, pp. 392 _394, 2010.

[Du63] T. N. Duong, _Etude de techniques de modulation multiporteuse OFDM pour la montée en débit dans le réseau d'accès optique,_ Ph.D. dissertation, Université de Rennes I, 2010.

[Ch64] K. Cho, Y. Takushima, and Y. Chung, _10-Gb/s Operation of RSOA for WDM PON, IEEE Photonics Technology Letters, vol. 20, no. 18, pp. 1533 _1535, sept.15, 2008.

[Ga67] A. Garreau et al., "10Gbit/s Amplified Reflective Electroabsorption Modulator for Colourless Access Networks",in 18th InternationalConference on Indium Phosphide and Related Materials, IPRM 2006, may 2006, pp. 168 _ 170.

[Sm70] D. Smith et al., "Colourless 10Gb/s re_ective SOA-EAM with low polarization sensitivity for long-reach DWDM-PON networks", in 35th European Conference on Optical Communication, ECOC '09, 2009, pp. 1 -2.

REFERENCES CHAPITRE 4.1 : TRAVAUX EXPERIMENTAUX SUR LE COMBINEUR 4 VERS 1

[It4] IUT standard, ITU-T, G.984.2

[Da1] R. Davey et al., OFC2008, Next Generation Extended Reach PON? , OThL1

[Da2] R. Davey et al., "Long Reach Passive Optical Networks, JTL, vol.27,n.3, Feb.2009

[Ge3] N.Genay et al., ICTON 2007, Solution for Budget increase for the Next Generation Optical Access Network

[Sp4] Leo Spiekman et al, ICTON 2007, Semiconductor Optical Amplifiers for FTTx, Mo.D2.4

[Gr] http://www.greentouch.org

[Be5] S. Bethuys et al. "1x4 fused multicore singlemode fiber coupler, fabrication and analysis", Electronics Letters 23rd july 1998, Vol.34 No. 15

[Sp6] Leo Spiekman et al, ICTON 2007, Semiconductor Optical Amplifiers for FTTx, Mo.D2.4

[No7] G. Le Noane et al. "Ultra high density cables using a new concept of bunched multicore monomode fibers: A key for the future FTTH networks," Proc. Int.Wire & Cable Symp. 1994, pp. 203–209

[Ch8] P. Chanclou et al. "Design & demonstration of a multicore single mode fiber coupled lens device", Optics Communications 233 (2004), pp. 333–339

[Ta9] M.Tanaka et al. "Characterization of optical combiner spliced with air hole type multimode fiber" IEICE Technical Report OFT 2009-52

[Sa10] F. Saliou et al. "Energy efficiency scenarios for long reach PON Central Offices", OFC 2011, OThB2

[Ch11] P.Chanclou et al., « Investigation into optical technologies for access evolution », OFC2009, OWH1

[It6] IUT standard, ITU-T, G.984.6 rec

REFERENCES CHAPITRE 4.2 : TRAVAUX EXPERIMENTAUX SUR L'EGALISEUR ELECTRONIQUE

[Pe1] S. Personick, «Receiver design for digital fiber optics communications Systems», Bell Technical Systems Journal, vol. 52, Juillet, Août 1973.

[Om2] M. Omella et al, "Design optimization for 10Gb/s full-duplex transmission using RSOAbased ONU with electrical and optical filtering and equalization",_ in 35th European
Conference on Optical Communication, ECOC 2009, 20-24 2009, pp. 1-2.

[To3] D. Torrientes et al.,"RSOA-based 10.3 Gbit/s WDM-PON with pre-amplification and electronic equalization", in Optical Fiber Communication Conference and the NationalFiber Optic Engineers Conference, OFC/NFOEC 2010, 21-25 2010, pp. 1-3.

[An4] T. Anfray, Manuel d'utilisation VSC8240KITEV, France Télécom R&D, RESA/ANA/ASHA

[It7] ITU-T Rec. G.987.2

[It9] ITU-T Rec. G.709

[It4] ITU-T Rec. G.984.2 Chap 8.3.1

[It4_2] ITU-T Rec. G.984.2 Amd2

[It4] ITU-T Rec. G.984.3 Chap 13

[It7] ITU-T Rec. G. 987.3

[Pa8] I. Papagiannakis1 et al,"The Use of Electronic Equalization and Offset Filtering in the Performance Improvement of Low-Cost DML Transmitters", ICTON2008,

[Om9] M. Omella et al., "Full-duplex bidirectional transmission at 10 Gbps in WDM PONs with RSOA-based ONU using offset optical filtering and electronic equalization",_ in Optical Fiber Communication Conference, OFC 2009, 22-26 2009, pp. 1-3.

[Pa10] I. Papagiannakis et al., IEEE Photon. Technol. Lett, vol. 20, no. 24, pp. 2168-2170, Dec. 2008

[Om11] M. Omella, et al., Proc. ECOC 2008, Brussels, Tu.3.E.4.

[Ch12] K. Y. Cho, et al., Photon. Technol. Lett., vol. 20(18), pp. 1533-1535, Sep. 2008.

[Ng15] Q. Nguyen et al., « WDMPON a 10 Gbit/s à base de laser Fabry-Perot verrouillé par injection optique et égalisation Electronique », in 29ème Journées Nationales de l'Optique Guidée, JNOG 2010, 2010.

REFERENCES CHAPITRE 4.3 : EXPERIMENTATION SUR LE PUR WDM PON AVEC SPECTRUM SLICING

[Yo1] J-J. Yoo et al., "A WDM-Ethernet hybrid passive network architecture", ICACT 2006, Vol. 3, 20-22 feb. 2006

[Ha2] K.H. Han et al., "Bidirectional WDM-PON Using Light-Emitting Diodes Spectrum-Sliced With Cyclic Arrayed-Waveguide Grating," IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 16, No. 10, pp.2380-2382, Oct. 2004.
[Ja3] Y.S.Jang et al.,"Effects of crosstalk in WDM systems using spectrum sliced light source," IEEE Photonics Technology Letters, vol. 11, pp. 715-717, June 1999.

[Le4] H. Lee et al., "A WDM-PON with a 40 Gbit/s (32x1.25Gb/s) capacity based on wavelength-locked Fabry Perot Laser diodes," Opt. Express, vol. 16, no. 15, Jul. 2008, pp. 11361-11368.

[Ju6] D. K. Jung, S. K. Shin, C.-H. Lee, and Y. C. Chung, "Wavelength-division-multiplexed passive optical network based on spectrum-slicing techniques," IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 10, no. 9, Sep. 1998, pp. 1334-1336.

[Fo7] David Forsyth, Ivan Evans, and Michael Connelly, "Spectrum-Sliced Broadband Source Intensity Noise Reduction Using Semiconductor Optical Amplifier Non-Linear Gain Compression," in the Proc. of SPIE vol. 5825 (2005), pp.448-454.

[Le8] J. H. Lee, C. H. Kim, Y.-G. Han, and S. B. Lee, "Broadband High Power, Erbium Fibre ASE-based CW Supercontinuum Source for Spectrum-Sliced WDM PON Applications," Electronics Lett. 42, 549 - 550 (2006).

[Le9] J. S. Lee, Y. C. Chung, and C. S. Shim, "Bandwidth Optimization of a Spectrum-Sliced Fiber Amplifier Light Source Using an Angle-Tuned Fabry-Perot Filter and a Double-Stage Structure," IEEE Photon. Technol. Lett. 6, 1197-1199 (1994).

[Le7] J. S. Lee, "Spectrum-Sliced Fiber Amplifier Light Source for Multichannel WDM Applications", IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 5. No. 12, December 1993

[Ha8] K.H. Han et al., IEEE Photon. Technol. Lett., Vol. 16, No. 10, pp.2380-2382, Oct. 2004.

[Ju9]D.K. Jung, "Wavelength-division-multiplexed passive optical network based on spectrum-slicing techniques", Photon. Technology Letters, Vol. 10, n°9, Sept. 1998, pp. 1334-1336.

[Ka7] Shin Kaneko et al., "Scalability of Spectrum-Sliced DWDM and Its Expansion Using Forward Error", IEEE J. Lightw. Technol., vol 24, no. 3 March 2006 pp. 1295-1301.

[Ra9] F. Raharimanitra, et al, "Spectrum Sliced Sources AMOOFDM Modulated for WDM&TDM PON"., ECOC2009, 6.5.3, 20-24 September 2009, Vienna, Austria.

[Du10] T.N.Duong, et al.,"Adaptive Loading Algorithm Implemented in AMOOFDM for NG-PON System Integrating Cost-Effective and Low-Bandwidth Optical Devices", IEEE Photonics Technology Letters, Vol21, Issue.12, June15, 2009, pp. 790 – 792

[Ra11] F. Raharimanitra et al., « Comparison of the NRZ and AMOOFDM modulation for Sliced Sources in Opical Access Network", ANIC 2010.

REFERENCES CHAPITRE 4.4 : SOLUTION PON AGILE EN LONGUEUR D'ONDE

[Ka1] Jun-ichi Kani et al., « Enabling technologies for Future Scalable and Flexible WDM-PON and WDM/TDM_PON Systems », IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics,Vol.16, No.5,2010

[Oh2] S.H. Oh et al., "2.5Gbps WDM-PON Tunable Light Source Hybrid integrated", (ECOC 2009), Paper p2.11.

[Mu3] R. Murano et al., "Tunable GPON Receivers Enable Phased Migration to 1 Gb/s per Subscriber", (OFC 2009), paper NME4.

[Ma4] D. Mahgerefteh, "Chirp Managed Laser and Applications", Journal of selected Topics in Quantum electronics, sept/oct 2010.

[Pa3] Papagiannakis et al., "The use of electronic equalization and offset filtering in the performance improvement of low-cost DML transmitters", (Transparent Optical Networks, ICTON 2008), pp.65-68.

[It7] Recommendation ITU-T-G.987 : 10 Gigabit capable passive optical network (XG-PON) systems

[Du5] T.N. Duong, "Very High Bit-rate Transmission for NG-PON using AMOOFDM Direct Modulation of Linear Laser", OFC 2010.

RÉFÉRENCES :CONCLUSION ET PERSPECTIVES

[Ch1] N. Cheng et al., "Large splitting and Long reach Passive Optical Networks with Mode coupling Teceivers", ECOC, Torino, October 2010

[Ki3] Hyun-Soo Kim et al., "10 Gb/s REAM-SOA for Low Cost WDM-PON", Photonic/Wireless Convergence Components Department, ETRI, 161 Gajeong-dong, Yuseong, Daejeon 305-700, Korea, , OFC 2011

[Os4]Peter Ossieur et al., "Burst-Mode Electronic Equalization for 10-Gb/s Passive Optical Networks" , IEEE PHOTONICS TECHNOLOGY LETTERS, VOL. 20, NO. 20, OCTOBER 15, 2008

[[It5] Recommendation ITU-T G984.5 : Gigabit Passive Optical (G-PON), Enhancement band

LISTE DES PUBLICATIONS PERSONNELLES

En tant qu'auteur principal

Fabia Raharimanitra, Philippe Chanclou, Rob Murano," 40 Gb/s NG-PON System Using Low Electrical Bandwidth Tunable Receiver and Emitter at 10 Gb/s", ECOC2011, Mo.1.C.2, Geneva, 18-22 september 2011

Fabia Nirina Raharimanitra, Philippe Chanclou, Benoît Charbonnier, Naveena Genay, "Comparison of NRZ and OFDM Modulation for Sliced Sources in an Optical Access Network", Access Networks and In-house Communications ANIC, Karlsruhe, Germany, June 21-24, 2010

Fabia Nirina Raharimanitra, Philippe Chanclou, Gabrielle Perrin, Monique Thual, "Demonstration Of The Use Of An Optical Fibre Combiner With Low Loss To Connect Four Single Mode Fibres To One Photo-receiver", Access Networks and In-house Communications ANIC, Karlsruhe, Germany, June 21-24, 2010

F. Raharimanitra, P. Chanclou, T. N. Duong, J. Le Masson, B. Charbonnier, M. Ouzzif, N. Genay, A. Gharba, F. Saliou , R. Brenot , G. Devalicourt," Spectrum Sliced Sources AMOOFDM Modulated for WDM&TDM PON", ECOC2009, 6.5.3, 20-24 September 2009, Vienna, Austria.

F. Raharimanitra, P. Chanclou, T. N. Duong, J. Le Masson, B. Charbonnier, M. Ouzzif, N. Genay, A. Gharba, F. Saliou, R. Brenot, G. Devalicourt, "SOURCES TRANCHÉES SPECTRALEMENT ET MODULÉES EN FORMAT AMOOFDM POUR LE WDM ET TDM PON", poster A10.1, JNOG09, 6-9 Juillet 2009 Lille, France

F. Raharimanitra, T. Anfray, P. Chanclou, C. Aupetit-Berthelemot, "Modulation directe jusqu'à 10Gbit/s d'un laser accordable à cavité externe de bande passante 384MHz avec égalisation électronique", JNOG 2010, Besançon (Orale).

F. Raharimanitra, P. Chanclou, B. Charbonnier, N. Genay, T. Anfray, C. Aupetit-Berthelemot, "Modulation directe à 10Gbit/s d'un laser DFB de bande passante 1,25GHz pour les réseaux PON en utilisant un égaliseur", JNOG 2010, Besançon (Poster).

F. Raharimanitra, P. Chanclou, A. Lebreton, R. Murano, « NG-PON à 40 GB/S utilisant une accordabilité en longueur d'onde du récepteur ou de l'émetteur », , Marseille JNOG2011, (Orale).

En co-auteur

Daniel Torrientes, Philippe Chanclou, Fabien Laurent, Serge Tsyier, Y. (Frank) Chang, Benoît Charbonnier, Fabia Raharimanitra, "RSOA-Based 10.3 Gbit/s WDM-PON with Pre-Amplification and Electronic Equalization", OFC2010, JThA28, San Diego, CA, USA, March 23-25th 2010

Philippe Chanclou; Fabrice Bourgart; Bernard Landousies; Stephane Gosselin; Benoit Charbonnier; Naveena Genay; Anna Pizzinat; Fabienne Saliou; Bruno Capelle; Quang Trung Le; Fabia Raharimanitra; Ahmed Gharba; Luiz Anet Neto; Joffray Guillory; Qian Deniel; Bertrand Le Guyader, " Technical options for NGPON2 beyond 10G PON", ECOC2011, We.9.C.3, Geneva, 18-22 september 2011 (invited)

Q. Nguyen, T. Anfray, L. Bramerie, F. Raharimanitra, P. Chanclou, P. Besnard, A. Shen, C. Kazmierski, G.-H. Duan, J.-C. Simon, and C. Aupetit-Berthelemot, « WDMPON a 10 Gbit/s à base de laser Fabry-Perot verrouillé par injection optique et égalisation électronique », in 29ème Journées Nationales de l'Optique Guidée, JNOG 2010, 2010. (poster),

ANNEXE

ANNEXE : LIMITE DU SPECTRUM SLICING DUE A LA DISPERSION CHROMATIQUE

Une analyse précédente développée dans [Pa] met en relief la limite du Spectrum Splicing due à la dispersion chromatique. La dispersion chromatique peut amener une pénalité due aux interférences entre symboles (ISI) lorsque les impulsions se chevauchent. En fait la dispersion chromatique entraîne deux pénalités via l'élargissement temporel des impulsions [Gr]

- Un recouvrement temporel des impulsions qui conduit à l'ISI
- L'élargissement de l'impulsion dans le domaine temporel signifie une réduction de la largeur spectrale de l'impulsion dans le domaine fréquentiel et donc une augmentation de l'EIN (Excess Intensity Noise) et une diminution du SNR.

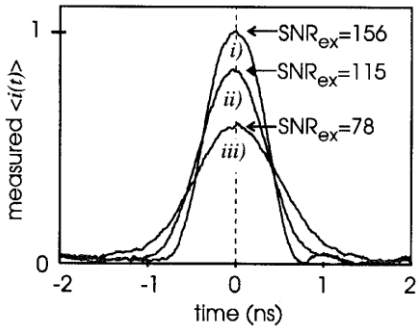


Figure1 : Elargissement de l'impulsion et de la diminution simultanée du SNR dus à la dispersion chromatique dans une transmission effectuée en spectrum slicing [Gr].

Il y a donc un compromis à trouver sur la largeur spectrale optique tranchée pour minimiser les pénalités dues à la dispersion et à l'EIN, tout en maximisant la puissance optique. Les courbes de simulation de la Figure 2 [Gr] illustrent ce compromis en regardant les pénalités obtenues en fonction de la largeur spectrale tranchée pour différentes distances de propagation.

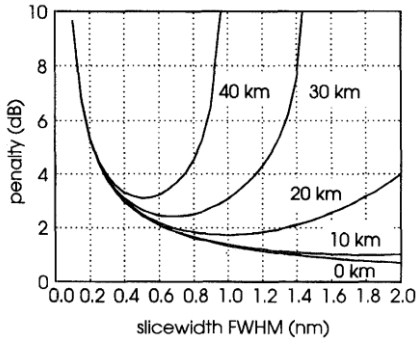


Figure 2 : Pénalités en puissance requises pour maintenir un BER de 10-9 en fonction de la largeur spectrale du signal pour une transmission à à 1,25Gbit/s sur 0, 10, 20, 30 et 40 km de SMF. Le spectre optique du signal est gaussien et centré à 1550nm [Gr].

Ces simulations ont été obtenues en négligeant le bruit de grenaille par rapport au bruit du récepteur, si bien que la variance du bruit est constante, ce qui est typique pour une PIN. Dans le cas d'une APD, le bruit de grenaille n'est plus négligeable et peut être intégré en

l'approximant comme une source de bruit gaussien et en ajoutant à la variance de bruit du récepteur la variance du bruit de grenaille, proportionnelle à i0 [Gr] (mieux définir ce qu'est i0).Un taux d'extinction parfait est pris en hypothèse, il faut donc s'attendre à des pénalités supérieures en réalité.

A partir de cette Figure 2, on s'aperçoit qu'il existe un optimum sur les courbes simulées à partir de 20 km. Pour cette distance la largeur spectrale optimum est 1 nm et la pénalité est inférieure à 2 dB. Plus la distance augmente et plus la largeur optimale diminue et la pénalité pour cette valeur augmente à cause de l'EIN (Bruit d'Intensité en excès) qui augmente. Pour 40 km l'optimum se trouve aux alentours de 0.5 nm et la pénalité est supérieure à 3 dB. Il apparaît qu'au dessous de 0.3 nm de largeur spectrale, la pénalité augmente de façon exponentielle due au bruit d'intensité en excès.

Pour une distance de transmission donnée, il est montré qu'une forme de filtre gaussienne donne de meilleures performances qu'une forme Lorentzienne. La forme Lorentzienne est certes de largeur à mi-hauteur plus faible que la forme gaussienne mais la "queue" de la Lorentzienne est plus marquée que celle de la gaussienne, ce qui implique des pénalités supérieures dues à la dispersion.

Les courbes de la Figure 3 représentent la pénalité en fonction de la distance de transmission pour différents débits en prenant à chaque fois la largeur spectrale optimale tranchée. Les lignes en pointillés prennent en compte un taux d'extinction de 1/15 soit 11,75 dB.

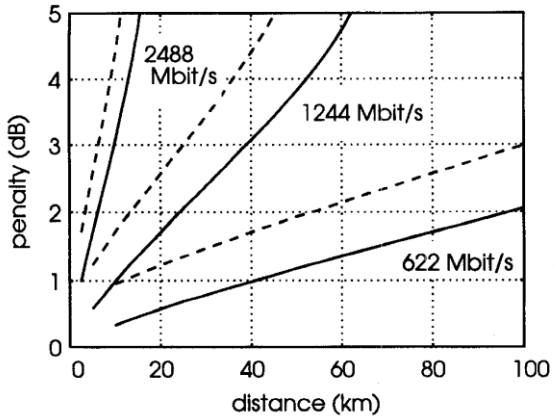


Figure 3 : Pénalité en puissance minimum qui peut être en fonction de la distance de transmission à des débits de 622, 1244 et 2488 Mbit/s pour des taux d'extinctions infini (traits pleins) et 1/15 (traits pointillés) avec une forme gaussienne.

Ce graphique montre que la pénalité augmente rapidement avec le débit. C'est la dispersion chromatique qui est le paramètre pénalisant. Si à 622 Mbit/s il est possible d'effectuer 100 km de transmission avec seulement 3 dB de pénalités, à 2.5Gbit/s, la pénalité est déjà supérieure à 3 dB pour 10 km. Avoir un bon taux d'extinction pour limiter le bruit sur les zéros et donc limiter les pénalités est donc important.

La publication [Ak] propose une expression donnant la pénalité due à la dispersion. L'élargissement de l'impulsion induit par la dispersion affecte les performances du récepteur de deux manières.

- Premièrement, une partie de l'énergie de l'impulsion s'étale au-delà du slot temporel alloué et entraîne de l'interférence entre symboles (ISI). En pratique le système est conçu pour minimiser les effets de l'ISI.
- Deuxièmement, l'énergie du pulse à l'intérieur du slot temporel est réduite lorsque le pulse s'élargit. Une diminution de l'énergie du pulse réduit le SNR au circuit de décision. Comme le SNR doit rester constant pour maintenir les performances du système, le récepteur exige une puissance moyenne supérieure. C'est l'origine de la pénalité en puissance Pd induite par la dispersion. Un calcul exacte de Pd est difficile car il dépend de beaucoup de détails comme l'extension de la forme du pulse au niveau du récepteur. Une estimation est obtenue en considérant l'élargissement d'une impulsion gaussienne. Après transmission l'impulsion reste gaussienne mais sa puissance crête est réduite d'un facteur fd. La pénalité en puissance Pd est définie comme l'augmentation de la puissance (en dB) en réception qui compenserait la réduction de la puissance crête.

L'hypothèse est prise que l'impulsion optique d'entrée T(t) a une distribution gaussienne avec une largeur temporelle RMS τ

$$T(\tau) = \frac{1}{\tau\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(t-t_0)^2}{2\tau^2} \right]$$

où t0 est l'instant de décision. La puissance totale est normalisée à 1.

Après propagation dans la fibre de longueur L, l'impulsion de sortie est élargie à cause de la dispersion chromatique D(λ). L'élargissement de l'impulsion Δτ est donné par

$$\Delta\tau = L\sigma D(\lambda)$$

où σ est reliée à la largeur temporelle. En considérant que la puissance totale du pulse est constante, la forme d'onde du pulse de sortie peut s'écrire de la façon suivante:

$$T(\tau) = \frac{1}{\sqrt{2\pi(\tau^2 + \Delta\tau^2)}} \exp\left[-\frac{(t-t_0)^2}{2(\tau^2 + \Delta\tau^2)} \right]$$

La pénalité Pd est définie comme la puissance de signal supplémentaire nécessaire pour compenser la réduction de la hauteur du pulse due à l'élargissement du pulse.

$$P_d = -10\log[f_b] = -10\log\left[\frac{T'(t_0)}{T(t_0)} \right]$$

$$f_b = \frac{\tau'}{\tau} = \left[\frac{T'(t_0)}{T(t_0)} \right] = \sqrt{1 + \left(\frac{\Delta\tau}{\tau} \right)^2} = \sqrt{1 + \left(\frac{L\sigma D(\lambda)}{\tau} \right)^2}$$

L'interférence entre symboles ISI est réduite quand le débit BR est tel que

$$4\,BR\,\tau' \leq 1,$$

En prenant τ' = BR / 4, et en remplaçant τ par τ'/fb :

$$f_b^{\,2} = 1 + \left(4L\sigma D(\lambda)BRf_b\right)^2 \text{ d'où } f_b^{\,2} = \frac{1}{1-\left(4L\sigma D(\lambda)BRf_b\right)^2}$$

ce qui donne $$P_d = -5\log\left[1-(4L\sigma D(\lambda)BR)^2\right]$$

où BR est le débit.

La Figure 4 représente les limites du spectrum slicing obtenus en appliquant les formules ci-dessus [Pa]. La zone de fonctionnement est bornée par la limite du SNR (>20 dB) et par la limite de dispersion (pour 20ps/nm/km) pour des distances de transmission de 20 km et 100 km.

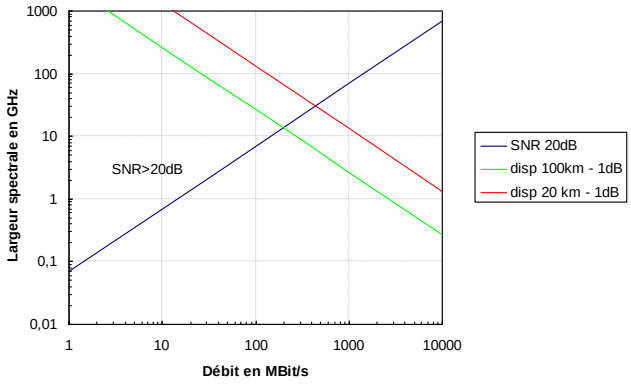


Figure4: Représentation des limites du spectrum slicing en fonction du débit et de la largeur spectrale du signal. La zone est délimitée en bas par le SNR de 20 dB et en haut par les limites de dispersion pour des distances de transmission de 20 et 100 km avec une pénalité maximum de 1dB.

Avec du WDM très dense, c'est-à-dire un espacement en longueur d'onde de moins de 25 GHz, un débit de 100 Mbit/s peut être réalisé sur 100 km.

[Gr] Graem J et al., "Transmission Performance of high Bit rate spectrum sliced WDM systems",., Pendock and David D. Sampson, JLT, Vol. 14, n°10, oct 1996

[Ak] "Super dense WDM transmission of spectrum sliced incoherent light for wide area access network", akimoto, kani, JLT, vol.21, Nov 2003

[Pa] these franck Payoux, N° d'ordre: 2006telb0016, 28 Août 2006, « Etude des réseaux d'accès exploitant le multiplexage en longueurs d'onde », ENST Bretagne et Université de Rennes1
[Gr] Graem J et al., "Transmission Performance of high Bit rate spectrum sliced WDM systems",., Pendock and David D. Sampson, JLT, Vol. 14, n°10, oct 1996

[Ak] "Super dense WDM transmission of spectrum sliced incoherent light for wide area access network", akimoto, kani, JLT, vol.21, Nov 2003
[Pa] these franck Payoux, N° d'ordre: 2006telb0016, 28 Août 2006, « Etude des réseaux d'accès exploitant le multuplexage en longueurs d'onde », ENST Bretagne et Université de Rennes.

ANNEXE : EVM (ERROR VECTOR MAGNITUDE)

Le vecteur d'erreur représente la différence entre le signal mesuré (distordu, filtré, bruité, mal synchronisé…) et une référence (un signal idéalement modulé) dans un diagramme I/Q [37][38]. La Figure 1 définit l'EVM et les termes qui lui sont habituellement associés. L'EVM est la norme du vecteur d'erreur. On définit également l'erreur d'amplitude comme la différence entre l'amplitude du signal mesuré et celle du signal de référence. Enfin, l'erreur de phase est définie comme la différence entre la phase du signal mesurée et celle du signal de référence.

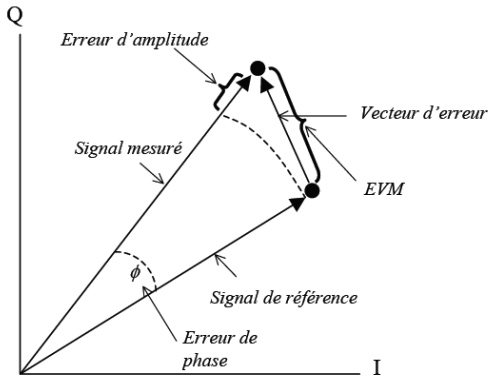


Figure 1 : EVM et mesures associées.

Ces trois mesures permettent d'avoir une idée assez précise de la qualité d'un signal numérique vectoriel. Elle sont calculées à partir de 2 diagrammes de constellation (celui qui correspond au signal simulé ou capturé (mesuré) et celui qui correspond au signal idéal).. Si I_{MES}, Q_{MES} et I_{REF}, Q_{REF}, représentent respectivement les composantes I et Q du signal mesuré (normalisé) et du signal de référence, on calcule alors les trois mesures comme suit :

$$EVM = \sqrt{(I_{MES} - I_{REF})^2 + (Q_{MES} - Q_{REF})^2}$$

$$Erreur\ d'amplitude = \sqrt{I_{MES}^2 + Q_{MES}^2} - \sqrt{I_{REF}^2 + Q_{REF}^2}$$

$$Erreur\ de\ phase = arctan\frac{Q_{MES}}{I_{MES}} - arctan\frac{Q_{REF}}{I_{REF}}$$

L'EVM et l'erreur d'amplitude sont exprimées en pourcentage et normalisées par rapport à la norme du vecteur de référence. On fournit les trois quantités en valeur RMS (Root Mean Square ou norme) sur l'ensemble des points du diagramme de constellation.

ANNEXE : RELATIONS ENTRE EVM, BER ET SNR

Comme on l'a indiqué précédemment, l'EVM est essentiellement l'amplitude du vecteur d'erreur normalisée entre la constellation mesurée et la constellation idéale. on peut écrire une équation simplifiée de l'EVM en fonction des composantes I (partie réelle) et Q (partie imaginaire) du signal mesuré et du signal de référence, [Sh]:

$$EVM_{RMS} \left[\frac{\frac{1}{T}\sum_{t=1}^{T}[(I_{MES}-I_{REF})^2+(Q_{MES}-Q_{REF})^2]}{P_o}\right]^{1/2} \quad (1)$$

Où P0 est la puissance normalisée de la constellation idéale ou de la constellation transmise.
T étant le nombre de sous-porteuses. Le numérateur de l'Equation (1) représente la puissance normalisée du bruit.

Pour un modèle de bruit gaussien, c'est-à-dire que l'Equation 1 peut se réécrire comme '[Sh]:

$$EVM_{RMS} \approx \left[\frac{X}{SNR}\right]^{1/2} = \left[\frac{N_o}{E_s}\right]^{1/2} \quad (2)$$

Où SNR est le rapport Signal sur Bruit,
Es est l'énergie d'un symbole,
No/2 est la densité spectrale de puissance de bruit.

Afin d'établir la relation entre EVM, BER et SNR, l'équation (2) est exprimée en fonction de l'EVM

$$SNR \approx \frac{X^{\ k}}{EVM^2} \quad (3)$$

En considérant un canal de bruit blanc additif gaussien (AWGN Additive White Gaussian Noise) et la récupération parfaite en amplitude et en phase de chaque sous-porteuse, on peut montrer que [4] :

$$BER = \frac{\left(-\frac{1}{L}\right)}{\log_2 L}\ Q\left[\sqrt{\left[\frac{\log_2 L}{L^2-1}\right]\ \left[\frac{E_S}{N_0 \log_2 M}\right]}\ \right] \quad (4)$$

Où L est le nombre de niveaux dans chaque dimension du système à M-é tats de modulation(Exemple, pour le 16-QAM, M=16 et L=4). Es/ No est le rapport signal sur bruit ou SNR pour la modulation des systèmes M-aires. Q la fonction co erreur gaussieen qui correspond à la fonction erreur complémentaire (erfc) à un changlment de variable près.

L'équation 4 définit ainsi les performances en termes de BER le SNR. En combinant les équations 3 et 4 on obtient la relation générale qui relie l'EVM et le BER :

$$BER = \frac{\left(-\frac{1}{L}\right)}{\log_2 L}\ Q\left[\sqrt{\left[\frac{\log_2 L}{L^2-1}\right]\ \left[\frac{X}{EVM_{RMS_0}^2 \log_2 M}\right]}\ \right] \quad (5)$$

[Sh]Rishad Ahmed Shafik et al., "On the Extended Relationships Among EVM, BER and SNR as Performance Metrics" , 4th, ICECE 2006, 19-21 December 2006, Dhaka, Bangladesh

EXECUTIVE SUMMARY

This research is aimed at studying and suggesting new architectures in the context of a New Generation of Passive Optical Access Network (NG-PON). This new generation of equipment is needed to cope with the increase of bit rate(both for downstream and upstream links), or because of possible future regulations issues. The major issue deals with optimizing the costs of the FTTH access deployment.

Since 2010, when the pre-standardization organism, FSAN (associated with the ITU-T) planned for an intervention on the theme of the NG-PON which is beginning with XG-PON1 for the first wave (10 Gbit/s for downstream and 2.5 Gbit/s for upstream). It will be followed by NG-PON2 (for a commercially feasible offer based on a bit rate in the order of 1 Gbit/s per subscriber which corresponds of more than 40 Gbit/s in terms of aggregated bit rate) to replace the G-PON and the XG-PON1.

Assessments were carried out on the optical transmission, and more precisely at the physical layer (measurements of the binary error rate, optical budget, reach) in order to determine the feasibility and the performance of the systems.

Two themes structured the work of the thesis: i) research of a technical solution in order to optimize the number of Central Offices (CO), ii) research of a solution for customer's modem in order to enable it to connect to solutions such as one wave length per customer.

An optical lossless combiner meeting the requirements of the best filling ratio of OLT (Optical Line Termination) cards at the optical Central Office was demonstrated. This optical combiner enables the reduction of CO. This thesis also of interest to ONU (Optical Network Unit), since this customer's equipment is a fundamental element which impacts the cost model in access networks. The colorless ONUs studied, whose transmitters are identical whatever the wave length transmitted, are either based on a broadband and incoherent source with a technique of Spectrum Slicing, or based on tunable lasers. They offer the advantage of simplicity in the context of an architecture in which multiplexing and multiple accesses are based on the wavelength. The advanced type of modulation format OFDM and the use of signal processing such as electronic equalization are equally brought into perspective in the work of the thesis. These two aspects correspond to the use of the most recent state of the art tools to compensate for the penalties of optoelectronic transmission.

RESUME

Ces travaux de recherches visent à étudier et à proposer de nouvelles architectures dans le contexte d'une Nouvelle Génération de Réseau d'Accès Optique Passif (NG-PON). Cette nouvelle génération d'équipements se justifie par l'augmentation des besoins en débit (descendant et/ou montant), ou d'éventuelles futures obligations réglementaires. Elle a pour fil conducteur le souci d'optimiser les coûts de déploiement de l'accès FTTH. Depuis 2010, l'organisme de pré-normalisation, le FSAN (associé à l'ITU) a prévu une action sur le thème du NG-PON qui se décline en XG-PON1 pour la première vague (débit 10 Gbit/s descendant et 2.5 Gbit/s montant) puis en un deuxième volet appelé NG-PON2 (pour une offre viable commerciale basée sur un débit de l'ordre de 1 Gbit/s) pour succéder au G-PON et au XG-PONl.

Des évaluations ont été menées sur la transmission optique, plus exactement au niveau de la couche physique (mesures de taux d'erreur, budget optique, portée) pour en déduire par la suite la faisabilité et la performance des systèmes. Deux thématiques ont structuré le travail de thèse sur la base de ce périmètre d'analyse : i) la recherche de solutions techniques pour optimiser le nombre de centraux « opticalisés », ii) la recherche de solutions dans le modem client pour permettre de se connecter à des solutions de type une longueur d'onde par client.

Un combineur optique sans pertes répondant au meilleur remplissage des cartes OLTs (Optical Line Termination) au Central Optique a été démontré. Ce combineur optique permet la réduction des sites NRO (Nœud de Raccordement Optique).

Cette thèse s'intéresse aussi à l'ONU (Optical Network Unit), l'équipement du côté du client qui est un élément fondamental qui impacte le modèle de coût dans les réseaux d'accès. Les ONU achromatiques (dont les émetteurs sont identiques quelque soit la longueur d'onde d'émission) étudiés sont soit à base de source large à découpage spectral (« Spectrum Slicing ») soit à base de lasers accordables. Ils offrent l'avantage de la simplicité dans une architecture dont le multiplexage et l'accès multiples sont basés sur la longueur d'onde.

Le format de modulation avancé de type OFDM et l'emploi de la technique de traitement de signal comme l'égaliseur sont également mis en relief dans ces travaux de thèse. Ces deux aspects correspondent à des mises en œuvre d'outils de l'état de l'art le plus récent pour compenser les pénalités d'une transmission optoélectronique.