



HAL
open science

La mise en œuvre, dans une chaîne de transmission optique, à haut débit, de filtres optiques à longueur d'onde centrale réglable

Sarah Benameur

► **To cite this version:**

Sarah Benameur. La mise en œuvre, dans une chaîne de transmission optique, à haut débit, de filtres optiques à longueur d'onde centrale réglable. Optique / photonique. Université de Limoges; Université Djillali Liabès (Sidi Bel-Abbès, Algérie), 2015. Français. NNT : 2015LIMO0044 . tel-01272120

HAL Id: tel-01272120

<https://theses.hal.science/tel-01272120v1>

Submitted on 10 Feb 2016

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.

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE DJILALI LIABES, SIDI BEL-ABBES-FACULTE DE TECHNOLOGIE

THESE EN COTUTELLE

Présentée pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

Discipline : électronique des hautes fréquences, photonique et systèmes

et *DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE SIDI BEL-ABBES*

Spécialité : Signaux et Systèmes de Communication

Par
Sarah BENAMEUR

*La mise en œuvre, dans une chaîne de transmission
optique, à haut débit, de filtres optiques à longueur d'onde
centrale réglable*

Thèse dirigée par Christelle AUPETIT-BERTHELEMOT et Malika KANDOUCCI

Soutenue le 30 Juin 2015 devant le jury composé de :

Zoubir MAHDJOUR
Mohamed CHIKHBLED
Iyad DAYOUB

Prof. Université de SBA
Prof. Université de Tlemcen
Prof. Université de Valenciennes
et du Hainaut-Cambrésis

Président
Rapporteur
Rapporteur

Christelle AUPETIT-
BERTHELEMOT
Jean-Michel DUMAS
Malika KANDOUCCI
Tarik BENDIMERED

Prof. Université de Limoges
Prof. Université de Limoges
Prof. Université de SBA
Prof. Université de Tlemcen

Examinatrice
Examinateur
Examinatrice
Invité

Dédicace

A mes parents

A Amine et Ismail

Remerciements

Je remercie Melle Malika KANDOUCI et Mme Christelle AUPETIT BERTELEMOT d'avoir, avec bienveillance, codirigée cette thèse. Je leur exprime toute ma gratitude pour avoir supervisé ce travail et m'avoir, au long de ce parcours, fait bénéficier de leur grande compétence scientifique, mais aussi de n'avoir eu de cesse de me former au travail de chercheur et de m'avoir accordé leur confiance. J'aimerais les remercier aussi pour leur présence, leur aide très précieuse, et de m'avoir si généreusement accordé de leur temps et de leur savoir.

J'exprime toute ma gratitude à Mr. Zoubir MAHDJOUR qui m'a fait l'honneur de présider mon jury de thèse. Je remercie de même MM. Iyad DAYOUB et Mohamed CHIKHBLED de m'avoir fait l'honneur d'accepter d'être rapporteurs de ce travail.

Je tiens également à remercier Mr. Tarik BENDIMERAD d'avoir accepté de faire partie de mon jury. Je remercie par ailleurs Mr. Jean Michel DUMAS pour ses précieux conseils. Je le remercie vivement d'avoir accepté l'invitation au jury.

Je remercie MM Dominique CROS et Dominique BAILLARGEAT, les 2 directeurs de Xlim pour m'avoir accueillie au sein du Laboratoire pour effectuer cette thèse, lors de mes séjours en France.

Je remercie Mme Marie Claude LEROUGE pour avoir pallié avec indulgence mes lacunes en matière de tâches administratives.

Enfin je ne saurais terminer sans remercier mes parents, sans qui rien de tout cela n'aurait pu être possible.

Droits d'auteurs



Cette création est mise à disposition selon le Contrat : « **Paternité-Pas d'Utilisation Commerciale-Pas de modification 3.0 France** » disponible en ligne :
<http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/3.0/fr/>

Sommaire

Remerciements	iii
Droits d'auteurs	v
Sommaire	vii
Introduction Générale.....	1
Chapitre 1 – Généralités sur les systèmes de télécommunications.....	5
I.1. Introduction.....	5
I.2. Structure des réseaux optiques.....	5
I.2.1. Les réseaux dorsaux mondiaux (ou backbone).....	6
I.2.2. Les réseaux métropolitains	7
I.2.3. Les réseaux locaux (d'accès)	7
I.3. Description des réseaux optiques passifs.....	8
I.3.1. Eléments constitutifs du PON.....	10
I.3.3. Architectures de réseau d'accès optique.....	11
I.3.4 Les PONs normalisés de l'ITU.....	14
I.4. Les futures générations du réseau d'accès optique.....	16
I.4.1 PON avec multiplexage en longueur d'onde (WDM).....	16
I.4.2 Architecture PON WDM "broadcast and select"	17
I.5 Les techniques de transmission : détail sur les techniques de multiplexage.....	19
I.5.1 Le multiplexage temporel optique (OTDM).....	20
I.5.2 Le multiplexage en longueur d'onde (WDM)	21
I.5.3 Accès Multiple par Répartition de Code en Optique (OCDMA)	24
I.5.4. SCM (Sub Carrier division Multiplexent)	24
I.6. Les techniques de modulation.....	24
I.6.1 Principe de la modulation optique	24
I.6.2 Codages en intensité (OOK)	28
I.6.3Autres formats d'amplitudes	32
I.6.4. Codage duobinaire	37
I.7. Conclusion	38
Chapitre 2 - Les composants pour les systèmes de transmission sur fibre optique à haut débit	41
II.1.Introduction :	41
II.2. Les composants émetteurs actuels.....	41
II.2.1. Le Laser à modulation directe ou DML	43
II.2.2 LES Lasers à gestion de « chirp » ou CML.....	45
II.2.3. Le Laser avec Modulation Externe (EML).....	45
II.2.4 Les Lasers Accordables :.....	46
II.3. Caractéristiques de propagation sur fibre optique	46
II.3.1 Atténuation	46
II.3.2 La dispersion chromatique.....	48
II.3.3 Dispersion modale de polarisation (PMD)	50
II.4. l'effet Kerr	52
II.4.1. Auto-modulation de phase (SPM)	53
II.4.2. Modulation de phase croisée (XPM)	55
II.4.3. Mélange à quatre ondes (FWM)	55

II.4.4. Modulation de phase croisée (i-XPM) et mélange à quatre ondes (i-FWM) intracanaux :	56
II.4.5 Effets non-linéaires corrélés au WDM :	57
II.4.6. Les effets du "crosstalk"	58
II.5. Techniques de réception :	60
II.5.1. Principe de fonctionnement d'un récepteur optique	60
II.5.2. La photodiode PIN	60
II.5.3. L'amplificateur à Trans-impédance :	60
II.6. Critères d'évaluation d'une transmission	61
II.6.1. Diagramme de l'œil	61
II.6.2. Taux d'erreur binaire : BER et Facteur Q	62
II.7 Conclusion	64
Chapitre3 – Les Filtres Optiques	67
III.1. Introduction :	67
III.2. Les filtres accordables	68
III.2.1. L'interféromètre Fabry-Pérot accordable :	69
III.2.2. Interféromètre de Mach Zehnder (MZ)	73
III.2.3. Réseau de Bragg (Fiber Bragg Grating - FBG)	74
III.2.4. Filtre acousto-optique (AOTF) :	75
III.2.5. Filtres électro-optiques accordables (EOTF)	76
III.2.6. Multiplexeurs à réseaux de guides déphaseurs AWG (ARRAYED WAVEGUIDE GRATING)	76
III.2.7. Filtres actifs AF (Active Filter)	76
III.2.8. Micro-résonateur en anneau RS (Ring Resonator)	77
III.3. Le démultiplexage des longueurs d'onde dans une architecture PON/ WDM	77
III.3.1. Multiplexeurs/Démultiplexeurs	78
III.3.2. Technologies	79
III.3.2.1. Les Réseaux de Bragg (FBG)	79
III.3.2.2. Les Phasars (AWG)	80
III.4. Propriétés des matériaux:	86
III.5. Conclusion:	86
Chapitre IV : Simulation et interprétations des résultats	87
IV.1 Introduction :	87
IV.2. Etude de filtres à base de réseaux de Bragg	87
IV.2.1. Description du système simulé	88
IV.2.2. Résultats des simulations pour un espacement de 50GHz	90
IV.2.3. Résultats des simulations pour un espacement de 25GHz	95
IV.2.4. Conclusion	98
IV.3. Etude de filtres à base de réseau de Bragg suivant le type de réseau choisi	99
IV.3.1. Théorie des réseaux de Bragg	100
IV.3.2. Types de réseaux	100
IV.3.3. Effet de la température sur le décalage en longueur d'onde de Bragg	103
IV.3.4. Résultats des simulations pour un espacement entre canaux de 50GHz	104
IV.4. Etude de l'impact du filtrage optique à l'émission et à la réception en fonction des paramètres intrinsèques du DML	111
IV.4.1. le cas d'un système DWDM	112
IV.4.2. Comportement du système avec un filtre à l'émission et la réception	116
IV.4.3. Conclusion	118
IV.5. Optimisation du filtrage optique à l'émission et à la réception pour le format DQPSK	119

IV.5.1 Description du système simulé	120
IV.5.2 Résultats et discussion	122
IV.5.3.Conclusion	125
Conclusion générale	127
Références– chapitre I.....	131
Références– chapitre II.....	134
Références– chapitre III	137
Références– chapitre IV	139
GLOSSAIRE.....	cxliii
Publications de l’auteur	cxlv
Table des illustrations.....	cxlvi
Table des tableaux	cxlix

Introduction Générale

L'évolution de la transmission des données par fibre optique s'est accélérée depuis l'apparition de la technique de multiplexage en longueurs d'ondes (WDM), qui permet d'atteindre des débits binaires de quelques Tbit/s transportés sur une seule et unique fibre. Après avoir transmis 2.5 Gbit/s, puis 10 Gbit/s par canal sur des longueurs de transmission qui atteignent des centaines de km, le besoin de transmettre un débit plus élevé (aujourd'hui supérieur ou égal à 40 Gbit/s) sur des longueurs de transmission de plus en plus grandes ne cesse de croître. Avoir le haut débit à l'accès est devenu une nécessité dans le monde actuel où la quantité et la qualité des informations à transporter augmente continuellement. Dans ce contexte le WDM permet d'augmenter les débits et le taux de partage dans le réseau. Malheureusement la sensibilité aux défauts de propagation augmente avec le débit, que ce soit pour les effets linéaires dus à la dispersion chromatique CD (*Chromatic Dispersion*) ou les effets non linéaires essentiellement induits par l'effet Kerr (dépendance de l'indice de réfraction de la fibre de l'intensité lumineuse). Les Réseaux d'accès optiques de prochaine génération sont prévus pour fournir plusieurs services simultanément sur le réseau commun. Les réseaux d'accès capables d'interconnecter un plus grand nombre d'utilisateurs avec une bande passante symétrique jusqu'à 10 Gbits/s par client seront nécessaires. L'objectif est d'atteindre la demande croissante en capacité, en performance et qualité de service QoS, par l'exploitation de la grande largeur de bande disponible sur fibre optique. Le défi sera dans l'exploitation de la bande passante de la fibre au maximum pour créer un réseau plus structuré. De plus, un défi de taille motive les chercheurs et équipementiers : augmenter la portée du réseau d'accès et le fusionner avec le réseau métro. Cette possibilité inclut la non régénération des données de multiples canaux sur de longues distances. Les réseaux d'accès futurs de longue portée devraient permettre de fusionner la structure de réseau d'accès/métro existante, en particulier en réduisant le nombre de centraux requis par rapport aux nombre d'abonnés connectés.

Le développement de composants intégrés vraiment rentables et sous-systèmes à faible puissance sont nécessaires pour les futurs réseaux optiques à haut débit. Ceux-ci doivent satisfaire des besoins spécifiques et bien ciblés, tels que la faible latence, l'auto-optimisation et le contrôle de topologie. En outre, les réseaux d'accès optique joueront un rôle important pour la convergence avec les réseaux d'accès radio. La demande croissante en efficacité spectrale et fonctionnement de l'accès sans fil mobile fait que de plus en plus de groupes exigent un nombre

toujours plus élevé de nœuds d'accès sans fil déployés, capables de maintenir l'accès sans fil multi-bandes et de mutualiser les réseaux.

D'une autre manière, l'objectif sera de rendre les réseaux optiques plus transparents et sécurisés. Ceci peut être atteint-en :

- Réduisant les conversions optique-électrique-optique inutiles parfois ;
- Permettant à plusieurs débits, formats de modulation, longueur d'onde et normes de circuler au travers de la même infrastructure ;
- assurant la sécurité de la couche optique tout en permettant l'échange sécurisé de données dans le réseau.
- Introduisant une réelle flexibilité dans les réseaux photoniques à travers des circuits fiables, faisant face à la demande de trafic croissante.

Tout cela en réduisant les temps de latence et en assurant une gestion de la qualité de service à la couche physique. Ceci se résume à un fonctionnement autonome des éléments de réseau, l'optimisation et l'utilisation efficace des ressources.

Pour répondre aux besoins précités, la technique de multiplexage en longueur d'onde WDM, très utilisée dans le cadre du réseau métropolitain fait partie des solutions envisagées pour le réseau d'accès dans le cadre d'un déploiement de type PON (Passive Optical Network) [1]. Pour ces applications il est nécessaire d'avoir *des filtres optiques* qui assurent une diaphonie réduite entre canaux, de faibles pertes, une large et « plate » bande passante ainsi qu'un espacement réduit entre canaux. La notion de filtrage joue un rôle très important dans de nombreux domaines de l'optique. La plupart des filtres réalisés dans ce cadre sont des filtres passifs, c'est-à-dire des filtres dont les propriétés spectrales sont définies une fois pour toutes et ne peuvent être modifiées. Toutefois, il est toujours possible de transformer les propriétés spectrales d'un filtre en jouant sur un grand nombre de paramètres physiques susceptibles de réaliser ce type d'action, et notamment : la température, qui permet de réaliser une variation d'indice via un effet thermo-optique, le champ électrique, qui permet de réaliser une variation d'indice via un effet électro-optique ou une contrainte mécanique, qui permet de réaliser une variation d'indice via un effet élasto-optique... etc..[2]

C'est dans ce contexte que le présent travail de thèse a été entrepris afin de caractériser et optimiser cet élément important qu'est le filtre, dans un réseau optique WDM.

Le premier chapitre de cette thèse a consisté à décrire les structures des réseaux optiques de façon générale afin de se familiariser avec les termes et les technologies employés, puis à présenter les différentes techniques de transmission utilisées (OTDM, OCDMA, WDM) et formats de modulation (NRZ, RZ, CSRZ, duobinaire, DPSK...etc...). Un second chapitre décrit les notions de transmission principales abordées tout au long du mémoire. Il présente les effets de propagation linéaires et non-linéaires que subit le signal lorsqu'il se propage dans une fibre optique, dans le cas du WDM. Il recense les composants émetteurs actuels (les diodes lasers à modulation directe DML de type DFB, des lasers à modulation externe EML...etc...) utilisés dans les réseaux WDM métropolitains et d'accès. Un troisième chapitre met en exergue les filtres utilisés dans les transmissions optiques DWDM. Un quatrième et dernier chapitre a été consacré aux simulations et évaluations des performances de liaisons DWDM en termes de taux d'erreur binaire (TEB), ceci en fonction des paramètres caractéristiques des filtres de multiplexeurs/démultiplexeurs (la largeur de bande, l'espacement et l'isolation entre canaux), et de résultats de fiabilité (étude du comportement des filtres au cours du vieillissement) trouvés dans la littérature. Des simulations de liaisons DWDM avec différents espacement entre canaux utilisant des DML comme émetteurs pour différents filtres optiques dans le but d'améliorer les performances en présence du chirp ont été effectuées. Ensuite différents formats de modulation autres que le NRZ-OOK et une optimisation du filtrage optique à l'émission et à la réception afin d'avoir de meilleurs performances en terme de TEB ont été intégrés dans les simulations.

Chapitre 1 – Généralités sur les systèmes de télécommunications optiques

I.1. Introduction

Cette thèse est la première en ce qui concerne les travaux de recherche sur les systèmes optiques au sein de l'Université de Sidi Bel-Abbès sous la responsabilité du professeur Kandouci, c'est pourquoi nous avons fait le choix de présenter dans ce premier chapitre les systèmes de télécommunications optiques au sens large. Ainsi nous déclinons dans une première partie les différentes strates du réseau pour converger vers le dernier niveau qui concerne le cœur de cette thèse, à savoir les réseaux d'accès de type PON.

I.2. Structure des réseaux optiques

D'une manière générale, un réseau de télécommunication par fibre optique peut être décomposé en trois catégories, comme présenté sur la figure I.1 :

- le réseau d'accès - couvrant des dimensions de l'ordre de quelques kilomètres à quelques dizaines, aussi appelé réseau local (Local Area Network : LAN),
- le réseau métropolitain (Metropolitan Area Network: MAN), ayant des dimensions de l'ordre de la centaine de kilomètres,
- le réseau cœur - s'étendant sur plusieurs centaines de kilomètres.

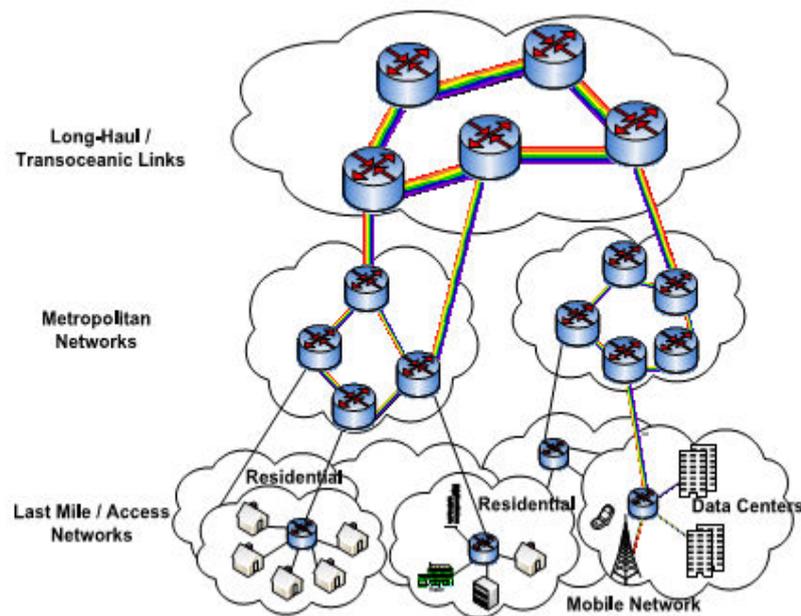


Figure I. 1 –Schématisation d’architecture d’un réseau optique.

Chacun de ces sous-réseaux à différentes fonctions à accomplir, auxquelles sont associées différents enjeux, besoins techniques et exigences de recherche, il doit répondre à la demande croissante de capacité des réseaux de télécommunication[2][3][4].

I.2.1. Les réseaux dorsaux mondiaux (ou backbone)

On les appelle également **les réseaux WAN (Wide Area Network)**. Ce sont généralement des réseaux dotés d’une structure maillée ou en anneaux où les débits de transmission de données sont supérieurs à 100 Gbit/s. Les distances d’interconnexions varient entre la centaine de kilomètres et plus de mille kilomètres, couvrant ainsi des zones géographiques à l’échelle des continents. Ils sont constitués par toutes les artères majeures de transmission au niveau mondial et supportent donc les échanges internationaux. Ils utilisent en partie les liaisons fibrées ultra-haut débit trans-océaniques. Comme exemple de dimension de ces artères, nous pouvons citer les liaisons trans-pacifiques entre le Japon et les USA qui atteignent une longueur de 9000 km, ou les liaisons transatlantiques entre l’Europe et les USA sur des distances de transmission de 6000 km. Dans ces applications, les réseaux optiques sont omniprésents avec des débits de transmission compris entre 2,5 et 10 Gbit/s par canal, et, en atteignant une capacité totale au tour des 640 Gbit/s [3]-[4]; la référence [5] présente une étude détaillée sur l’évolution de ces réseaux.

I.2.2. Les réseaux métropolitains

Encore appelé *réseau intermédiaire*, le réseau métropolitain est déployé pour faire le lien entre le réseau d'accès et le réseau de transport, il possède un environnement souvent très complexe et divers. Fondamentalement, on peut distinguer les réseaux métropolitains structurants et métropolitains d'accès. Les réseaux métropolitains sont généralement constitués d'anneaux de 80 à 150 km de circonférence avec six à huit nœuds. En revanche, *les réseaux métropolitains d'accès* sont des anneaux de 10 à 40 km de circonférence dotés de trois ou quatre nœuds avec des embranchements vers des sites distants. Les topologies logiques (profils de trafic) des réseaux métropolitains diffèrent radicalement de celles des réseaux longue distance. En effet, ils correspondent pour l'essentiel à des lignes interurbaines point à point avec tout au plus un ou deux multiplexeurs d'insertion-extraction optiques (OADM) pour insérer et extraire le trafic en des points intermédiaires. Les réseaux métropolitains introduisent une infrastructure optique à haut degré de connectivité. Les anneaux métropolitains se caractérisent généralement par un trafic maillé avec un certain degré de concentration lié à l'interconnexion avec le réseau longue distance. Les anneaux d'accès, à la différence, collectent en général le trafic de plusieurs nœuds pour le concentrer vers un nœud partagé avec un réseau métropolitain structurant. La complexité de ce réseau ne se traduit pas uniquement par le haut degré de connectivité. A la différence des réseaux longue distance, les réseaux métropolitains doivent prendre en charge des formats, des protocoles et des débits de transmission très divers, mêlant les trafics de la hiérarchie numérique synchrone (SDH) ou du réseau optique synchrone (SONET) ou d'autres encore. Pour supporter cette diversité, ces réseaux sont souvent équipés de cartes « transpondeur multi-débits universelles », acceptant n'importe quel débit de 100 Mbit à 2,5Gbit/s, pouvant assurer ultérieurement le trafic à 10 Gbit/s sans modification [3]-[4].

I.2.3. Les réseaux locaux (d'accès)

Le réseau local comprend tout ce qui est situé entre le réseau métropolitain et le terminal de l'abonné. Sa longueur varie de 2 à 50 km et sa capacité est au plus du même ordre de grandeur que celle du réseau métropolitain. Le réseau local optique est souvent constitué par une partie en fibre optique suivie d'une partie en conducteur métallique qui va jusqu'au terminal de l'abonné. Selon la localisation de la terminaison du réseau optique, différentes configurations sont envisageables:

- **FTTH / FTTO** (*Fiber To The Home / Fiber To The Office*) : La terminaison du réseau optique, propre à un abonné, est implantée dans ses locaux. La fibre

optique va donc jusqu'au domicile ou au bureau. Pour effectuer le raccordement terminal des clients, on peut utiliser soit un câble Ethernet, soit la terminaison en cuivre traditionnelle équipée en VDSL 2 (Very high speed Digital Subscriber Line). Le VDSL 2 (nouvelle norme DSL) autorise des débits de 40 Mbits/s descendant et 15 Mbit/s ascendant, mais seulement pour des clients très proches du DSLAM « *Digital Subscriber Line Access Multiplexer* », (quelques centaines de mètres au plus), avec des débits variant selon la distance, à la différence de la fibre qui ne présente pas ces contraintes.

- **FTTB** (*Fiber To The Building*) : La terminaison optique est localisée soit au pied de l'immeuble, soit dans un local technique, soit dans une armoire ou un conduit sur le palier. Elle est généralement partagée entre plusieurs abonnés qui lui sont raccordés par des liaisons en fil de cuivre.
- **FTTC** (*Fiber To The Curb*) : La terminaison de réseau optique est localisée soit dans une chambre souterraine, soit dans une armoire du sous répartiteur sur la voie publique, soit dans un centre de télécommunications, soit sur un poteau. Selon le cas, il est envisagé de réutiliser le réseau terminal en cuivre existant ou de mettre en œuvre une distribution terminale par voie radioélectrique [3][4][6][11].

I.3. Description des réseaux optiques passifs

Le déploiement des réseaux d'accès optique était très limité jusqu'en 2003. Il était cantonné à quelques liaisons point-à-point pour connecter des entreprises ayant besoin d'une bande passante importante.

Le premier véritable déploiement a eu lieu au Japon et son essor continu actuellement à très grande vitesse. Le réseau optique passif PON (*Passive Optical Network*) est l'architecture très majoritairement choisie [4][8], ainsi la technologie FTTH remplace progressivement le xDSL (figI.2).

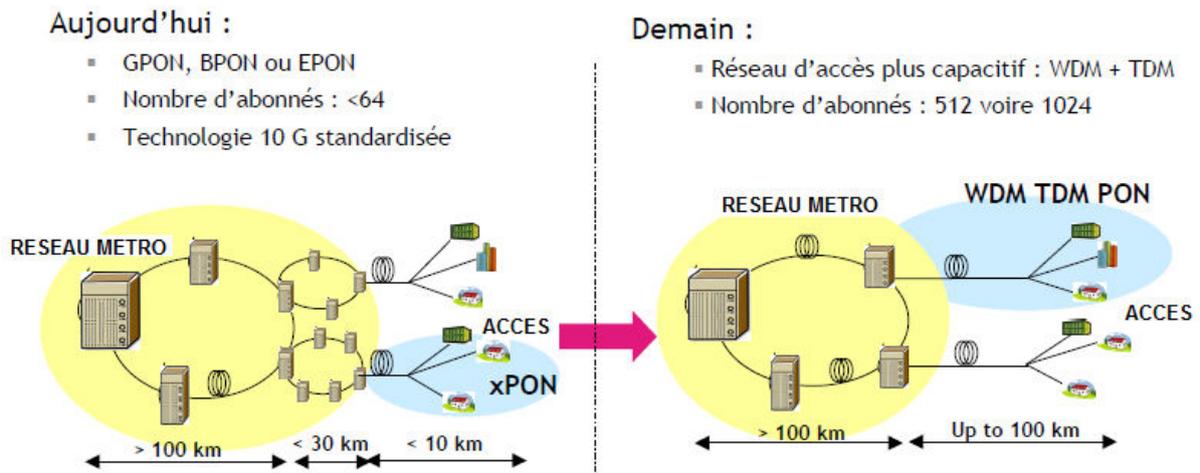


Figure I. 2 l'évolution des réseaux d'accès et Metro.

Le réseau optique passif PON (*Passive Optical Network*) est l'architecture très majoritairement choisie, il est composé d'éléments optiques passifs, car les distances à parcourir ne nécessitent pas de régénération du signal ; ceci évite le besoin de courant électrique entre le nœud central de distribution et l'abonné, et réduit les coûts de matériel, d'installation, d'opération, et d'entretien du réseau [4][8].

Sur la figure (I.3), on distingue trois parties principales dans l'architecture du réseau d'accès: le central, le point d'éclatement, le client.

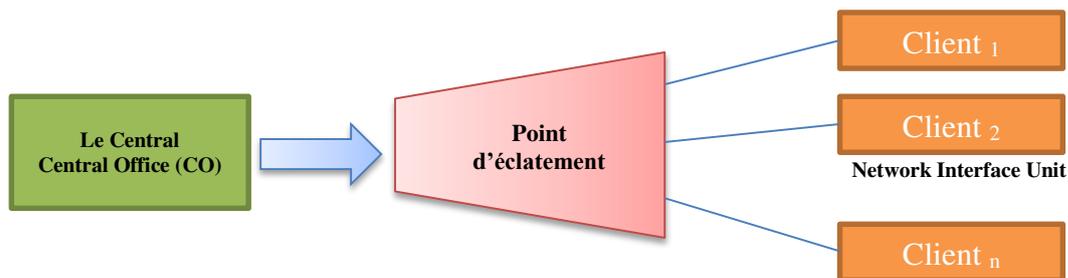


Figure I. 3 Architecture de base du réseau d'accès (PON).

- *Le central (Central office –CO)* coordonne l'émission – réception des données en provenance des utilisateurs ou l'inverse, et permet de faire la liaison avec les réseaux supérieurs,
- *Le point d'éclatement* a pour rôle de distribuer le flux descendant et montant à destination,

- *Network Interface Unit* situé au niveau du block utilisateur et permet la connexion au réseau, selon le type de technologie d'accès cette partie peut avoir plusieurs appellations telles que ONU (Optical Network Unit), ONT (Optical Network Terminal) comme nous allons le voir plus bas.

I.3.1. Eléments constitutifs du PON

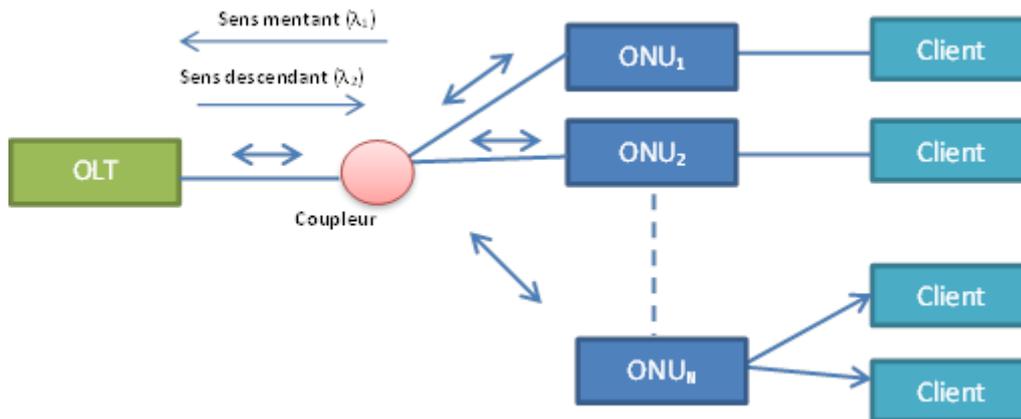


Figure I. 4 Les éléments constitutifs du PON

- ✓ Le terminal de liaison optique **OLT** (Optical Link Terminal) : élément actif au niveau du central *constitue l'équipement d'émission - réception*.
- ✓ L'**ONU** (Optical Network Unit) : la partie client est partagée entre **plusieurs clients** et suivie d'une transmission secondaire (cas des FTTCab/Curb/Building) ; elle sélectionne les paquets à destination de l'abonné qui lui est raccordé.
- ✓ Terminal du réseau optique l'**ONT** (Optical Network Terminal) : c'est l'interlocuteur direct de l'OLT. Il est placé au niveau de chaque logement dans le cas mono-client FTTH ; il constitue la partie réceptrice des signaux descendants et émettrice des signaux montants.
- ✓ Le **Coupleur** est un équipement passif qui divise le signal dans le sens descendant et additionne les signaux dans le sens montant. Les pertes qui affectent de façon très importante le budget de liaison sont l'inconvénient majeur du coupleur. Ces pertes s'élèvent à $10 \times \log N$ pour un coupleur $1 \times N$, ce qui donne environ 15 dB pour un partage entre 32 utilisateurs. Le passage à des taux de partage plus importants est donc très limité [8][10].

I.3.2. Les règles de partage de la fibre

Le trafic descendant et le trafic montant sont envoyés sur deux longueurs d'onde différentes (*1490 nm pour la voie descendante, et 1310 nm pour la voie montante*). Pour le sens descendant, l'OLT diffuse les données des abonnés destinataires, multiplexées en temps (TDM). Puis, le signal est divisé par un coupleur (*splitter*) et dirigé vers les ONUs. Par conséquent, chaque ONU sélectionne le paquet qui lui est destiné et supprime les autres paquets.

Dans le sens montant (de l'abonné vers le réseau métropolitain), l'ONU émet ses données dans l'intervalle de temps qui lui a été attribué. Cette transmission repose donc sur une technique TDMA (Time Division Multiple Access). L'inconvénient principal de cette liaison est la nécessité de synchronisation des ONUs et des OLTs afin d'éviter les collisions et les pertes de données [4][10].

I.3.3. Architectures de réseau d'accès optique

Les réseaux d'accès optique actuellement déployés se présentent sous les architectures suivantes :

- le point à point ou architecture passive,
- le point à multipoints ou architecture active

Le choix de l'architecture 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.

(a) L'architecture Point à Point :

Le point à point est l'architecture la plus simple qui soit en termes de topologie physique puisqu'elle consiste à avoir un lien physique en fibre optique directement entre le central et le client (généralement bi-fibre). La fonction de concentration est assurée par un équipement au NRA.

Cette architecture permet une étanchéité absolue entre les lignes des différents abonnés : aucun risque de sécurité, et garantie absolue de disponibilité totale de la ligne (aucun partage de débit) [6][8].

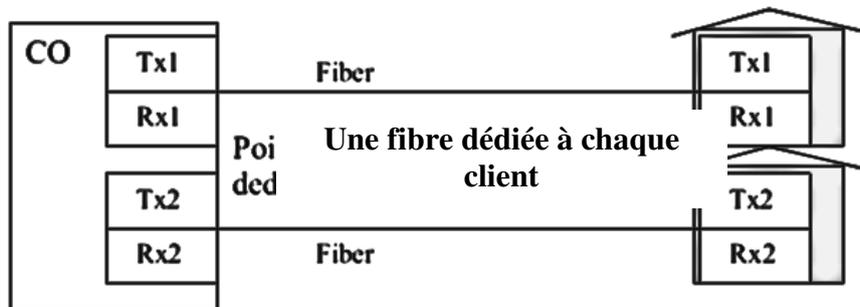


Figure I. 5. Architecture Point à Point.

(b) L'architecture point multipoint passif :

L'architecture Point-Multi-Point optique permet de mutualiser l'infrastructure entre plusieurs clients. 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. Le PON est un réseau point-multipoint (P2MP) dans lequel le médium est la fibre optique [8].

Une fibre unique part du central et dessert plusieurs habitations, lesquelles sont raccordées à cette fibre au niveau de l'équipement passif (coupleur ou *splitter*), placé à proximité de la zone à desservir. Chaque maison reçoit toutes les informations envoyées par l'équipement central (OLT) ; l'équipement récepteur (ONT) de chaque abonné assure le filtrage. Cette architecture permet des économies sur la quantité de fibres à poser, et donc sur le dimensionnement des infrastructures d'accueil [6].

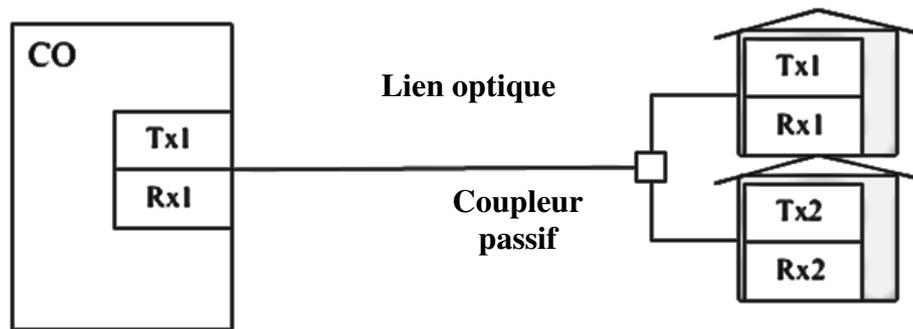


Figure I. 6 Architecture Point Multipoint passif.

(c) L'architecture point-multipoint actif :

Proche de la configuration précédente, le coupleur étant remplacé par un commutateur, équipement électronique capable d'aiguiller le signal. Les informations envoyées depuis le central sont traitées par le commutateur, qui les retransmet uniquement sur la fibre de l'abonné destinataire. Cette architecture, de par la présence d'éléments actifs dans l'arbre optique, est d'exploitation complexe à grande échelle [6]. On y distingue deux scénarii différents, le premier scénario (FTTH) est « tout optique » jusqu'au client final alors que le deuxième comprend une partie finale en VDSL (FTTx) [8].

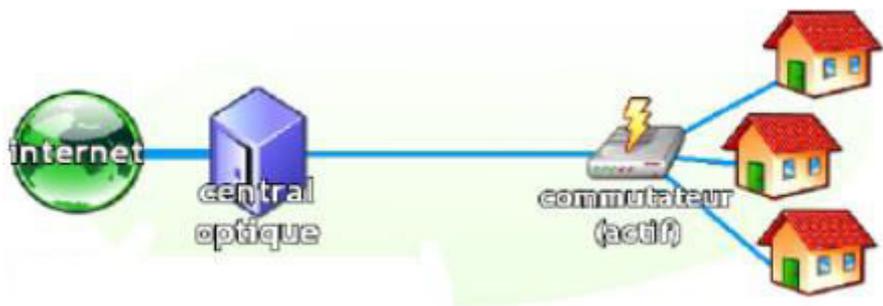


Figure I. 7 Architecture Point multipoint actif

La Figure (I.7) présente l'architecture générale d'une solution tout optique avec des éléments d'agrégation actifs dans le réseau d'accès. Un lien optique relie l'OLT à l'élément actif, chaque élément actif relie les clients en optique pour une configuration **FTTH** ou bien en cuivre pour une configuration **FTTx/VDSL**.

La dernière configuration offre une infrastructure partiellement partagée et permet une migration assez facile entre cuivre et fibre ; son unique inconvénient est la présence de l'élément actif d'où la nécessité d'une alimentation [8].

I.3.4 Les PONs normalisés de l'ITU

A l'heure actuelle les PONs déployés incluent les réseaux hauts débits optiques passifs (BPON : Broadband Passive Optical Network) appuyés par l'instance de normalisation ITU (ou IUT)- International Telecommunication Union), les réseaux optiques passifs Ethernet (EPON : Ethernet Passive Optical Network) appuyés par le groupe d'Ethernet IEEE (ou Institute of Electrical and Electronic Engineers), les réseaux optiques passifs gigabit (GPON : Gigabit-capable Passive Optical Network) [UIT - T G984.1], et le 10G PON (IEEE 802.3av - 2009 et l'UIT - T G.987) [10].

Le G-PON utilise l'ATM pour la voix, l'Ethernet pour les données et une encapsulation propriétaire pour d'autres services. Par contre l'EPON utilise l'IP pour transporter les données, la voix et la vidéo [4][11]. 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[4][8][11].

Tous ces PON utilisent le multiplexage temporel (TDM) dans le sens descendant, où les données sont envoyées sur une seule et même porteuse optique, et Time Division Multiple Access (TDMA) pour le sens montant. Des travaux sont en cours sur WDM - PON[16][17].

	<i>BPON</i>	<i>EPON</i>	<i>GPON</i>	<i>XG-PON</i>
<i>Standard</i>	ITU G983	IEEE 802.3ah	ITU Rec.G984.x	ITU G984
<i>Débit Mbit/s</i>	622.08 (D) 155.52 (M)	1000 symétriques	2488 (D) 1244 (M)	9952(D) 2488(M)
<i>Longueur d'onde</i>	1490	1490	1490	1577
<i>Descendante (nm)</i>				
<i>Longueur d'onde</i>	1310	1310	1310	1270
<i>Montante (nm)</i>				
<i>Nombre de clients</i>	64Max	16 à 32	60	Possible 132
<i>Distances (km)</i>	20	20	60 max	20 max
<i>Budget optique (dB)</i>	15/20/25	15/20/	15/20/25/28	29/31 demandé

Tableau I. 1. Récapitulatif des performances des réseaux PON normalisés [7],[12][13][14][15]

La différence concerne principalement le débit et le nombre de clients desservis par standard. Les longueurs d'ondes 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'IUT 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)[18].

I.4. Les futures générations du réseau d'accès optique

La technique de multiplexage utilisée pour concevoir les futurs réseaux d'accès optiques est influencée par le nombre d'utilisateurs, le débit par utilisateur, la distance de fonctionnement et le coût de l'architecture : par conséquent de nouvelles techniques de multiplexage seront peut-être alors nécessaires.

Les paragraphes suivants présentent différentes solutions utilisables pour un accès très haut débit avec quelques architectures types des futures générations du réseau PON qui sont en cours d'étude.

I.4.1 PON avec multiplexage en longueur d'onde (WDM)

Le multiplexage en longueurs d'onde, ou WDMA (Wavelength Division Multiple Access) est basé sur le fait qu'un grand nombre de longueurs d'onde peuvent se propager simultanément dans une fibre sans interférer entre elles (en respectant certaines précautions). Le WDM permet une transparence vis à vis du format des informations véhiculées ainsi, les signaux portés par les différentes longueurs d'onde peuvent être de débits et de formats très variés (transport simultanément de la voix dans des trames SDH, de la vidéo dans des cellules ATM, des données dans des trames IP...etc...).

Il a été introduit tout d'abord comme réponse à une augmentation des débits et du taux de partage dans le réseau d'accès. En effet, la limite en débit imposée par le TDM peut être évitée en introduisant le WDM et en affectant, par exemple, 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 et de la mutualisation de la fibre.

Il existe principalement deux techniques de PON WDM, l'une utilisant un coupleur comme composant de répartition, il s'agit alors du "*broadcast and select*", l'autre utilisant un multiplexeur et faisant appel à du démultiplexage spatial [8][23].

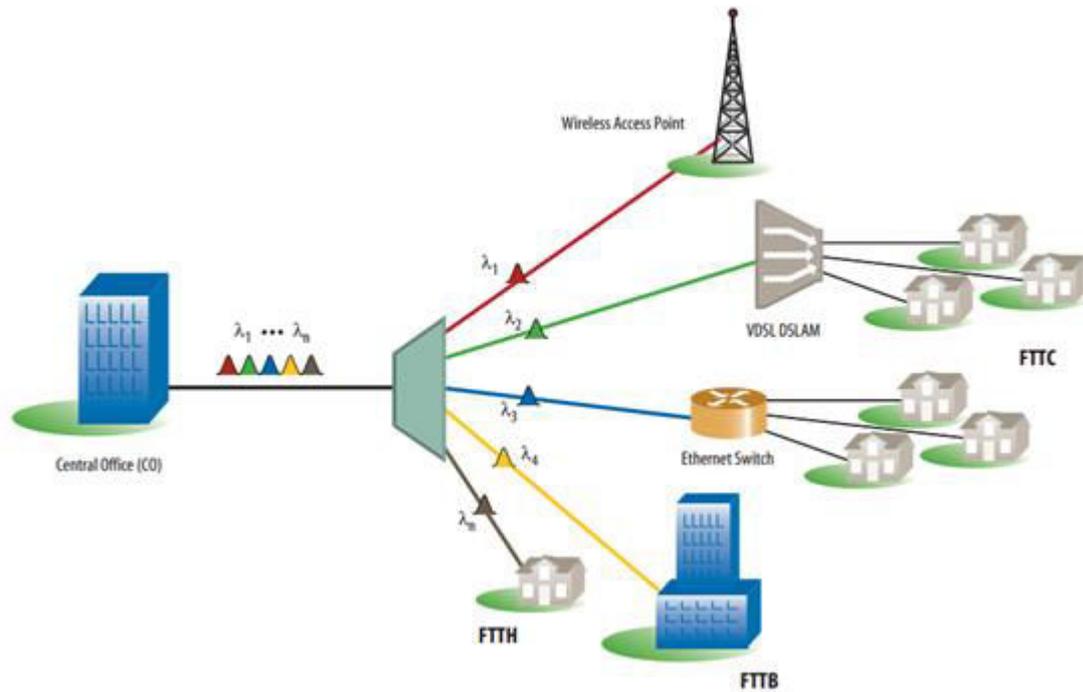


Figure I. 8 le principe de l'accès multiple en longueur d'onde [2]

I.4.2 Architecture PON WDM "broadcast and select"

- **Principe:**

Cette architecture est une évolution de l'architecture des PON actuels. L'élément principal qui est le coupleur passif 1xN est conservé, il va diffuser toutes les longueurs d'onde émises par le central à tous les clients ("*broadcast*"). Ensuite il s'agit à chaque ONU de filtrer correctement pour ne recevoir que les données qui lui sont destinées ("*select*"). L'inconvénient majeur est qu'il faut autant de filtres différents que de clients raccordés au coupleur. Une solution plus souple est d'avoir un filtre accordable chez chaque client, et d'accorder la longueur d'onde de filtrage correctement à distance. Ceci permet d'avoir des modules identiques à l'ONU, ce qui est favorable à la production de masse et à une baisse des coûts. Il existe une configuration unidirectionnelle avec deux fibres, une pour chacune des voies montante et descendante ou bidirectionnelle une seule fibre pour les deux sens cf. Figure (I.9) [19].

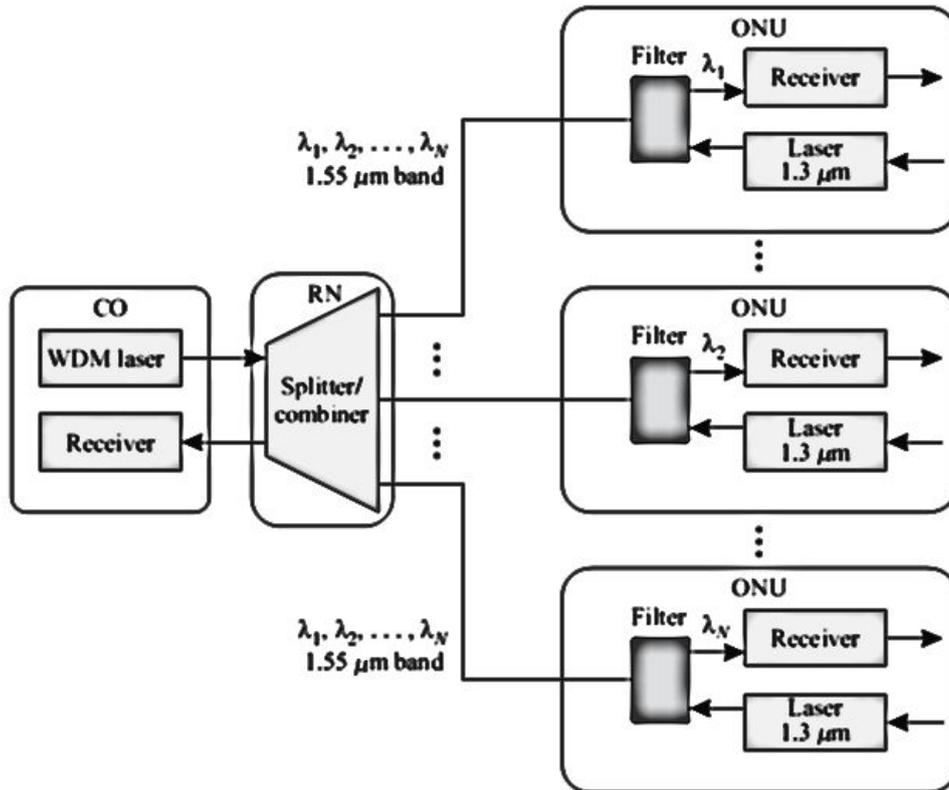


Figure I. 9 Architecture PON WDM bidirectionnelle « Broadcast and select »[22]

Comme déjà mentionné auparavant, les pertes du coupleur sont proportionnelles au nombre de ports N : et sont égales, en décibel, à $10\log(N)$, ce qui donne le tableau suivant :

Coupleur	1x2	1x4	1x8	1x16	1x32	1x64	1x128
Pertes	3dB	6 dB	9 dB	12 dB	15 dB	18 dB	21 dB

A ces pertes, fonction du partage, il faut rajouter les pertes intrinsèques du coupleur, les pertes dues à la fibre (20 km équivalent environ à 5 dB), les pertes des filtres optiques (0,5 à 7 dB suivant la technologie employée, la forme du filtre, sa largeur à 3 dB, s'il est accordable ou non), les pertes des multiplexeurs à l'OLT ainsi que les pertes des soudures et connecteurs (1 à 2 dB). Ce budget de liaison fait qu'il est difficile de dépasser 64 ONUs par PON comme dans les PONs TDM.

- La diffusion impose l'utilisation d'un cryptage des informations pour préserver la confidentialité des données, tout comme dans les PON TDM.
- Le filtre accordable peut amener une possibilité de reconfiguration mais pour un coût assez élevé actuellement.

I.5 Les techniques de transmission : détail sur les techniques de multiplexage

Les fibres optiques possèdent, dans la fenêtre spectrale généralement utilisée, une bande utilisable très importante (environ 15 THz autour de la longueur d'onde 1,55 μm : Bande C et L).

Bande	Description	Longueur d'onde (nm)
La bande O	Original	1260 à 1360
La bande E	Extended	1360 à 1460
La bande S	Short	1460 à 1530
La bande C	Conventional	1530 à 1565
La bande L	Long	1565 à 1625
La bande U	Ultra Long	1625 à 1675

Tableau I. 2. les différentes bandes de transmission pour fibre optique [12]

Théoriquement, les débits qui peuvent être transmis sont extrêmement élevés. C'est d'autant plus intéressant qu'aujourd'hui le nombre et la taille des informations échangées sont de plus en plus importants. Néanmoins, actuellement, le traitement électronique des signaux électriques avant modulation et après détection n'atteint pas de telles fréquences. C'est pourquoi diverses solutions ont été imaginées pour profiter des capacités de la fibre optique et augmenter le transfert d'informations sur un même canal. Dans la plupart des cas, le principe reste identique : utiliser N signaux au débit D équivalent en termes de capacité à un signal au débit $N \cdot D$. C'est ce qu'on appelle le multiplexage, et les débits transportés seraient plus importants. Pour conserver l'intégrité de chaque signal sur le canal, le multiplexage introduit, entre les signaux, une séparation temporelle, spatiale ou fréquentielle [20][21].

I.5.1 Le multiplexage temporel optique (OTDM)

Le multiplexage TDM (Time Division Multiplexing), ou Multiplexage à Répartition Temporelle (MRT)) consiste à affecter à un utilisateur unique la totalité de la bande passante pendant un intervalle de temps, à tour de rôle pour chaque utilisateur (Figure I.10). L'allocation de cette bande passante se fait en divisant l'axe du temps en périodes de durée fixe, et chaque utilisateur ne va transmettre que pendant une de ces périodes déterminée.

Le multiplexage TDM permet alors de regrouper plusieurs canaux de communications à bas débits sur un seul canal à débit plus élevé (par exemple, conception d'un débit 40 Gbits/s, à partir de 4 séquences à 10 Gbits/s).

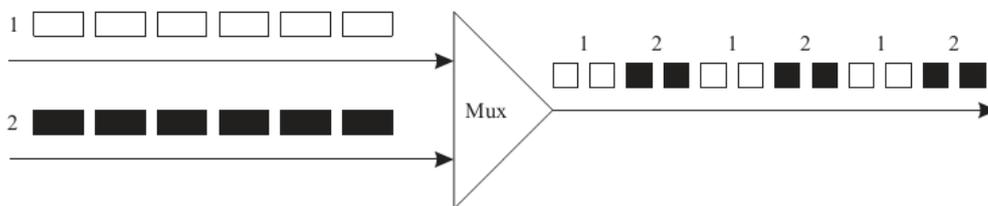


Figure I. 10 Répartition des périodes dans le cas d'un multiplexage TDM pour 2 utilisateurs.

Le multiplexage temporel peut être réalisé optiquement (OTDM, Optical Time Division Multiplexing). L'émetteur est constitué de N sources optiques en parallèle modulées au débit D_b bit/s. Cette technique nécessite un codage de type RZ pour que les impulsions codées aient une durée inférieure à T_b/N et que le multiplexage optique puisse se faire sans recouvrement optique. Le multiplexage optique temporel fournit une technique d'accès utilisable dans les réseaux locaux. Le temps est partagé entre les différents utilisateurs : chacun d'eux dispose d'une tranche temporelle pour émettre. Les différents signaux sont « assemblés » pour être transmis sur une porteuse optique unique [22].

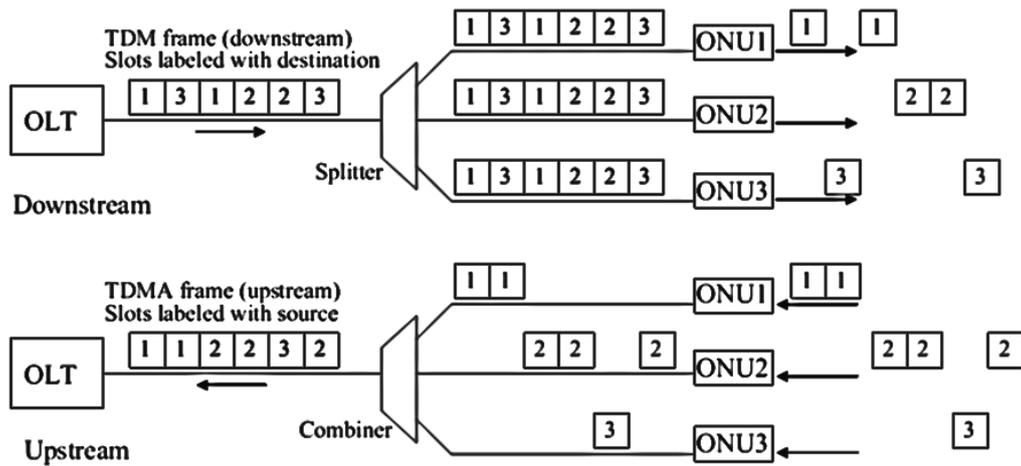


Figure I. 11 Le principe du TDM PON (sens descendant – Downstream, et sens montant - Upstream).

Limites du TDM

- Avec la montée en débit, le coût des sous-systèmes émetteur-récepteur optiques devient très important.
- La limite en vitesse de l'électronique pose problème à des débits élevés.
- Le multiplexage temporel TDM PON rencontre des limites au niveau de la synchronisation et des modules de réception à l'OLT.

Le défi est de concilier la montée en débit et la réutilisation de l'infrastructure existante. 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 [23].

I.5.2 Le multiplexage en longueur d'onde (WDM)

Le multiplexage à répartition de longueur d'onde WDM permet de transmettre l'information sur plusieurs longueurs d'onde, et de multiplier ainsi le débit de la liaison. Le signal lumineux composé de toutes ces longueurs d'onde va transiter sur la fibre, et le récepteur ou le nœud de répartition n'aura qu'à démultiplexer le signal pour obtenir les différents canaux de départ.

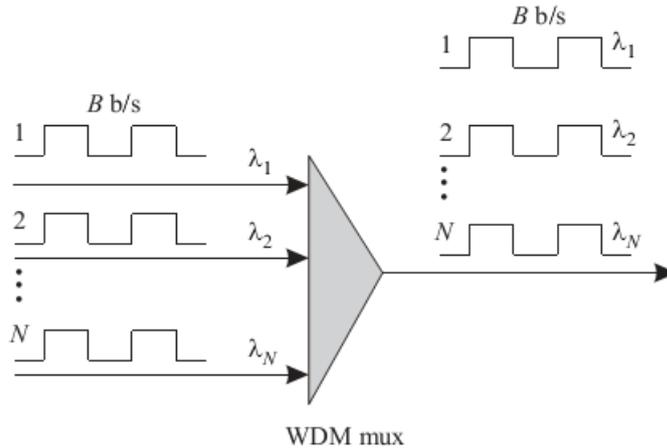


Figure I. 12 Schéma de principe du multiplexage WDM.

L'utilisation du multiplexage WDM nécessite un ensemble de diodes laser émettant à des longueurs d'ondes différentes mais assez proches, et démultiplexeurs/démultiplexeurs optiques pour combiner/séparer l'ensemble des signaux optiques dans la fibre. Il permet aux équipementiers d'opérer de précieuses économies en évitant le déploiement de fibres supplémentaires. L'installation d'une liaison WDM ne nécessite pas une restructuration complète des réseaux existants. Il suffit d'ajouter aux extrémités des lignes actuelles des composants de multiplexage et démultiplexage, accompagnés d'amplificateurs optiques pour compenser les pertes intrinsèques des composants [23]. Cependant ces modifications entraînent un coût conséquent à prendre en compte en particulier dans le cadre du réseau d'accès.

Le multiplexage WDM est caractérisé par l'intervalle entre deux longueurs d'onde minimum à considérer. On peut distinguer les catégories suivantes :

❖ **Le multiplexage dense (DWDM) :**

On parle de Dense WDM lorsque l'espacement entre canaux est inférieur à 1.6nm. De ce fait, le nombre de canaux qui peuvent être véhiculés dans une fibre optique est important (jusqu'à 32 canaux sur la bande C et 128 sur l'ensemble des bandes: C, S et L (voir Tableau I.2). C'est pour ce type de liaison que l'engouement est le plus grand, le débit proposé étant très important.

Cependant la liaison DWDM nécessite une technologie très coûteuse. Il est nécessaire d'avoir des sources lasers et des récepteurs stabilisés en température, et des composants multiplexeurs/démultiplexeurs aussi stables que possible à cause du faible espacement entre canaux. Ce système est essentiellement utilisé pour le déploiement de réseau très longue distance.

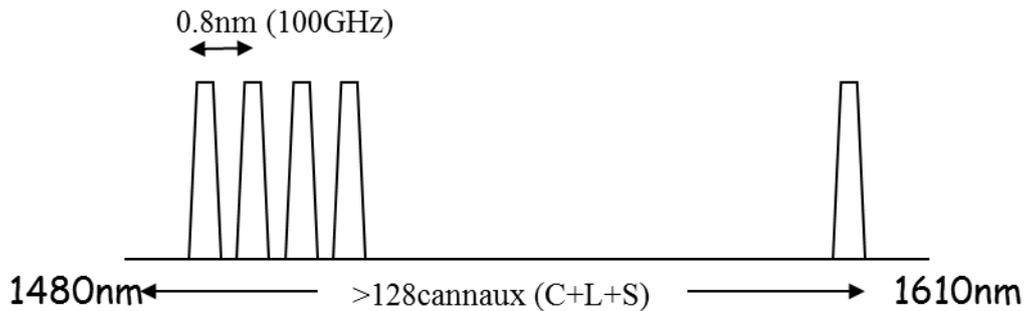


Figure I. 13 Exemple d'allocation en longueur d'onde pour le DWDM.

❖ **Le multiplexage de canaux largement espacés (Coarse WDM) :**

On parle de CWDM lorsque l'espacement entre les canaux est important, soit 10 nm ou 20nm. Le nombre de canaux disponibles sur la bande C n'est plus que de 4 ou 8 au maximum. Par contre pour chaque canal ayant une bande plate suffisamment large, il n'est plus nécessaire d'utiliser des composants émetteurs et récepteurs stabilisés en température. Ceci réduit considérablement le coût. Ce système est adapté aux réseaux d'accès et métropolitain qui nécessitent un grand nombre de composants et relativement peu de bande passante.

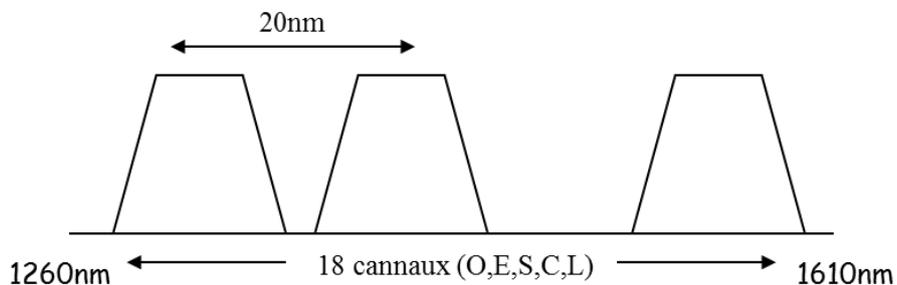


Figure I. 14 Exemple d'allocations en longueur d'onde pour le CWDM.

I.5.3 Accès Multiple par Répartition de Code en Optique (OCDMA)

Une troisième méthode de multiplexage est l'Accès Multiple à Répartition par Code (AMRC ou CDMA, Code Division Multiple Access). Le signal correspondant au 1 est remplacé par une séquence de code qui est une clé caractéristique du destinataire du message. Les codes utilisés ont des propriétés de corrélation particulière afin que les différents flux de données codées puissent être transmis simultanément sur la même longueur d'onde. Cette technique nécessite un niveau de synchronisation élevée, ce qui augmente la complexité du système et par conséquent le coût et qui fait qu'elle n'a pas été retenue par les opérateurs à ce jour [9][24].

I.5.4. SCM (Sub Carrier division Multiplexent)

Pour le multiplexage à sous-porteuse, plusieurs signaux sont multiplexés dans le domaine radiofréquence (RF) puis transmis sur une porteuse optique unique. L'atout majeur de cette technique comparée aux autres est que la technologie des composants en micro-ondes est bien plus mature que celle des composants optiques, comme par exemple la stabilité des oscillateurs microondes, la sélectivité des filtres, en comparaison de leurs homologues en optique [26]. Mais pour des débits élevés, des largeurs de bandes électriques élevées sont nécessaires (composants à grande vitesse donc plus coûteux). C'est l'un des inconvénients majeur de la SCM, qui entraîne de sévères restrictions à son application aux réseaux d'accès [24].

Ces techniques de multiplexage décrites peuvent être combinées afin d'accroître la capacité du réseau et utiliser efficacement les ressources de la fibre. Plusieurs approches hybrides peuvent être élaborées, la plus fréquente étant de combiner le TDM et le WDM en raison de son potentiel et de sa simplicité de mise en œuvre, et c'est une des méthodes retenue pour les réseaux optiques passifs de 2^{ème} génération (NGPON2)[1][24].

I.6. Les techniques de modulation

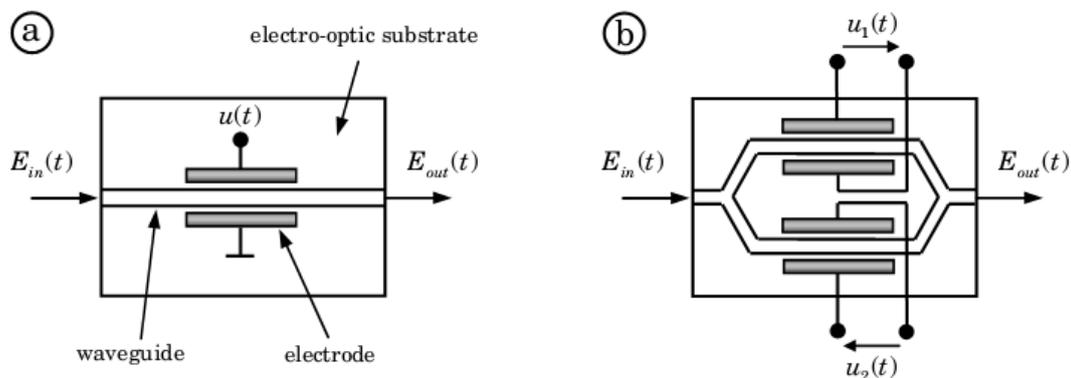
I.6.1 Principe de la modulation optique

La modulation optique permet de transmettre des informations binaires sur fibre optique, en effectuant une conversion des données électriques en données optiques. Pour cela,

il existe principalement deux techniques : la modulation directe (IM : Intensity Modulated) et la modulation externe.

La modulation directe est certainement la méthode la plus simple à mettre en œuvre, elle consiste à moduler directement le courant de la diode laser. Cette modulation d'amplitude s'accompagne, par contre, d'une modulation parasite de la phase (ie la fréquence) du signal optique, communément appelé *Chirp*. De plus, le temps de réaction des lasers, les oscillations, et le bruit (RIN : Relative Intensity Noise) font que la modulation directe engendre pour les hauts et les très hauts débits certaines dégradations sur le signal optique modulé. Afin d'éviter ces limites et pour pouvoir utiliser des formats de modulation plus variés, il est préférable d'utiliser un modulateur externe, qui permet de moduler directement le flux lumineux en sortie du laser et non pas le courant d'alimentation à l'entrée du laser. En ce qui concerne les modulateurs d'amplitude, il en existe principalement deux sortes : les modulateurs à électro-absorption (EAM pour Electro-Absorption Modulator) et les modulateurs Mach-Zehnder (MZM pour Mach-Zehnder Modulator). Il existe aussi des modulateurs de phase (PM pour Phase Modulator). Les vitesses atteignables ainsi que les caractéristiques des signaux en sortie de l'émetteur dépendent principalement des propriétés des matériaux et de la technologie employée lors de la fabrication du modulateur [23],[25].

- Le modulateur de phase consiste simplement en une cellule électro-optique comme représenté sur la figure (1.15.a), la phase de l'onde est alors directement modulée et varie continuellement avec la tension de commande [25].



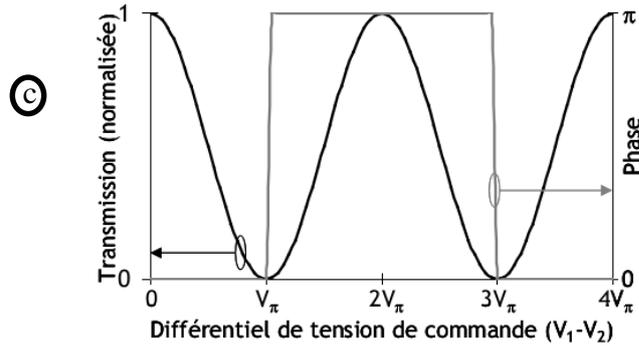


Figure I. 15 Exemple de modulateurs électro-optiques : (a). Modulateur de phase (b). Modulateur optique Mach-Zehnder, (c). La fonction de transfert en amplitude du modulateur MZM.

❖ Le modulateur Mach-Zehnder

Le modulateur Mach-Zehnder est un interféromètre à deux ondes, constitué de deux bras recevant chacun la moitié de la puissance lumineuse à l'entrée. L'indice de réfraction de l'une des cellules placé sur l'un des bras, est modifié par l'application d'une tension, provoquant ainsi un déphasage entre les deux faisceaux. Ce déphasage est converti en variation d'intensité du signal optique par l'interférence entre les signaux déphasés issus des deux bras. La Figure (1.15.b), montre le schéma d'un MZM [23][25]. Suivant leur différence de phase relative, les deux faisceaux interfèrent de manière constructive, et ainsi la totalité de la puissance optique est disponible en sortie de l'interféromètre, ou de manière destructive (aucune lumière n'est disponible en sortie). La fonction de transfert en amplitude du MZM est donnée par l'équation 1.1 [25] :

$$\frac{E_e}{E_s} = \frac{1}{2} (e^{+i\varphi_1(t)} + e^{-i\varphi_2(t)}) \quad (1.1)$$

Où E_e et E_s représentent les champs électriques du signal optique d'entrée et de sortie respectivement. $\varphi_1(t)$ et $\varphi_2(t)$ représentent le déphasage sur chacun des bras du MZM. $u_1(t)$ et $u_2(t)$ sont les deux tensions de commande des cellules électro-optiques sur chacun des bras du MZM. V_π est une tension caractéristique du modulateur, représentant la tension nécessaire pour obtenir une différence de phase interne égale à π entre les deux bras, la valeur typique de cette tension va de 3V à 6V. Dans le cas général, la fonction de transfert du MZM comporte un terme

de phase. Ce terme peut être considéré comme un "chirp", l'expression de la phase est donnée alors par l'équation 1.2 [25] :

$$\varphi_1(t) = \frac{u_1(t)}{V_{\pi 1}} \cdot \pi, \varphi_2(t) = \frac{u_2(t)}{V_{\pi 2}} \cdot \pi, \quad (1.2)$$

Lorsqu'on utilise le MZM en mode « push-push », ce qui signifie qu'un déphasage identiques $\varphi(t) = \varphi_1(t) = \varphi_2(t)$ est induit dans les deux bras (par exemple avec $u_1(t) = u_2(t) = u(t)$ et $V_{\pi 1} = V_{\pi 2} = V_{\pi}$), une modulation de phase pure est obtenue. D'autre part, lorsqu'on fait en sorte d'obtenir un déphasage négatif sur l'un des bras par rapport à l'autre ($\varphi_1(t) = -\varphi_2(t)$, par exemple avec $u_1(t) = -u_2(t) = u(t)/2$ et $V_{\pi 1} = V_{\pi 2} = V_{\pi}$), on parle alors de mode « push-pull » ainsi une modulation d'amplitude sans "chirp" est obtenue. La fonction de transfert en amplitude du modulateur dans ce cas de figure, est donnée par l'équation 1.3 [25] :

$$E_s(t) = E_e(t) \cdot \cos\left(\frac{\Delta\varphi_{MZM}(t)}{2}\right) = E_{in}(t) \cdot \cos\left(\frac{u(t)}{2V_{\pi}} \pi\right), \quad (1.3)$$

Où $\Delta\varphi_{MZM}(t) = \varphi_2(t) - \varphi_1(t) = 2\varphi_1(t)$ est la différence de phase induite.

Pour réaliser une modulation suivant le format que l'on souhaite générer, le signal électrique d'entrée est dans un premier temps amplifié au moyen d'un amplificateur hyperfréquence à qui on donne une amplitude de V_{π} ou bien de $2V_{\pi}$. Ce signal électrique d'entrée est appliqué au modulateur Mach-Zehnder autour d'une tension moyenne connue sous le nom de tension du biais V_b (bias voltage). La tension de biais est un paramètre très important, car elle influence fortement les caractéristiques du signal modulée [22],[25].

❖ Le modulateur électro absorbant (MEA)

Le principe de fonctionnement des modulateurs à électro-absorption consiste à modifier le spectre d'absorption d'un semi-conducteur par l'application d'un champ électrique sur un semi-conducteur. Une augmentation du champ électrique va déplacer une bande d'absorption vers les grandes longueurs d'onde et augmenter ainsi l'absorption de la lumière du semi-conducteur. Dans la très grande majorité des cas, il est réalisé sur substrat InP et intégré avec une diode laser DFB. Le taux d'extinction n'est que de 10 à 20 dB [2-18].

I.6.2 Codages en intensité (OOK)

Les systèmes de transmission numériques sur fibres optiques sont conçus pour, faire propager des données binaires «0 » et « 1 », par la modulation d'une source de lumière. La modulation la plus simple consiste à coder l'information de la manière suivante : « 0 » = pas de lumière transmise, ou à très faible puissance et « 1 » = de la lumière transmise, à puissance plus forte. C'est le principe du codage en intensité, appelé *OOK* (pour On/Off Keying), et parfois ASK (Amplitude Shift Keying) ou IM-DD (Intensity-Modulated Direct Detection).

Une onde lumineuse, est caractérisée par son intensité, que l'on peut moduler pour transporter l'information, mais aussi par sa phase(ou fréquence). Les modulations angulaires de phase ou de fréquence qui peuvent améliorer sensiblement les performances du système par rapport aux modulations d'amplitude sont plus complexes à mettre en œuvre car il faut transformer les variations de phase (ou de fréquence) en variations d'amplitude détectables par les photodétecteurs : c'est la détection cohérente sur laquelle nous reviendrons après dans ce chapitre.

Nous pouvons classer les formats de modulation en deux grandes familles : d'une part les formats destinés à augmenter la capacité totale du système, donc augmenter le nombre de canaux optiques du système WDM en réduisant la bande passante occupée (augmentation de l'efficacité spectrale) par chaque canal et d'autre part les formats qui visent à augmenter la performance globale du système en résistant mieux aux distorsions liées à la propagation sur la fibre. Mais les formats les plus tolérants aux différents effets sont souvent les plus difficiles ou les plus coûteux à générer et/ou à détecter. La méthode de génération du format est donc aussi un paramètre à prendre en compte pour choisir le format le plus adéquat avec le système.

Comme déjà mentionné, les formats de modulation d'amplitude ont gagné du terrain sur les autres, pour le réseau d'accès, grâce à leur simplicité et leur coût réduit au niveau de l'émetteur et du récepteur. De ce fait, les formats NRZ (Non Return To Zero), RZ (Return To Zero) se sont imposés comme les principaux formats de base de toutes les générations de systèmes WDM [23].

I.6.2.1 Le format NRZ (Non Return-to-Zero)

Un signal optique modulé en NRZ est la copie conforme du signal binaire électrique : un « 0 » est codé par un signal à faible puissance (idéalement nulle) et un « 1 » par un signal à

forte puissance [20]. Le NRZ peut être généré au moyen d'un Modulateur Mach-Zehnder sans "Chirp" pour les longues distances. Dans ce cas de figure, le modulateur doit être polarisé à 50% de la transmission. Il suffit de moduler sa tension de commande par un signal proportionnel au signal binaire initial et variant entre un minimum et un maximum de la fonction de transfert en intensité du Mach-Zehnder, avec une variation de tension de V_π .

Cependant une puissance résiduelle pour le codage du « 0 » est souvent observée du fait des imperfections de la modulation, ce qu'on appelle le taux d'extinction(ou ER pour Extinction Ratio) du format, ayant alors une valeur finie. Le taux d'extinction d'un format de modulation OOK est défini par :

$$ER = \frac{P_1}{P_0} \text{ ou } ER_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_1}{P_0} \right) \quad (1.4)$$

Avec P_1 et P_0 respectivement les puissances moyennes du niveau 1 et du niveau 0. Un format généré expérimentalement a un taux d'extinction typique de 8 à 12 dB. Pour générer un signal NRZ, une seule cellule électro-optique est nécessaire, donc une modulation sur un seul bras.

La figure ci-dessous montre un exemple de trace temporelle, diagramme de l'œil et le spectre d'un format NRZ présentant un taux d'extinction de 12dB.

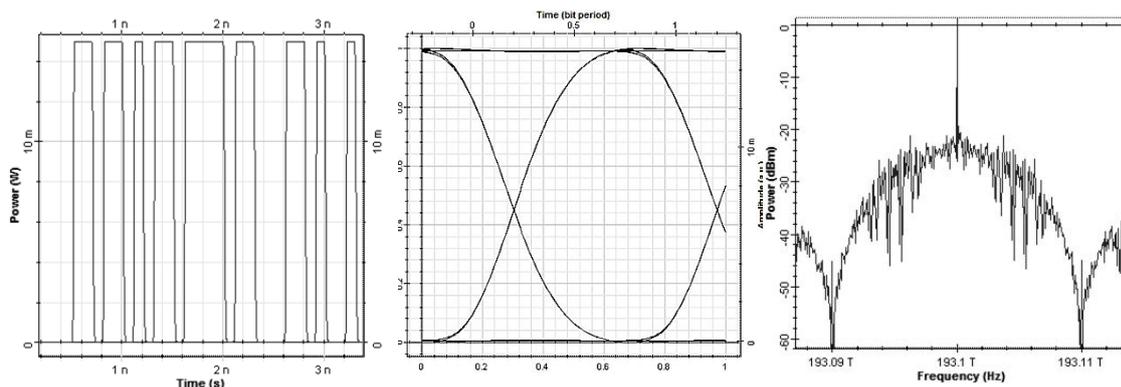


Figure I. 16 .Trace temporelle, Diagramme de l'œil et Spectre du format NRZ

Lorsqu'on n'utilise pas de modulateur externe, on peut obtenir le format NRZ en modulant directement un laser. Le taux d'extinction est classiquement autour des 10 dB.



Le format NRZ est le format le plus simple à générer. Par contre sa sensibilité et sa tolérance aux effets non-linéaires sont parmi les pires de celles de tous les formats étudiés, particulièrement au débit de 40 Gbit/s.

I.6.2.2 Le format RZ (Return-to-Zero)

Le format RZ est un autre format OOK. La différence avec le NRZ, est qu'à chaque temps-bit, il effectue un retour à zéro systématique. Ainsi le codage d'un « 0 » en RZ sera similaire en format NRZ, mais le codage d'un « 1 » en RZ sera une impulsion lumineuse de durée totale 1 temps-bit et de largeur à mi-hauteur dépendant de sa méthode de génération (33%,50%,67%). Pour générer le format RZ, il suffit d'appliquer à un signal préalablement modulé en NRZ, au moyen d'un MZM supplémentaire, une sur-modulation sinusoïdale de fréquence égale à la fréquence d'information du signal, et d'amplitude comprise entre les mêmes tensions correspondant à l'alternance croissante de la fonction de transfert. Cette sur-modulation RZ induit une augmentation de la largeur spectrale du signal RZ par rapport à celle du signal NRZ, mais elle induit aussi une plus grande ouverture de l'œil pour une même puissance moyenne. De plus, les différentes impulsions d'un signal RZ ont moins tendance à se chevaucher et à interférer entre elles par le biais de la dispersion, que les différents symboles d'un signal NRZ affectés par la même dispersion. Les performances du format RZ en termes de sensibilité et de tolérance aux effets non-linéaires s'en trouvent ainsi améliorées par rapport à celles du format NRZ. La Figure I.17, montre un exemple de diagramme de l'œil et le spectre d'un format RZ [28].

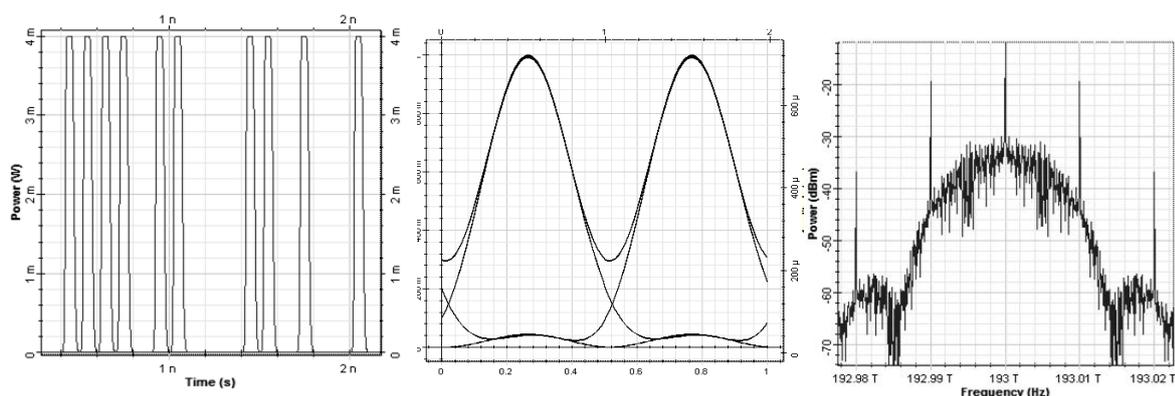


Figure I. 17. Trace temporelle, Diagramme de l'œil et Spectre du format RZ.

La sur-modulation RZ va faire en sorte d'élargir le lobe principal du spectre par rapport au spectre du format NRZ. Nous pouvons aussi y observer l'apparition des harmoniques de

l'onde porteuse, qui étaient situées entre les lobes du spectre et donc invisibles dans le cas du format NRZ. La sur-modulation RZ est aussi caractérisée par son rapport cyclique (duty cycle) qui correspond au rapport de la largeur à mi-hauteur des impulsions sur le temps-bit. Un format RZ généré comme expliqué ci-dessus a un rapport cyclique de 50%. Mais il est possible de modifier ce rapport cyclique en changeant les caractéristiques de la sur-modulation sinusoïdale. Il est possible, par exemple, de faire varier l'amplitude du signal de sur-modulation RZ entre deux minima successifs de la fonction de transfert en intensité du MZM, afin de faire couvrir au signal de sur-modulation toute une période de la fonction de transfert en intensité du MZM. Ainsi, lorsque le signal électrique de sur-modulation passe de sa valeur minimale à sa valeur maximale, il passe par un maximum de la fonction de transfert. Sa fréquence doit alors être réduite à la moitié de la fréquence d'information du signal optique pour générer une sur-modulation optique RZ à cette fréquence d'information. La sur-modulation RZ ainsi générée a un rapport cyclique 33%, ce format comporte un spectre plus large.

Il est à noter que ces formats de modulation (RZ et NRZ) ne sont pas adaptés pour la transmission dans les systèmes DWDM, car ils sont trop sensibles aux effets non linéaires. Comme alternatives, plusieurs autres formats de modulation comme CSRZ (Carrier-Suppressed Return-to-Zero) [23],[27], modulation à bande latérale unique SSB-RZ (Single-Side-Band RZ) [21,25] et la modulation duo binaire ont été proposées [27].

I.6.2.3 Le format CS-RZ (Carrier-Suppressed Return-to-Zero)

Le format CS-RZ ou RZ à porteuse supprimée, est une variante du format RZ. La sur-modulation RZ sinusoïdale appliquée est très similaire à celle du format RZ-33, une amplitude de $2V_{\pi}$ et une fréquence égale à la moitié de la fréquence d'information, mais elle est centrée sur un minimum de la fonction de transfert en intensité du MZM, donc elle va osciller entre deux de ses maxima. Notons que pour les tensions supérieures au minimum de la fonction de transfert en intensité, la fonction de transfert du MZM en amplitude est négative, ce qui équivaut à une application d'un déphasage de π au signal à chaque temps-bit, alors que pour les tensions inférieures, la fonction de transfert est positive. Le format CS-RZ est donc doté, en plus de la sur-modulation RZ, d'une sur-modulation carrée en phase d'amplitude π et de fréquence égale à la moitié de la fréquence d'information optique. Le format CS-RZ ainsi généré a un rapport cyclique de 67%, donc un spectre plus étroit. De plus, du fait de l'alternance de phase à chaque temps-bit, la porteuse qui se trouvait au centre des spectres NRZ et RZ a été décalée de la moitié de la fréquence d'information, comme toutes ses harmoniques qui étaient initialement placées

aux multiples entiers de la fréquence d'information. La Figure I.18 représente la trace temporelle, le diagramme de l'œil et le spectre du format CS-RZ.

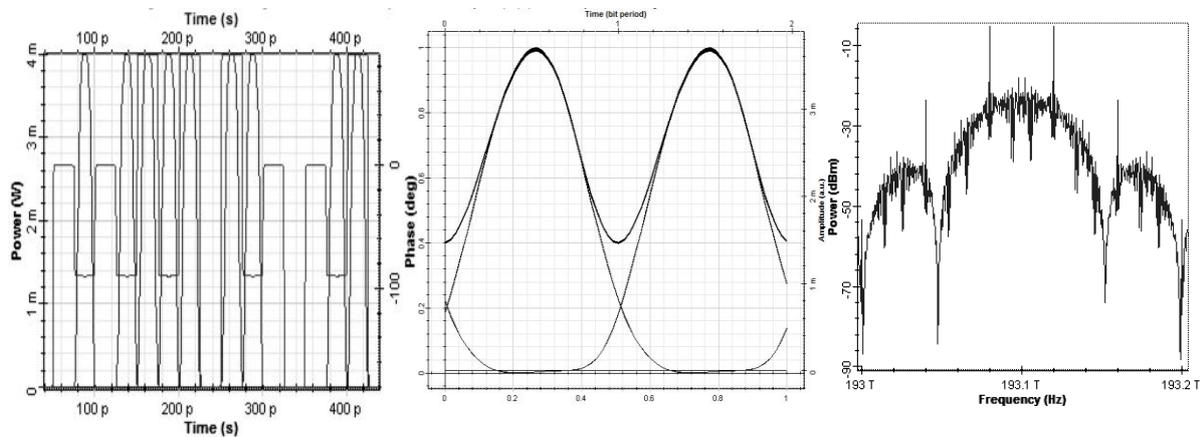


Figure I. 18 La trace temporelle, Le diagramme de l'œil et le spectre du format CS-RZ.

Nous pouvons voir sur la figure (1.18) que la phase des bits à '1' s est en alternance avec une différence de (180°) . Cette différence de phase provoque la suppression de la porteuse à 193.1THz comme représenté sur le spectre.

I.6.3 Autres formats d'amplitudes

D'autres formats existent et peuvent être utilisés pour transmettre une information binaire. Ils sont dérivés des formats NRZ ou RZ et sont le plus souvent obtenus grâce à l'ajout d'une nouvelle sur-modulation de phase. Des formats tels que le AP-RZ (Alternate-Phase RZ), (Chirped-RZ), le RZ à bande latérale unique (SSB-RZ Single Side Band RZ), le RZ sur-modulé en polarisation, l'APol-RZ (Alternate- Polarization RZ [23,28]. Ces formats ont été introduits afin d'améliorer l'efficacité spectrale et d'augmenter la tolérance aux effets non linéaires et à la dispersion chromatique qui pénalisent considérablement les performances du système.

I.6.3.1 Codages différentiels en phase (DPSK)

Dans le domaine de la radio, la modulation de fréquence est plus performante que la modulation d'amplitude, car l'amplitude du signal est plus affectée que sa fréquence par les perturbations subies par l'onde radio pendant sa propagation. Nous pouvons donc penser que les signaux optiques se comportent de manière analogue au cours de leur propagation dans la fibre optique. C'est une des raisons pour laquelle le codage de l'information binaire dans la phase de l'onde lumineuse, plutôt que dans son amplitude, a été envisagé [23].

I.6.3.2 Codage en phase

Le format de modulation de phase le plus simple, est doté d'une amplitude quasi-constante et d'une phase valant 0 ou π selon les données binaires à transmettre. Cependant la tension appliquée au modulateur ne correspond pas directement aux données binaires, un pré-codage logique est nécessaire. L'avantage d'utiliser un pré-code est que la récupération de l'information ne nécessite plus de référence de phase constante : c'est le bit précédent qui va servir de référence. On s'affranchit alors des problèmes liés à l'accord entre l'oscillateur local de réception et la porteuse optique. L'avantage de ce type de modulation et sa tolérance à la dispersion chromatique et sa capacité à supporter des débits assez élevés de l'ordre de 100Gbit/s [26]. Par contre, pour une application dédiée au réseau d'accès, la complexité de l'émetteur et du récepteur, augmenterait le coût des OLTs et des ONUs.

Dans le cas d'une modulation DPSK par MZM, la tension de commande est centrée sur un minimum de la fonction de transfert en intensité du MZM, et évolue entre ses deux maxima adjacents avec une amplitude de $2V_\pi$, comme la sur-modulation CS-RZ. Mais, elle évolue à la fréquence d'information du signal, et non à sa moitié. La meilleure méthode pour générer un format DPSK, est d'utiliser la configuration « push-pull » évoquée au §I.5.2. Dans une telle configuration, à chaque bras du MZM est appliqué un signal électrique d'amplitude V_π de signe opposé à celui du signal appliqué à l'autre bras. Lorsqu'un différentiel de tension nul est appliqué au MZM, le signal optique modulé conserve sa phase nulle. Lorsqu'un différentiel de tension de $2V_\pi$ est appliqué, une phase de π est appliquée au signal optique modulé. À noter que lors d'un changement de phase du signal optique, lorsque la tension de commande passe d'une valeur extrême à une autre, elle doit transiter par la valeur qui correspond au minimum de la fonction de transfert du MZM. De ce fait, à chaque changement de phase, un signal DPSK voit son intensité s'annuler avant de revenir à sa valeur plateau.

La Figure I.19 représente la trace temporelle en amplitude et en phase, le diagramme de l'œil et le spectre du format DPSK. Le spectre d'un signal DPSK a une largeur similaire à celle du spectre d'un signal NRZ-OOK. Mais dans un spectre DPSK, la fréquence de l'onde porteuse, ainsi que ses harmoniques, ne sont pas apparentes.

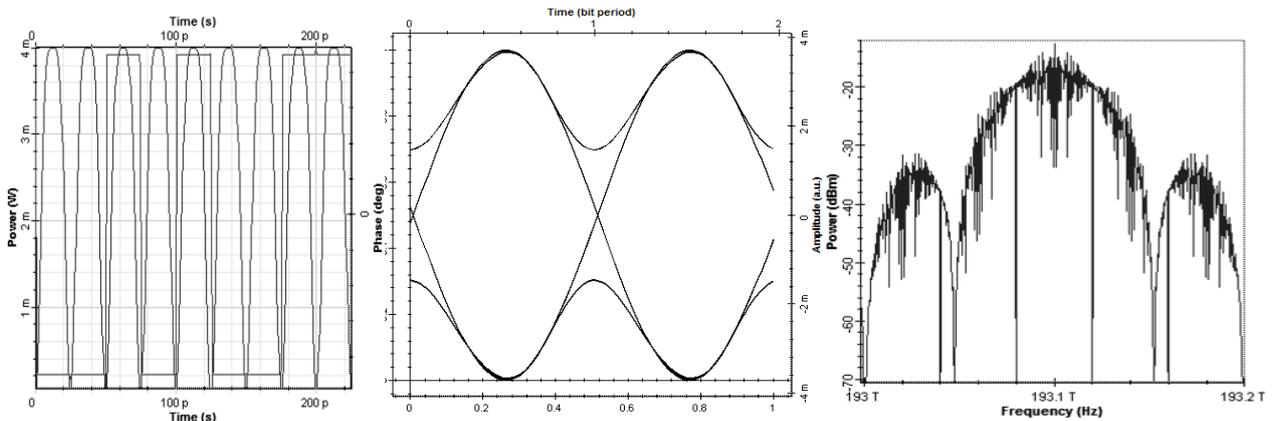


Figure I. 19 La trace temporelle, Le diagramme de l'œil et Le spectre du format DPSK.

Il est possible d'ajouter à une modulation DPSK de nombreuses sur-modulations périodiques telles que celles décrites pour les formats OOK. Nous abordons en détail la détection différentielle dans ce qui suit.

❖ Détection différentielle

Les détecteurs optiques (photodiodes) ne sont sensibles qu'à la puissance du signal et non à sa phase. Il faut donc faire interférer le signal avec un signal de référence afin de récupérer la phase, celui-ci peut être généré avec un oscillateur local stabilisé en fréquence et en phase. C'est le principe même de la détection cohérente, mais ce sont des montages qui restent assez coûteux pour l'accès. La détection différentielle se présente alors comme alternative. L'idée est de faire interférer le signal optique transmis avec lui-même, mais décalé d'un temps-bit. Pour cela le signal optique est injecté dans un interféromètre de Mach-Zehnder dont un bras est plus long que l'autre d'une longueur équivalente à la distance de propagation du signal durant 1 temps-bit (environ 4 cm pour 10 Gbit/s, ou 1 cm pour 40 Gbit/s). Cet interféromètre est appelé démodulateur différentiel. Il est placé juste avant le détecteur, et forme avec lui ce que l'on nommera un détecteur différentiel. Nous rappelons qu'un Mach-Zehnder est un interféromètre à deux ondes, et qu'il comporte deux sorties : le port constructif, pour lequel les interférences entre les signaux provenant de chacun des deux bras sont constructives si les signaux sont en

phase, et le port destructif, pour lequel les interférences entre ces mêmes signaux sont destructives. La Figure I.20 montre le schéma d'un détecteur différentiel DPSK.

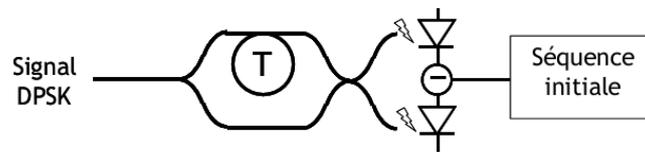


Figure I. 20 . Structure d'un détecteur différentiel pour DPSK (T : retard d'un temps-bit).

Ainsi, pour la détection différentielle, si deux impulsions successives sont en phase, elles interféreront constructivement au niveau du port constructif, et destructivement au niveau du port destructif. Si elles sont en opposition de phase, alors ce sera le contraire. Cette méthode permet une tolérance accrue du format DPSK aux effets non-linéaires, et en particulier à la SPM. Par contre, le bruit de phase non-linéaire présent est susceptible d'agir sur le différentiel de phase, et peut être très pénalisant pour la DPSK.

- **Précodage logique**

L'information détectée n'est pas l'information logique codée en phase par chaque symbole. Un « 1 » est détecté quand la tension détectée au niveau du port constructif est plus élevée que celle détectée au niveau du port destructif, ce qui correspond au cas où deux impulsions consécutives sont en phase. Un « 0 » est détecté de la même manière quand deux impulsions consécutives sont en opposition de phase. Afin de récupérer l'information, il est nécessaire, au niveau de l'émetteur, d'effectuer un codage logique de la séquence binaire à transmettre, qui correspond à l'opération inverse de la détection différentielle. Le précodage logique requis pour une modulation DPSK peut être résumé par la table de vérité suivante :

$s(t)$	$p(t-1)$	$p(t)$
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Tableau I. 3 Table de vérité du précodage DPSK.

Où $s(t)$ désigne le bit de la séquence initiale au temps t , (t étant normalisé par rapport au temps-bit), et $p(t)$ le bit de la séquence précodée au temps t . On reconnaît, dans cette table de

vérité, la fonction logique « OU exclusif inverse ». Le précodage DPSK consiste donc à effectuer l'opération logique suivante :

$$p(t) = \overline{s(t) \oplus p(t-1)} \quad (1.5)$$

\oplus : désigne la fonction logique « OU exclusif » et la barre désigne la fonction logique « NON ».

I.6.3.3. Codage Différentiel Quadratique de Phase DQPSK (Differential Quadrature Phase Shift Keying)

Le format DQPSK possède le même principe que la DPSK, puisqu'il est constitué précisément de deux DPSK associées en quadrature. Les bits sont regroupés par paquets de deux (2bit/symbole) puisque l'alphabet de la modulation contient 4 éléments également espacés autour du cercle trigonométrique.

Avec quatre phases ($0, +\frac{\pi}{2}, -\frac{\pi}{2}, \pi$) le QPSK peut encoder deux bits par symbole. Cette caractéristique permet d'augmenter l'efficacité spectrale dans chaque canal; il a été démontré qu'il est possible soit de doubler le taux de transfert des données par rapport à d'autres formats, tout en maintenant la largeur de la bande du signal, soit de maintenir le débit mais diviser par deux la bande passante nécessaire [21, 23, 25].

Comme dans le cas de DPSK, l'émetteur DQPSK est mis en œuvre à l'aide de deux MZM exploités comme un modulateur de phase. La figure I.21 montre une configuration d'un émetteur DQPSK, celui-ci est composé : d'une source laser fonctionnant en mode continu (CW), d'un coupleur qui va diviser en deux voies de même intensité, de deux modulateurs MZM exploités comme des modulateurs de phase, d'un déphaseur optique de ($\pi/2$) sur l'un des chemin optique, et d'un combineur pour une seule sortie.

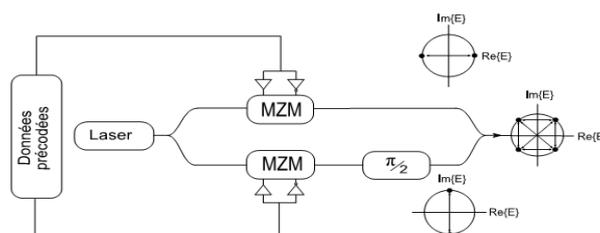


Figure I. 21. Structure d'un Emetteur DQPSK.

La forme du spectre optique de la DQPSK est identique à celui de la DPSK ; mais il est réduit en fréquence par un facteur de 2 en raison de la réduction par la moitié du taux symbole de la transmission à un débit fixe. La réduction du spectre est avantageuse pour réaliser des systèmes WDM à haute efficacité spectrale, ainsi que pour une meilleure tolérance à la Dispersion Chromatique (CD).

Puisque pour la DPSK (DQPSK) l'information est contenue dans la phase de la porteuse, une détection quadratique directe par photodiode ne permet pas de récupérer directement le message $m(k)$. Un élément supplémentaire dont la fonction sera de convertir la DPSK en une OOK sera nécessaire au niveau du récepteur optique, c'est le démodulateur DPSK [23].

I.6.4. Codage duobinaire

La dernière famille de formats de modulation que nous allons présenter ici est celle du codage duo binaire. Dans les formats duobinaires, l'information est détectée en intensité au moyen d'un récepteur OOK conventionnel, mais la phase intervient également dans la modulation du signal, en changeant, par exemple, à chaque fois qu'un symbole « 0 » est codé. Un symbole « 1 » peut ainsi présenter une phase de 0 ou de π . Ce codage mixte amplitude-phase a pour principal intérêt de diminuer la largeur spectrale du signal.

- **Le format duobinaire (DB)**

Le format duo binaire (DuoBinary, DB), connu aussi sous le nom de PSBT (Phase Shaped Binary Transmission) peut être décrit comme la combinaison d'un format d'amplitude classique ASK (Amplitude Shift Keying) et un format de phase PSK (Phase Shift Keying). Ce format offre une importante efficacité spectrale et une meilleure tolérance à la dispersion chromatique par rapport au format classique tel que le NRZ ou le RZ. Le format duobinaire peut être généré par deux méthodes distinctes, soit en utilisant un filtre passe bas électrique, soit en utilisant un filtrage optique du signal DPSK [19][26][28].

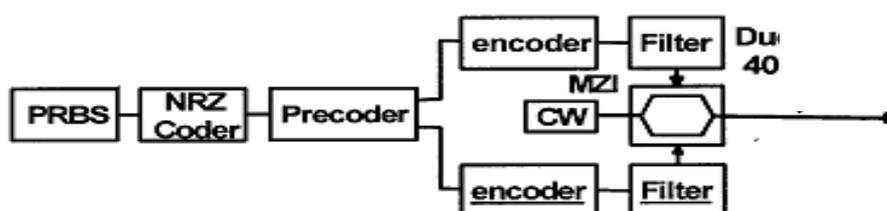


Figure I. 22 Génération du signal duobinaire.

Sur la figure I.22 le précodage permet un codage à trois niveaux, en soustrayant le signal à lui-même décalé d'un temps-bit (les niveaux correspondent à « 1 - 0 » = +1, « 1 - 1 » ou « 0 - 0 » = 0, et « 0 - 1 » = -1). Ceux-ci sont ajustés respectivement à un premier maximum de la fonction de transfert en intensité du MZM, au minimum suivant et au maximum suivant (alors correspondant à une phase opposée à celle du premier maximum). Les symboles optiques correspondants sont alors respectivement 1 avec une phase de 0, 0, et 1 avec une phase de π .

Au niveau du récepteur, une simple détection quadratique fera l'affaire. Ce type de réception est un avantage en soit car ainsi le coût des ONUs reste réduit par rapport au DPSK et autres formats plus évolués.

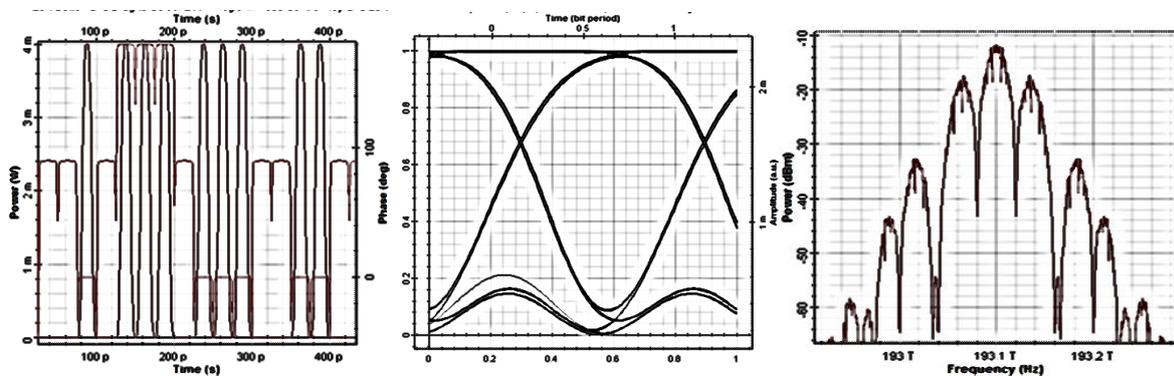


Figure I. 23. Exemple de trace temporelle, diagramme de l'œil et spectre du format DB.

I.7. Conclusion

Ce chapitre, dont l'objectif est d'apporter l'ensemble des éléments de base pour bien appréhender le fonctionnement des liaisons optiques dans l'accès, passe en revue les structures des réseaux optiques de façon générale afin de se familiariser avec les termes et les technologies employés, et présente les différentes techniques de transmission utilisées (OTDM, OCDMA, WDM) ainsi que les formats de modulation (NRZ, RZ, CSRZ, duo binaire, DPSK...etc...). Les solutions pour un accès très haut débit ont été présentées sur la base d'architectures types des futures générations de réseau PON (Passive Optical Network) ; architectures qui sont toujours en cours d'étude telles que l'architecture WDM-PON, qui 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, et 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 entrevu actuellement comme une solution attractive pour la future génération d'accès optique et c'est une des solutions sur laquelle repose le travail de simulation présenté ultérieurement. Son inconvénient majeur est en revanche le coût élevé des sous-systèmes d'émetteur-récepteur. L'idée du PON hybride ou WDM-TDM PON 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.

Une partie des éléments présentés dans ce chapitre qui s'est volontairement voulu très généraliste, sera utilisée pour les études de simulation du dernier chapitre.

Chapitre 2 - Les composants pour les systèmes de transmission sur fibre optique à haut débit

II.1.Introduction :

La continuité du développement des capacités de la fibre optique a nettement amélioré la rapidité et la capacité des réseaux, donnant naissance à des services tels que la visio-conférence, la télévision haute définition, l'affichage en trois dimensions, internet haut débit, etc... Ce dernier point a même amené à une totale réorganisation des infrastructures économiques, développant le commerce électronique, impliquant la nécessité de faire évoluer le nombre de terminaux communiquant par personne. En prenant en considération le fait qu'une seule personne utilise plusieurs services et moyens de communications, ceci amène à une demande croissante en termes de bande passante et de débit. Bien que la fibre offre cette possibilité, son entière exploitation dépend aussi des composants implémentant les réseaux optiques, qui traitent le signal optique électroniquement, en se basant sur la conversion optique-électrique-optique. C'est dans cet ordre d'idée, que ce chapitre décrit les notions de transmission principales abordées tout au long de la thèse. Il présente les effets de propagation linéaires et non-linéaires que subit le signal lorsqu'il se propage le long d'une fibre optique, dans le cas du WDM, qui comme nous l'avons présenté dans le premier chapitre est une technologie retenue pour les futurs réseaux PON. Il recense également les composants émetteurs actuels (les diodes lasers à modulation directe DML de type DFB, des lasers à modulation externe EML...etc...) utilisés dans les réseaux WDM métropolitains et d'accès.

II.2. Les composants émetteurs actuels

Nous allons étudier différents types de sources de lumière dans cette section. Le plus important est le laser à semi-conducteur. Sa taille réduite et la dimension de son faisceau lumineux sont des propriétés qui lui permettent de se coupler facilement à une fibre optique. Lors de l'utilisation d'un laser comme source de lumière pour les systèmes WDM, nous devons considérer les caractéristiques suivantes [1] :

- Produire une puissance de sortie relativement élevée, une puissance de sortie typique dans la gamme de 0 à 10 dBm.
- Avoir une largeur spectrale étroite à une longueur d'onde spécifiée de telle sorte qu'il y ait le minimum d'interférence entre canaux adjacents.
- Présenter une bonne stabilité en longueur d'onde et en température ; la dérive de la longueur d'onde au cours de la durée de vie du laser doit être petite par rapport à l'espacement entre les canaux adjacents.

Pour les systèmes WDM, les composants émetteurs souvent utilisés sont des diodes lasers de type Fabry Pérot, DFB (Distributed Feed Back) c'est-à-dire à contre réaction distribuée, ou VCSEL en modulation directe DML (Directly Modulated Laser). Mais 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/s). De récentes études consistent à déployer un nouveau type de laser CML (Chirp Managed Laser) à l'avenir dans le PON, car il permet de combattre la dispersion chromatique [1][2][3]. Nous allons présenter brièvement ces sources dans la section qui suit.

✓ **Fabry Pérot Laser Diode (FP LD) :**

Une cavité Fabry-Pérot est un oscillateur laser dans lequel deux miroirs semi-réfléchissants sont séparés par une région de gain. Les ondes transmises sont celles qui réalisent les conditions d'interférences constructives entre ondes multiples c'est-à-dire celles dont la différence de marche est un multiple entier relatif de la longueur d'onde.

Le spectre d'émission du laser FP présente de multiples modes longitudinaux séparés par un intervalle spectrale libre (FREE SPECTRAL RANGE SFR <1nm) cette propriété combinée à la dispersion chromatique limite considérablement les performances du système, c'est pour cette raison que la plupart des lasers FP utilisés pour l'accès travail à la longueur d'onde de 1310nm, où la dispersion chromatique est minimale [3].

➤ **Distributed Feedback laser (DFB)**

Le laser DFB (Distributed Feed Back) est le plus prisé pour un usage dans le réseau actuel. Sa 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[4], de plus les lasers DFB émettent dans la longueur d'onde de 1300 nm à 1550nm, caractéristique très utile pour les applications aux télécommunications et spécialement pour les systèmes DWDM.

➤ **Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser (VCSEL)**

Le VCSEL (Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser) ou laser à émission de surface verticale peut lui aussi être utilisé comme un émetteur accordable en modulation directe, cette solution accordable est aussi moins coûteuse grâce à la réalisation moins complexe, la simplicité de couplage optique et la faible consommation électrique (faible courant). Par contre, le débit est typiquement limité à 1 Gbit/s, ceci est lié au « chirp » assez important de ce laser.

De récentes études ont démontré la possibilité d'utiliser les VCSEL pour des réseaux d'accès optiques [5] [6]. Il sera également intéressant pour les systèmes WDM à bas débit et très bas coût [7].

II.2.1. Le Laser à modulation directe ou DML

La modulation directe 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 OOK, dans lesquels une forte puissance optique est associée au symbole "1" et une faible puissance optique au symbole "0". Le faible coût et la simplicité de mise en œuvre des modules Lasers à modulation directe (DML), font d'eux des candidats prometteurs dans la conception de systèmes WDM métropolitain et d'accès, d'autant plus qu'il y a eu plusieurs démonstrations de fonctionnement du laser DFB à 10 Gbit/s [11][9], 25 Gbit/s [11] voire 40 Gbit/s [11-12-13] en utilisant des matériaux Quantum Dot GaInP/GaAs ou multi-puits quantiques InGaAlAs.

Parmi les différents types de lasers à semi-conducteurs, le plus populaire que l'on retrouve dans les DML est le laser DFB (Distributed Feed Back). En effet, cette technologie DFB est bien maîtrisée aujourd'hui, ces avantages majeurs sont :

- ✓ Le coût de fabrication réduit
- ✓ 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).

Ces lasers 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 et confère aux DML un fonctionnement adéquat au standard G-PON à l'OLT comme l'ONU. Enfin, ils permettent d'atteindre un grand budget et une longue portée du système d'accès optique (autour de 30 dB, et typiquement 60 km). Il faut rappeler que la modulation directe conduit à une variation de la densité des porteurs dans la zone active du laser, ce qui affecte l'indice de réfraction et par conséquent la fréquence du signal optique émis. Ainsi la modulation directe conduit à une modulation de fréquence instantanée ou communément appelée "chirp". La variation de fréquence ou le "chirp" d'un laser DFB (Distributed Feed-Back) est donnée par l'expression suivante [14-15]:

$$\Delta\nu(t) = \frac{\alpha}{4\pi} \left(\frac{d}{dt} [\ln(P(t)) + \kappa P(t)] \right) \dots (2.1)$$

Où : $\Delta\nu(t)$ est la fréquence instantanée ou déviation de fréquence, α est le facteur d'Henri (encore appelé le paramètre Alpha), κ est le coefficient du "chirp" adiabatique, et $P(t)$ est la puissance optique de sortie du laser. Formellement le "chirp" relie la phase et la puissance du signal par la relation [14-15] suivante :

$$\Delta\nu = d\varphi = \frac{\alpha}{2} \cdot [d \ln P_{out}(t)] \dots (2.2)$$

Le premier terme de l'équation (2.1) est appelé : la modulation de fréquence dynamique ou le "chirp" transitoire et, le second : la modulation de fréquence adiabatique ou chirp adiabatique. Le "chirp" transitoire provoque des variations dans la largeur de l'impulsion tandis que le chirp adiabatique produit un décalage fréquentiel proportionnel à la variation de puissance optique instantanée.

II.2.2 LES Lasers à gestion de « chirp » ou CML

Comme mentionné ci-dessus, 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 est à prendre en considération car il influe sur l'évolution des impulsions soumises à la dispersion chromatique dans la fibre.

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 hautes performances avec un moindre coût. Le principe du CML est basé sur l'association d'un laser à modulation directe (DML) et d'un filtre optique comme schématisé sur la Figure II.1 ci-dessous [16].

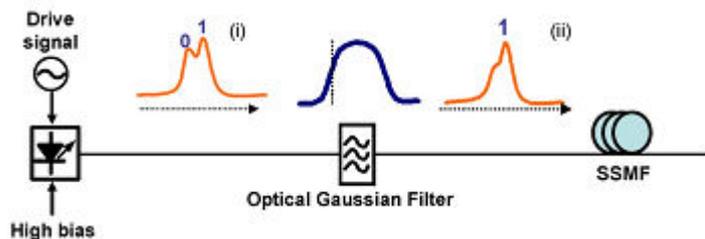


Figure II. 1 .Le schéma de principe d'un Laser à gestion de chirp (CML)[16].

Lorsque la diode laser est modulée directement, les symboles "1" et "0" prennent chacun une longueur d'onde différente. Un filtre optique placé après le laser va supprimer une partie de la puissance de l'impulsion associée au symbole "0". Il va ainsi améliorer le taux d'extinction du signal (rapport entre puissance des "0" et des "1") et on obtient ainsi une grande tolérance à la dispersion chromatique. Cependant, cette structure laser est évidemment bien plus complexe que la seule diode laser car elle nécessite un contrôle strict de la température du laser et du filtre mais les performances sont assez encourageantes. Des transmissions sur plus de 250 km à 10 Gbit/s sont possibles pour une longueur d'onde à 1,55 μm et sans aucune compensation de dispersion pour des applications dans le métro et l'accès [16, 17, 18].

II.2.3. Le Laser avec Modulation Externe (EML)

Une autre solution pour s'affranchir des conséquences du « chirp » est de recourir à la modulation externe du laser. Le laser émet alors une onde de puissance constante qui est injectée dans un dispositif de modulation externe, qui peut être un Modulateur à Electro-Absorption (MEA) ou un dispositif de type interférométrique à base de Niobiate de Lithium (Mach-

Zehnder). Comparé à un DML, l'EML présente un grand intérêt pour les réseaux d'accès parce qu'il permet de diminuer la consommation d'énergie et réduire ainsi le coût du système. Aussi l'EML possède un taux d'extinction très élevé et un « chirp » très faible comparé à un DML.

II.2.4 Les Lasers Accordables :

L'utilisation des lasers accordables pour les applications d'émetteurs achromatiques (indépendants en longueur d'onde), 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'utilisation du laser accordable présente un très grand avantage puisqu'il évite les effets physiques limitant 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, des solutions économiques sont envisagées, telles que :

- ✓ Le laser DFB (Distributed Feedback Laser) contrôlé en température,
- ✓ Le laser DBR (Distributed Bragg Reflector) accordable en longueur d'onde,
- ✓ Le laser VCSEL (Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser) accordable [19].

II.3. Caractéristiques de propagation sur fibre optique

La propagation sur fibre optique a pour particularité de guider la lumière suivant différentes techniques utilisant les propriétés d'indice de la silice compte tenu de leurs faibles pertes à 1550 nm et de leur dispersion associée [20-21-22]. L'objectif est de rappeler brièvement les notions physiques. Nous commençons dans un premier lieu, par les effets linéaires et non linéaires qui influent sur l'évolution de la propagation.

A) Les effets linéaires :

II.3.1 Atténuation

Lors de la propagation dans une fibre optique, la puissance moyenne du signal lumineux est atténuée en fonction de la longueur d'onde comme cela est illustré sur la figure (II.2).

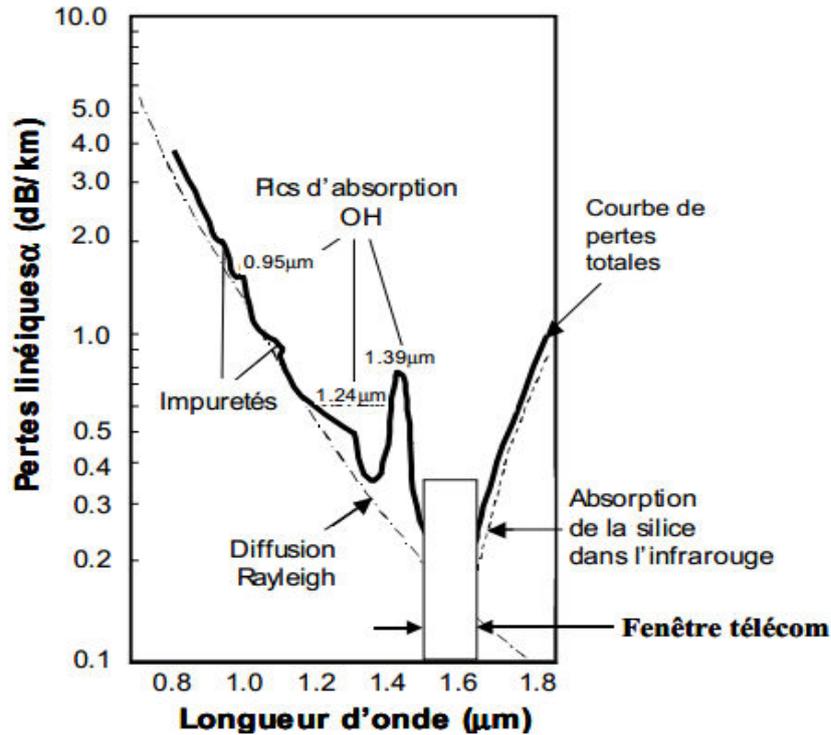


Figure II. 2 Courbe schématisée des pertes par atténuation en fonction de la longueur d'onde dans une fibre optique standard [21].

Les propriétés d'atténuation ont pour origine les limites imposées par la diffusion Rayleigh dans la bande 0.7 μm à 1,6 μm [23], ensuite c'est l'absorption de la silice dans l'infrarouge qui est prépondérante. Il existe des pics d'absorption aux environs de 1.25 μm (faible) et de 1.39 μm qui sont dus à la présence d'ions OH⁻ dans la fibre et qui absorbent la lumière car ils sont particulièrement sensibles aux longueurs d'onde citées.

En générale l'atténuation notée α se calcule en dB/km par la différence des puissances mesurées en entrée de fibre et en sortie [20] :

$$P_{out} = P_{in}e^{-\alpha L} \dots (2.3)$$

L'atténuation est un facteur important qui définit la distance de transmission possible entre émetteur et récepteur sans amplificateur.

II.3.2 La dispersion chromatique

Le champ électromagnétique d'une onde optique se propageant dans une fibre optique à une vitesse de propagation différente en fonction de sa longueur d'onde, ou inversement à sa fréquence. Ce phénomène est lié à la dispersion chromatique du matériau qui est directement reliée à son indice de réfraction ($n=n(\omega)$) qui varie avec la fréquence $f(\omega=2\pi f)$ [20-24] :

$$D(\lambda) = \frac{\lambda}{c} \frac{d^2 n(\omega)}{d\lambda^2} \dots (2.4)$$

C'est la célérité de la lumière dans le vide, et D la dispersion (s'exprime en ps/nm/km); ce paramètre correspond en fait à la dérivée du temps de propagation (exprimé en ps) par rapport à la longueur d'onde et à la distance. Si deux signaux dont les longueurs d'onde sont séparées de 1 nm, se propagent sur 1 km, D sera le temps séparant ces deux signaux après propagation. En considérant que la dispersion est localement linéaire autour de 1550 nm, on peut donc déduire assez simplement la différence de propagation Δt liée à la vitesse de groupe après avoir parcouru une longueur de fibre L :

$$\Delta t = L \cdot D(\lambda) \cdot \Delta\lambda \dots (2.5)$$

Cet effet dispersif propre aux milieux diélectriques, se caractérise également par la pente de la dispersion notée ici D' telle que :

$$D' = \frac{dD}{d\lambda} \dots (2.6)$$

On peut également donner la relation entre la constante de propagation β et l'indice de réfraction définie par :

$$\beta(\omega) = \frac{n(\omega) \cdot \omega}{c} \dots (2.7)$$

La constante de propagation β peut être aussi donnée par la relation suivante [25] :

$$\beta(\omega) = \beta_0 + \beta_1(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2}\beta_2(\omega - \omega_0)^2 + \frac{1}{6}\beta_3(\omega - \omega_0)^3 + \frac{1}{24}\beta_4(\omega - \omega_0)^4 \dots (2.8)$$

où : ω_0 représente la pulsation centrale de l'onde étudiée

$$\beta_0 = \beta_0(\omega_0) \text{ et } \beta_m = \left[\frac{d^m \beta}{d\omega^m} \right]_{\omega=\omega_0} \quad (m = 1, 2, 3, \dots)$$

β_1 est l'inverse de la vitesse de groupe v_g : $\beta_1 = \frac{1}{v_g}$

β_2 correspond à la dispersion de la vitesse de groupe (GVD) traduisant la différence de vitesse de groupe de deux ondes évoluant avec des fréquences voisines, elle est responsable de l'élargissement de l'impulsion lors de la propagation. Elle s'exprime par :

$$\beta_2 = -\frac{\lambda^2}{2\pi c} D \quad \dots(2.9)$$

$$\beta_3 = 1000 \left(\frac{\lambda^2}{2\pi c} \right) \left(D' + \frac{2}{\lambda} D \right) \dots(2.10)$$

On peut ainsi relier β_3 à la pente D' de la dispersion, et β_2 à la dispersion D . La pente de la dispersion n'étant pas constante, est également prise en compte dans le cadre du multiplexage de type WDM [26, 20]. Pour la fibre monomode standard (SSMF), la valeur de la dispersion chromatique est de 17 ps/nm/km à la longueur d'onde de 1,55 μm , et la dérivée de la dispersion a pour valeur $D'=0,06$ ps/km/nm² comme la plupart des fibres en silice [27].

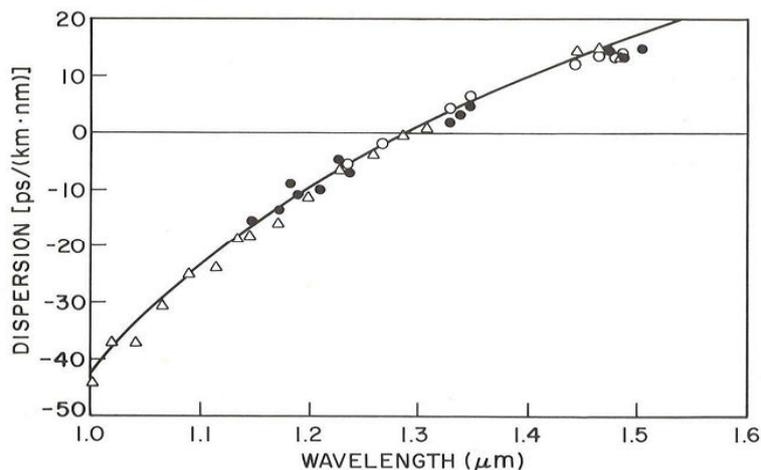


Figure II. 3 Courbe de mesure de la dispersion chromatique de la fibre monomode SSMF en fonction de la longueur d'onde [28].

- **Conséquence de la DC :**

La dispersion chromatique a pour effet l'élargissement temporel Δt des signaux s'y propageant. Ce phénomène est dû à la variation de la vitesse de groupe des différentes composantes spectrales formant le spectre du signal modulé que l'on peut assimiler à une variation de la fréquence instantanée au cours d'une impulsion (figure II.4).

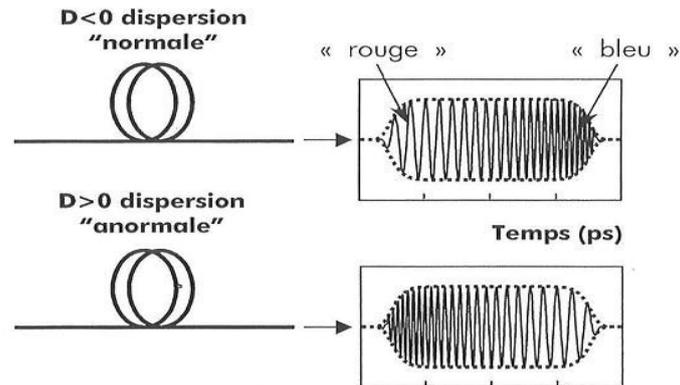


Figure II. 4 Effet de la dispersion chromatique sur la variation de fréquence de la porteuse optique en fonction du signe de la dispersion de la fibre optique [21].

En effet, la montée en débit, conduit à des impulsions de plus en plus courtes, de ce fait leurs élargissements est d'autant plus favorable à provoquer des interférences entre symboles (ISI).

II.3.3 Dispersion modale de polarisation (PMD)

La contribution de la PMD à l'élargissement temporel des impulsions du fait d'une biréfringence des modes de polarisations, doit d'autant plus être prise en considération pour les transmissions haut-débit. En effet, dans une fibre optique idéale, la section transverse possède une parfaite symétrie de révolution. Dans ce cas, le mode fondamental possède deux polarisations orthogonales (orientations du champ électrique) qui se propagent avec les mêmes caractéristiques : vitesse de phase, vitesse de groupe ...etc... .Cependant, au cours de la fabrication, la fibre peut présenter certains défauts. D'autre part, les fibres installées peuvent également subir des contraintes mécaniques. Tous ces phénomènes induisent de la biréfringence dans la fibre optique qui fait apparaître localement un axe rapide et un axe lent, avec pour chacun un indice de réfraction associé (figure II.5).

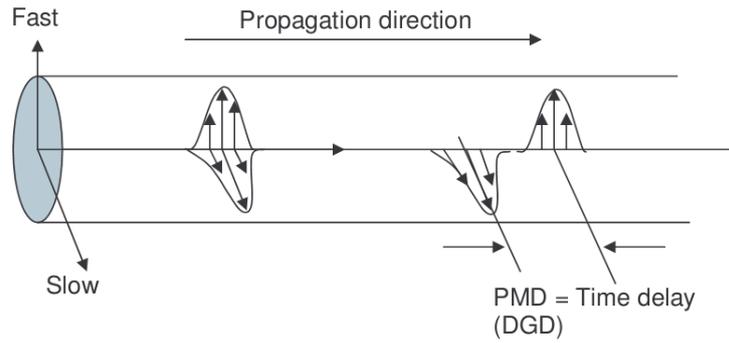


Figure II. 5 Principe de PMD due à la biréfringence de la fibre optique [21].

Ainsi, la PMD induit en fonction de la longueur d'onde, et après une certaine longueur de fibre L , un retard entre les composantes propagées sur chacun des axes propres. Ce retard τ connu sous le nom de *Differential Group Delay (DGD)*, est exprimé en ps, il peut être donné par la relation suivante [20-21] :

$$\tau = \Delta\beta_1 \cdot L \dots (2.11)$$

La PMD se traduit par une perte de puissance et une dispersion temporelle, augmentant ainsi les erreurs de transmission. Dans la fibre standard de télécommunications, la PMD est de l'ordre de $0.05\text{ps}/\sqrt{\text{km}}$. Il existe des procédés technologiques permettant de minimiser ces effets de polarisation, et on peut également contrôler la dissymétrie transverse du guide pour annihiler ces perturbations et procurant ainsi des fibres à maintien de polarisation (PMF) [29].

B. Non-linéarité des fibres optiques

Lorsque la puissance augmente, la réponse non-linéaire du matériau via la susceptibilité $\chi^{(3)}$ devient significative et donne lieu à des effets non-linéaires. Ceux-ci sont souvent très pénalisants et très difficiles à compenser. Ils se manifestent par une distorsion du signal tout au long de la propagation. Ces effets ont pour origine l'effet Kerr. Il existe également d'autres effets non-linéaires ayant d'autres origines physiques telles que l'électrostriction pour l'effet Brillouin et l'interaction entre le signal et les phonons de la branche optique du matériau [20-22-30].

II.4. 1'effet Kerr

L'effet Kerr amène une dépendance de l'indice de réfraction par rapport à l'intensité du signal. Ce phénomène est relié à un déplacement de charges et d'une polarisation qui à forte puissance font intervenir plusieurs harmoniques du spectre de l'onde incidente dans la réponse du matériau. Si l'on note P la polarisation au sein du matériau due à la présence du champ électrique E , on peut exprimer celle-ci comme la somme d'une contribution linéaire P_L proportionnelle au champ électrique, et d'une contribution non-linéaire P_{NL} correspondant aux ordres supérieurs de E tels que :

$$P = P_L + P_{NL} = \varepsilon_0 \chi^{(1)} E + \frac{3}{4} \varepsilon_0 \chi^{(3)} |E|^2 E + \dots \quad (2.12)$$

$\chi^{(1)}$ et $\chi^{(3)}$ sont les susceptibilités d'ordre 1 et 3 de la silice. De plus l'influence de la partie imaginaire de $\chi^{(3)}$ sur les variations d'absorption est négligeable devant les pertes linéaires de la fibre, ce qui permet de ne considérer que la partie de l'indice de réfraction qui est défini par la suite. On retrouve usuellement l'équation (2.12) mise sous la forme :

$$P = \varepsilon_0 [\chi^{(1)} + \varepsilon_{NL}] E \quad \dots (13) \quad \text{où } \varepsilon_{NL} = \frac{3}{4} \varepsilon_0 \chi^{(3)} |E|^2 \quad \dots (2.13)$$

En posant $n_0 = \sqrt{1 + \chi^{(1)}}$ et en considérant la relation entre l'indice de réfraction et la polarisation issue de la relation de Maxwell $D = n^2 E = \varepsilon_0 E + P$, on obtient l'expression de l'indice de réfraction réel :

$$n^2 = 1 + \chi^{(1)} + \varepsilon_{NL} = (n_0 + \Delta n_{NL})^2 \cong n_0^2 + 2n_0 \Delta n_{NL} \quad \dots (2.14)$$

Soit l'expression de l'indice de réfraction en fonction de ω et du champ électrique E :

$$n(\omega, |E|^2) = n_0(\omega) + n_{NL} |E|^2 \quad \dots (2.15)$$

Avec l'indice de réfraction non-linéaire n_{NL} ayant pour expression :

$$n_{NL} = \frac{3}{8n_0} \chi^{(3)} \quad \dots (2.16)$$

La silice n'a pas un indice non-linéaire très élevé, par contre les confinements que l'on peut retrouver dans les fibres classiques sont très élevés du fait de l'aire effective A_{eff} qui est de l'ordre de $20 \mu\text{m}^2$ à $80 \mu\text{m}^2$ (SMF). De plus les liaisons pouvant atteindre plusieurs milliers de

kilomètres, l'interaction cumulée entre l'onde et la fibre est très grande. On relie l'aire effective à l'indice non-linéaire par le coefficient non-linéaire γ tel que:

$$\gamma = \frac{2n_{NL}}{\varepsilon_0 c^2 n_0} \frac{\omega_0}{A_{eff}} \dots (2.17)$$

Un autre coefficient usuel caractérisant la réponse non-linéaire de la fibre et que l'on retrouve dans la littérature et les logiciels de simulations, est le coefficient d'indice non-linéaire n_2 que l'on relie à n_{NL} par :

$$n_2 = \frac{2n_{NL}}{\varepsilon_0 c n} \dots (2.18)$$

L'aire effective d'une fibre permet de quantifier la concentration du champ électrique dans le cœur du guide et régule, en fonction de l'intensité du champ E , l'influence des effets non-linéaires sur l'enveloppe du signal. Pour conclure sur l'origine de la non-linéarité, voici une expression communément utilisée dans les transmissions sur fibre optique :

$$n = n_0 + n_2 \frac{P(t)}{A_{eff}} \dots (2.19)$$

Cette expression traduit la modification, par l'onde lumineuse, des propriétés caractéristiques du support de propagation [20-21-22].

Les effets Kerr sont à l'origine de nombreux effets qui peuvent concerner une seule ou plusieurs ondes (WDM). Une première conséquence de l'effet Kerr se traduit par un phénomène d'auto-modulation de phase SPM (Self Phase Modulation). L'impulsion est affectée d'une modulation de phase parasite qui croît avec la distance. Les autres conséquences de l'effet Kerr sont visibles pour les systèmes WDM. Dans ce cas, la non-linéarité induit une modulation de phase croisée (XPM, Cross Phase Modulation), ainsi que des phénomènes de mélange à quatre ondes (FWM, Four Wave Mixing), sources d'inter-modulations (I-XPM, Intra-Channel XPM) et (I-FWM, Intra-Channel FWM) entre les différents canaux du système de transmission. Ces intermodulations apparaissent et deviennent considérables avec l'augmentation du débit [30].

II.4.1. Auto-modulation de phase (SPM)

La SPM induit une modulation de phase du signal, en fonction de sa puissance. Celle-ci combinée à la dispersion chromatique, conduit à un élargissement temporel des signaux se propageant dans la fibre. En effet, l'auto-modulation de phase se traduit par une modulation de

fréquence parasite avec augmentation de la fréquence instantanée à l'avant et une diminution à l'arrière de l'impulsion. Cet effet, corrélé avec la dispersion chromatique, perturbe l'intensité du signal. Dans les conditions de dispersion normale ($D > 0$), la tête de l'impulsion se propage encore plus rapidement tandis que l'arrière se propage encore plus lentement. La dispersion chromatique et l'effet Kerr se conjuguent donc pour élargir l'impulsion. En revanche, dans les conditions de dispersion anormale ($D < 0$) le cas de la fibre SMF, l'avant de l'impulsion se trouve ralenti tandis que l'arrière est accéléré : on peut imaginer que s'ils se compensent exactement, l'impulsion ne se déformera pas au cours de la propagation. Le schéma de la figure II.7 en illustre le principe sur une impulsion créneau.

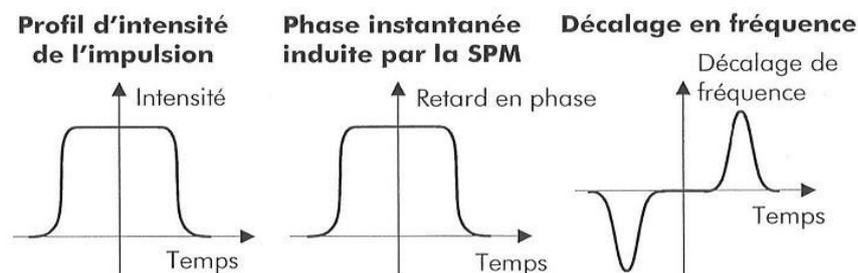


Figure II. 6 L'effet de l'auto modulation de phase sur une impulsion carrée [21].

Les signaux de type NRZ, sont bien dégradés par la SPM. On peut remarquer l'influence de la puissance sur la détérioration du signal sur la figure II.8, la dégradation du signal après propagation est visiblement accentuée sur les fronts montant et descendant des impulsions. Lorsque plusieurs bits consécutifs sont à 1 (>3 bits), on peut distinguer leurs valeurs, par contre pour trois bits à 0 et deux bits à 1 cela devient plus critique et on peut facilement interpréter cette déformation comme l'apparition d'un zéro entre deux bits à 1. La restitution de la séquence sera alors complètement biaisée après détection [30].

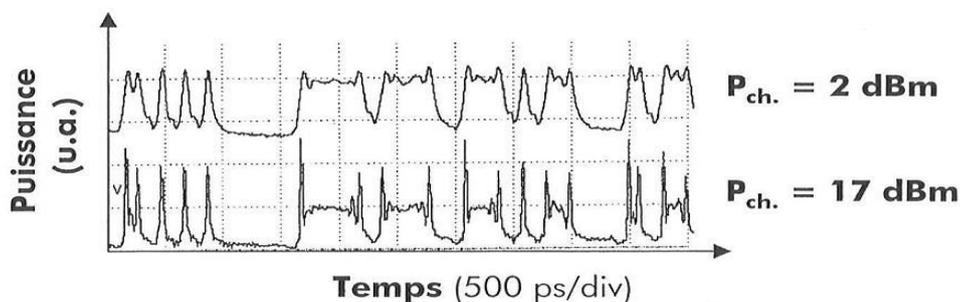


Figure II. 7 Effet de la dégradation d'une séquence temporelle d'un signal NRZ modulé à 10Gbit/s après 2x100km de propagation sur fibre SMF [21].

On peut retenir que la SPM produit un élargissement du spectre de l'impulsion optique qui croît avec la distance de transmission. C'est une des raisons pour lesquelles les formats de modulation peuvent être plus ou moins robustes aux effets des non-linéarités cumulées le long de la ligne.

II.4.2. Modulation de phase croisée (XPM)

La modulation de phase croisée, est aussi une conséquence d'un déphasage induit par l'effet Kerr. Cependant, contrairement à la SPM, la XPM est la conséquence d'un déphasage induit par la présence d'un signal optique issu d'un canal voisin, et non pas du fait de la présence du signal lui-même.

En plus de cette modulation de phase induite par les signaux des canaux adjacents, il existe également un phénomène de glissement temporel (*walk off*) entre les séquences de chaque canal propagées à des vitesses différentes du fait de la dispersion chromatique. La XPM provoque un élargissement spectral ainsi qu'un décalage de l'instant d'arrivée des impulsions en fonction des données du canal perturbateur. Certaines combinaisons binaires auront alors plus ou moins d'influence car les bits à 1 sont ceux qui provoquent cette phase non-linéaire [20-21].

II.4.3. Mélange à quatre ondes (FWM)

Le mélange à quatre ondes, est une autre conséquence des effets non-linéaires Kerr se produisant entre différentes composantes d'un signal WDM. Elle consiste en une interaction non-linéaire entre trois ondes de pulsations ω_i , ω_j et ω_k qui consiste à créer une nouvelle onde, appelée *produit d'intermodulation*, à la pulsation $\omega_{ijk} = \omega_i + \omega_j - \omega_k$. Dans le cas du mélange à quatre ondes on considère trois canaux chacun centré sur une longueur d'onde telle que la nouvelle onde engendrée par la présence des trois ondes initiales, à la pulsation ω_{ijk} , a pour puissance [31, 32] :

$$P(L, \omega_{ijk}) = \left(\frac{D_{ijk}}{3}\right) \cdot \eta (\gamma P_0 L_{eff})^2 \cdot (P_0 e^{-\alpha L}) \dots (2.20)$$

P_0 est la puissance moyenne pour chaque canal en considérant celle-ci identique pour chacun d'eux, γ est le coefficient non-linéaire, L_{eff} est la longueur effective, et η correspond à l'efficacité du mélange et dépend essentiellement des constantes de propagation des ondes

intervenant dans le FWM. Le facteur D_{ijk} est un entier caractérisant la dégénérescence liée au fait que les canaux intervenant dans le FWM, peuvent ne pas avoir la même puissance

Il est nécessaire de prendre en considération l'impact de la SPM et de la XPM sur le désaccord de phase qu'ils engendrent du fait des variations d'indices. Pour cette raison le choix des longueurs d'onde d'un signal WDM ainsi que leurs espacements et la manière de compenser la dispersion chromatique est primordiale pour éviter de multiples produits d'intermodulation qui provoqueront l'apparition d'ondes entre les canaux WDM au détriment des signaux utiles qui verront leur niveau de puissance diminuer.

II.4.4. Modulation de phase croisée (i-XPM) et mélange à quatre ondes (i-FWM) intra-canaux :

Les effets de non linéarités intra-canaux sont le résultat d'interactions non-linéaires entre différents symboles d'un même canal [21]. L'importance de ces effets augmente lorsque le débit du signal augmente comme illustré en Figure II.8:

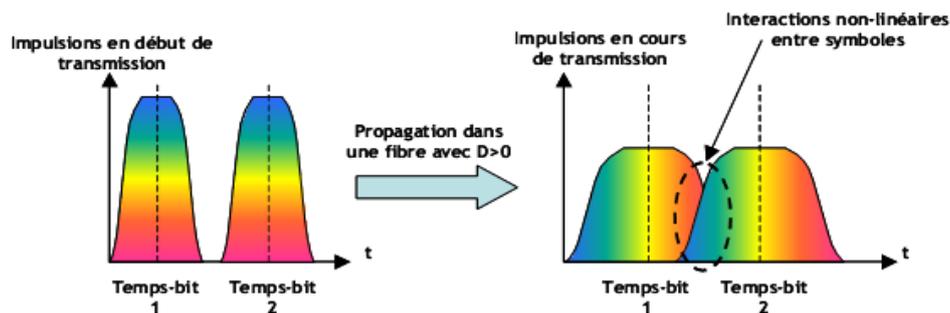


Figure II. 8 Principe des effets non- linéaires intra-canaux [21]

Les effets intra-canaux peuvent être divisés en trois effets principaux [20, 21] :

- *L'auto-modulation de phase intra-impulsion (i-SPM)*, c'est simplement l'effet Kerr induit par une impulsion d'un signal optique sur elle-même.
- *L'auto-modulation de phase croisée intra-canal (i-XPM)*, c'est le déphasage induit par l'effet Kerr généré par une impulsion du signal sur une impulsion voisine. Chaque bit interagit avec ses bits voisins et lorsque la dispersion chromatique induit un élargissement des impulsions alors il y a un recouvrement et une augmentation des effets de la modulation d'indice à cause d'un bit voisin.

➤ Le mélange à quatre ondes intra-canal (*i-FWM*), la variation de fréquence pendant chaque impulsion due à la dispersion chromatique, induit un mélange à quatre ondes lorsque la fréquence optique est différente entre les impulsions lorsque celles-ci sont à leur maximum (en leur milieu). Le schéma de la figure II.9 illustre ce principe ainsi que celui de l'*i-XPM* à trois instants typiques d'une transmission :

- en entrée de fibre(1) ;
- à une certaine longueur de fibre où l'effet de la dispersion élargit les impulsions (2) ;
- en fin de liaison après compensation de la dispersion (3).

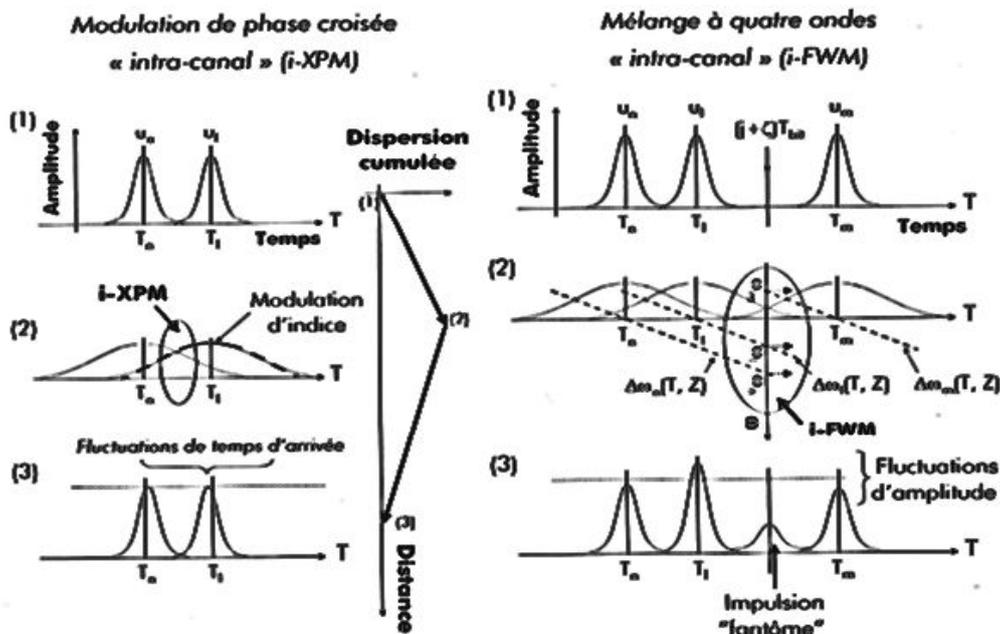


Figure II. 9 Principe des effets non-linéaires intra-canaux de type *i-XPM* et *i-FWM* [21].

II.4.5 Effets non-linéaires corrélés au WDM :

L'effet Kerr optique a été présenté de manière générale et la relation entre indice de réfraction et puissance a été définie dans l'équation (2.19). Il est possible de s'affranchir des effets non-linéaires en utilisant une puissance optique de quelques dBm en entrée de fibre. De nombreux effets non-linéaires engendrés à forte puissance sont connus sous le nom d'auto-modulation de phase (SPM), modulation de phase croisée inter-canal (XPM) et intra-canal (*i-XPM*), mélanges à quatre ondes (FWM) et mélanges à quatre ondes intra-canal (*i-FWM*), ainsi que d'instabilité de modulation (IM). La figure II.10, montre la contribution majeure en termes

de pénalités de chacun de ces effets, pour différentes valeurs de dispersion chromatique, et en fonction du débit binaire et du format de modulation d'intensité (RZ ou NRZ) [33].

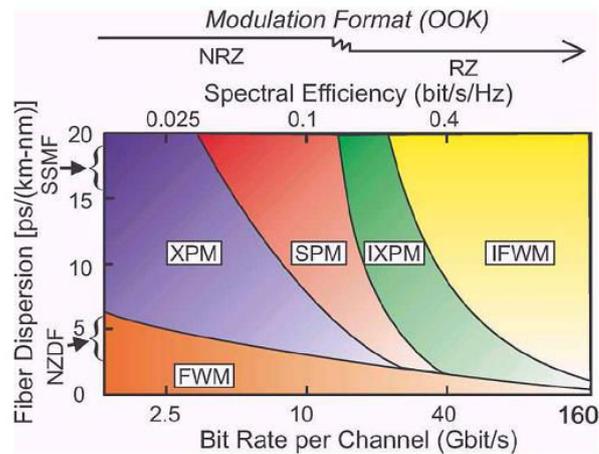


Figure II. 10 Contribution des effets non-linéaires inter-canaux (XPM, FWM) et intra-canaux (SPM, i-XPM, i-FWM) pour différents types de fibres optiques (NZDF, SSMF) et différents débits de modulation de signaux WDM transmis sur 2000 km [33].

L'interaction entre le signal et le bruit est ici négligée, et les résultats sont donnés pour un taux d'erreurs optimal. Les notions de pénalités et taux d'erreurs seront approfondies plus loin dans ce même chapitre. Sur la figure II.10, les effets non-linéaires inter-canaux sont prédominants pour les transmissions à des débits binaires allant jusqu'à 10 Gbit/s. Par contre pour des débits au-delà de 10 Gbit/s, ce sont les effets intra-canaux qui auront le plus d'effets sur la qualité de chacun des canaux d'une transmission WDM.

II.4.6. Les effets du "crosstalk"

Les effets du "crosstalk" sont une limitation propre aux systèmes WDM. Le "crosstalk" linéaire, ou diaphotie linéaire, consiste en un chevauchement des spectres de chaque canal d'un signal WDM lorsque ceux-ci sont trop rapprochés. La diaphotie linéaire est assez pénalisante au niveau de la détection lorsqu'il s'agit de filtrer un canal en vue de le détecter. Ceci est illustré en Figure II.11.

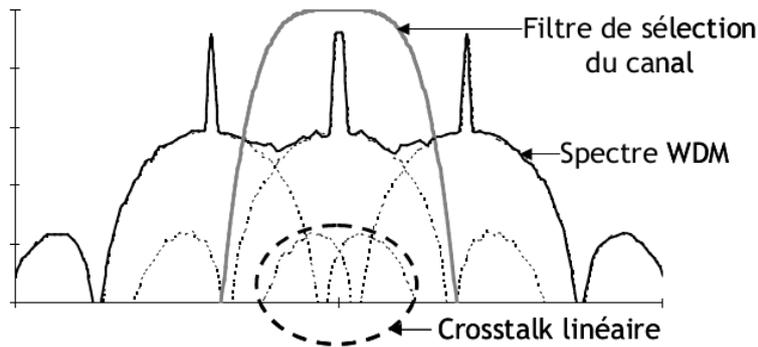


Figure II. 11 L'illustration de l'effet de crosstalk linéaire [21]

Une grande partie des spectres des canaux voisins est incluse dans la bande passante du filtre de sélection du canal central. L'information contenue dans le canal central va donc se mélanger avec celle contenue dans la partie des spectres des canaux voisins sélectionnée par le filtre, qui va donc s'en trouver dégradée [1].

- **Évolution de la tolérance aux effets non-linéaires**

Lorsque le débit augmente, les effets de dispersion augmentent aussi. Ceci a pour conséquences [21] :

- ✓ Premièrement, du fait que les effets de dispersion augmentent avec le débit, les impulsions auront d'autant plus tendance à se chevaucher, et donc à interagir de façon non linéaire entre elles, générant ainsi plus facilement *des effets non-linéaires intra-canaux*.
- ✓ Deuxièmement, du fait de la diminution du temps-bit, le temps pendant lequel deux impulsions de deux canaux différents interagissent entre elles, va diminuer. Elles auront donc moins le temps de générer des effets non-linéaires croisés de type XPM ou FWM. Ainsi, l'impact des effets intra-canaux augmente et l'impact des effets croisés diminue lorsque la *fréquence d'information optique augmente*.

II.5. Techniques de réception :

Après avoir défini les caractéristiques du signal émis, et les effets de propagation d'une fibre optique, la réception du signal optique sera détaillée dans ce qui suit. Tout d'abord il sera abordé le principe de la conversion optoélectronique, puis la technique d'évaluation de la qualité du signal optique suivra.

II.5.1. Principe de fonctionnement d'un récepteur optique

Ce principe est basé sur une détection directe et quadratique du signal optique. Un photorécepteur est généralement composé d'une photodiode de type PIN, d'un amplificateur à trans-impédance (TIA) avec une capacité de découplage du signal continu, et d'une voie permettant de récupérer le signal d'horloge nécessaire à la synchronisation de la bascule de décision pour mesurer le taux d'erreurs binaires. Souvent la récupération d'horloge est intégrée dans le récepteur mais il est possible d'utiliser un élément externe en sortie du récepteur (PIN+TIA).

II.5.2. La photodiode PIN

Le rôle d'une photodiode est de convertir la puissance optique incidente P_{opt} en courant de photodétection i_d . Ce courant de photodétection est proportionnel à la puissance optique tel que :

$$i_d = RP_{opt} \dots(2.21)$$

Où R est appelé le facteur de conversion. Son expression est donnée par la formule :

$$R = \frac{\eta q}{h\nu} \dots(2.22)$$

Où $h\nu$ est l'énergie des photons incidents, q la charge électrique élémentaire et η l'efficacité quantique de la photodiode.

II.5.3. L'amplificateur à Trans-impédance :

Un amplificateur électrique de type TIA, convertit le courant de la photodiode en tension. L'association d'une photodiode PIN et d'un TIA permet d'obtenir simultanément une grande bande passante et un bruit faible [34]. La bande passante du TIA augmente avec le gain de l'amplificateur. Il est donc possible de réaliser un amplificateur avec une grande bande

passante. Cette caractéristique est à l'origine de l'utilisation d'un TIA comme amplificateur de sortie de la plupart des photorécepteurs actuels. Ce type de récepteur génère du bruit issu de la photodiode ainsi que de l'amplificateur électrique. On utilise généralement un filtre électrique passe-bas de Bessel pour éliminer la majorité du bruit [34,21].

II.6. Critères d'évaluation d'une transmission

Dans les systèmes de transmission, on utilise certains types de signaux de données bien spécifiques de manière à tester la qualité des éléments constituant ces systèmes suivant certaines configurations telles que le type de séquences binaires, le format de modulation, etc... C'est pour cela qu'il est primordial de fixer un cadre d'étude pour pouvoir comparer qualitativement et quantitativement les performances du système de transmission. Cette étude est dédiée en premier lieu à des liaisons courtes distances point à point de signaux modulés au format NRZ sans compensation de dispersion et donc sans une gestion de la dispersion. Les effets de dégradation liés à la propagation sur fibre optique ont été mis en évidence dans les parties précédentes en prenant en compte un élargissement temporel des impulsions. On utilise pour cela une séquence de bits permettant de tester toutes les combinaisons de 2^N-1 bits, cette séquence est appelée PRBS. Cette séquence permet d'évaluer les effets de bits isolés, ou de groupes de bits. Le nombre entier N pouvant prendre une valeur non quelconque entre 7 et 31, ce qui fixera la longueur de ces séquences. Pour tester l'ensemble de ces combinaisons binaires on utilise un outil qui permet de visualiser pendant un temps, la superposition de toutes ces séquences. Ce qu'on appelle diagramme de l'œil, il est détaillé dans le paragraphe qui suit, puis ensuite est présenté le procédé d'évaluation quantitative utilisant le comptage des erreurs binaires.

II.6.1. Diagramme de l'œil

Le diagramme de l'œil permet de visualiser la qualité d'un signal dans le domaine temporel en superposant un grand nombre de séquences en temps réel au moyen d'un oscilloscope rapide synchronisé sur le signal d'horloge du signal de données. Pour superposer tous les bits il suffit de faire glisser temporellement chaque séquence bit à bit. La figure II.12 illustre schématiquement ce principe. Ce diagramme permet de voir la dégradation de chaque symbole sur le même graphique.

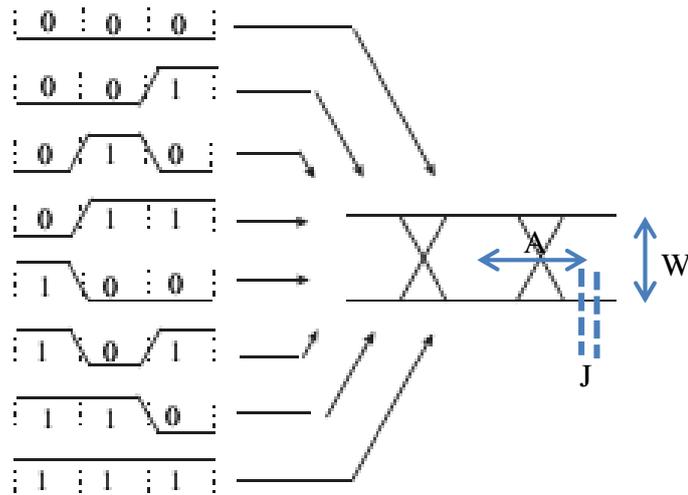


Figure II. 12 Principe de constitution d'un diagramme de l'œil. L'ouverture verticale (A) et horizontale (W) de l'œil, et de la gigue de phase (J).

L'ouverture de l'œil caractérise le bruit et les distorsions apportées par la chaîne de transmission. L'opération d'échantillonnage doit se produire à l'instant précis où l'œil est le plus ouvert. Un œil bien ouvert permettra au dispositif de démodulation de discerner aisément les symboles transmis. A l'opposé, un œil fermé se traduira inévitablement par de nombreuses erreurs de transmission.

II.6.2. Taux d'erreur binaire : BER et Facteur Q

Le Taux d'Erreur Binaire d'une liaison est le rapport entre le nombre d'erreurs et le nombre de bits transmis. Statistiquement il s'agit de la somme de la probabilité qu'un bit 1 soit détecté comme un bit 0 et de la probabilité qu'un bit 0 soit détecté comme un bit 1.

En pratique il est courant d'extrapoler la mesure de BER pour la mesure d'un nombre d'erreurs très faibles car si l'on veut un BER de 10^{-12} il faut pouvoir compter une erreur sur un téra-bit transmis. Pour une mesure valable, il est nécessaire de réaliser une moyenne sur un ensemble de plusieurs dizaines de mesures. Pour une quarantaine de mesures cela équivaut à plus d'une heure de mesure, ce qui est excessivement long. Dans ce cas on préfère travailler à des BER plus faibles pour effectuer des mesures fiables quasi-instantanément et ainsi régler certains paramètres du système de transmission.

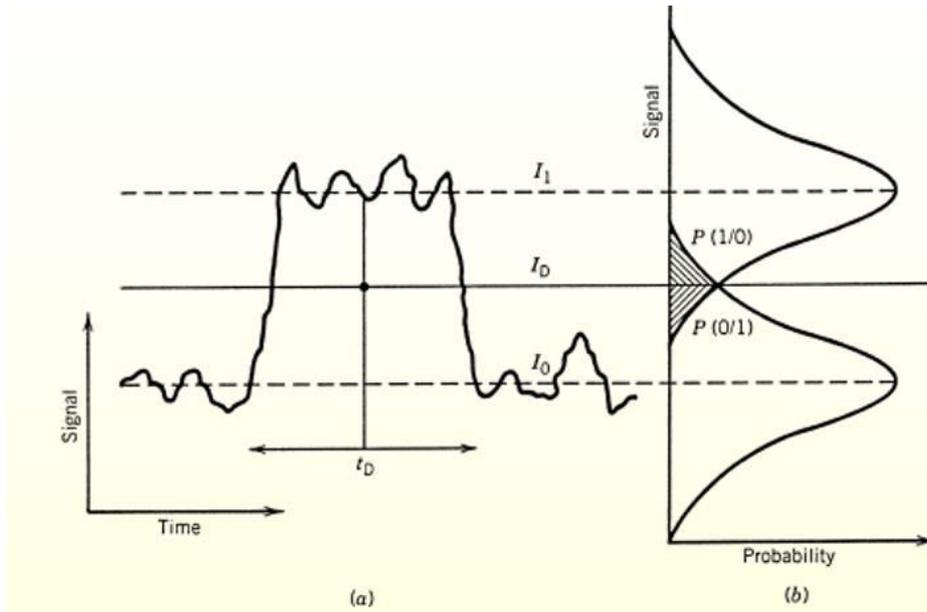


Figure II. 13 Principe d'évaluation du Taux d'erreur par le facteur Q (a) l'évolution temporelle du signal avec fluctuations des niveaux hauts et bas (b) les distributions supposées gaussiennes de ces niveaux avec des variations σ_1 et σ_0 autour des Intensités moyennes I_1 et I_0 .

Si les « 1 » et les « 0 » sont équiprobables le taux d'erreur aura pour expression

$$BER = \frac{1}{4} \left[\operatorname{erfc} \left(\frac{I_D - I_0}{\sigma_0 \sqrt{2}} \right) + \operatorname{erfc} \left(\frac{I_1 - I_D}{\sigma_1 \sqrt{2}} \right) \right] \dots (2.23)$$

I_D correspond au seuil de décision et la fonction erfc est définie par :

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{+\infty} e^{-y^2} dy \dots (2.24)$$

En prenant I_D au centre de l'impulsion, soit à la croisée des distributions de probabilité des niveaux « 1 » et « 0 » pour un réglage optimal, le facteur Q est défini alors par :

$$Q = \frac{I_1 - I_D}{\sigma_1} = \frac{I_D - I_0}{\sigma_0} = \frac{I_1 - I_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \dots (2.25)$$

On peut alors déduire le taux d'erreur à partir du facteur Q :

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{Q}{\sqrt{2}} \right) \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \frac{e^{-\frac{Q^2}{2}}}{Q} \dots (2.26)$$

Le facteur Q est directement calculé par l'oscilloscope d'acquisition, et il est usuel d'utiliser la courbe de correspondance du facteur Q avec le BER qui est illustré par la figure II.14.

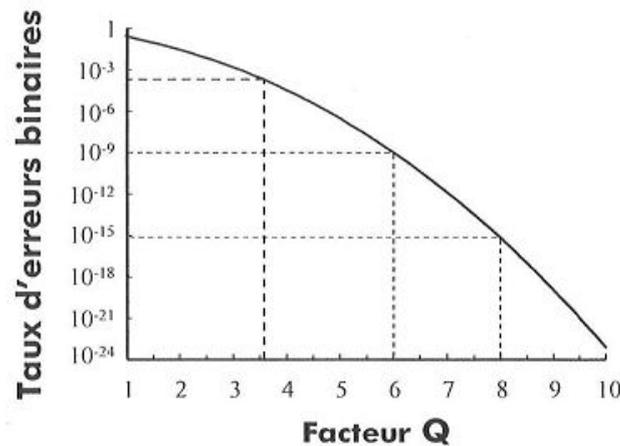


Figure II. 14.Relation entre taux d'erreur binaire et facteur Q.

Cette courbe permet de contrôler rapidement la qualité du signal transmis mais la mesure du BER reste le critère de caractérisation et de validation de la qualité d'un système de transmission.

II.7 Conclusion

Nous avons décrit ici les notions de transmission principales abordées tout au long du mémoire, il était question de présenter les effets de propagation linéaires et non-linéaires que subit le signal lorsqu'il se propage le long d'une fibre optique, dans le cas du WDM. Les limitations majeures à la distance que peut parcourir un signal optique dans un système de transmission optique pour être détectable par le récepteur après transmission sont causées par les effets non-linéaires, qui eux se manifestent lorsque la puissance injectée dans la fibre est élevée et le bruit d'ASE : Amplified Spontaneous Emission (dans le cas d'une amplification optique) qui devient d'autant plus limitant que la puissance du signal injectée est faible.

De plus ces effets se cumulent linéairement avec le nombre de tronçons du système. Donc lorsque la distance augmente, la puissance minimale tolérable augmente du fait de l'augmentation de la quantité d'ASE, et la puissance maximale diminue du fait de l'augmentation de la quantité d'effets non-linéaires. La distance pour laquelle ces deux valeurs de puissance se rejoignent correspond alors à la distance maximale atteignable par un signal se

propageant dans ce système. Nous avons aussi recensé les composants émetteurs actuels (les diodes lasers à modulation directe DML de type DFB, des lasers à modulation externe EML...etc...) utilisés dans les réseaux WDM métropolitains et d'accès.

L'analyse des effets des fibres optiques utilisées dans les systèmes de communications, a permis d'établir une relation entre la dispersion chromatique, la variation de la fréquence instantanée et les effets non linéaires. Par une étude bibliographique sur la déformation des impulsions propagées sur fibre optique, la variation de la fréquence instantanée du signal transmis a été caractérisée et sera reliée à la variation de la fréquence instantanée induite par la modulation directe du laser, ces définitions nous seront d'une grande utilité lors des simulations.

Chapitre3 – Les Filtres Optiques

III.1. Introduction :

La mise en œuvre de la technologie PON/WDM pour les systèmes de communication sur fibre optique nécessite différents composants optiques. Parmi ceux-ci on peut citer :

- les multiplexeurs, qui combinent la sortie de plusieurs émetteurs et l'envoi dans une seule fibre optique,
- les démultiplexeurs qui divisent le signal dans chacun des canaux destinés à différents récepteurs,
- les coupleurs qui sont les composants de base de ce type d'architecture. Les coupleurs présentent l'inconvénient majeur des pertes qui affectent considérablement le budget de la liaison (*ces pertes s'élèvent à $10 * \log N$ pour un coupleur $1 \times N$*),
- les filtres optiques accordables qui sélectionnent un canal à la longueur d'onde bien spécifique qui peut être changée par réglage de la bande passante du filtre optique,
- les lasers qui peuvent être accordés sur quelques nanomètres,
- les multiplexeurs à insertion/extraction [1, 2].

Pouvoir émettre à des longueurs d'ondes différentes peut s'avérer très utiles pour choisir le destinataire ou le service. Hélas, ceci n'est pas toujours à portée de main, Il est souvent difficile d'utiliser des lasers et des filtres accordables pour les réseaux d'accès car ils sont assez coûteux. Toutefois, plusieurs technologies sont en cours d'études, certaines (barrette de DFB et SG-DBR) apparaissent en phase d'industrialisation pour être utilisé dans les réseaux cœur et metro [2].

Les filtres optiques utilisés ont besoin d'avoir de faibles pertes et une importante isolation entre canaux. Parmi les technologies existantes nous pouvons citer :

- les filtres diélectriques à couches minces qui sont très utilisés pour différents systèmes WDM,
- les circuits guides d'ondes planaires (Planar Lightwave Circuit ; PLC),

- les AWG qui sont très attractifs pour toute application nécessitant un grand nombre de canaux, car leur utilisation permet une optique MUX / DMUX intégrant le tout sur une seule et même puce,
- les filtres à réseaux de Bragg qui sont également très utilisés,
- les filtres à base de polymères qui ont été développés en vue de réduire le coût de production.

La Figure III.1 résume les technologies de filtres optiques utilisés [3].

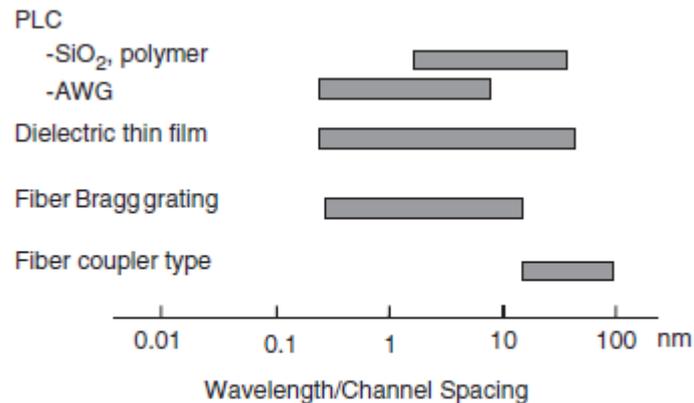


Figure III. 1 les différentes technologies de filtres optiques [3].

III.2. Les filtres accordables

Le rôle d'un filtre optique accordable dans le système WDM est de sélectionner un canal dans le récepteur. La bande passante du filtre doit être suffisamment large pour transmettre le canal désiré, mais, en même temps, suffisamment étroite pour bloquer les canaux voisins [1]. Ce sont des filtres dont les propriétés spectrales peuvent être modifiées, de manière réversible, sous l'action d'un paramètre physique (la température, un champ électrique, un champ magnétique, l'intensité lumineuse, des contraintes mécaniques...etc..) [1, 4, 5]. Les caractéristiques de tels filtres incluent :

- de faibles pertes d'insertion,
- une isolation entre canaux élevée afin d'avoir peu de diaphonie des canaux adjacents (au moins 25 dB sont requis),
- une plage d'accord pour pouvoir commuter sur un bon nombre de longueurs d'onde (30 nm sont appréciables),

- une vitesse d'accord de l'ordre de la micro-seconde (μs) est nécessaire pour la commutation de paquets optiques,
- une indépendance à la polarisation,
- un faible coût.

A ce niveau, il y a eu peu de progrès depuis la dernière décennie les données issues d'une publication de 1998 sont encore valables aujourd'hui [2,5].

Parmi les différentes technologies nous citons:

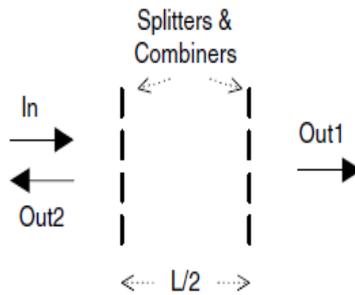
III.2.1. L'interféromètre Fabry-Pérot accordable :

Le principe de l'interféromètre est bien connu, c'est une cavité résonante entre deux miroirs. L'instrument ainsi conçu utilise le phénomène résultant des interactions de deux rayons de lumière. Il permet d'isoler une portion spécifique du spectre pour transmettre une certaine longueur d'onde [6,7]. Les travaux de Stone et Stulz en 1987 ont permis la réalisation d'un interféromètre miniature sur fibre optique dont les performances répondent aux besoins des transmissions sur fibre optique en termes de pertes d'insertion, de caractéristiques spectrales et de stabilité [3].

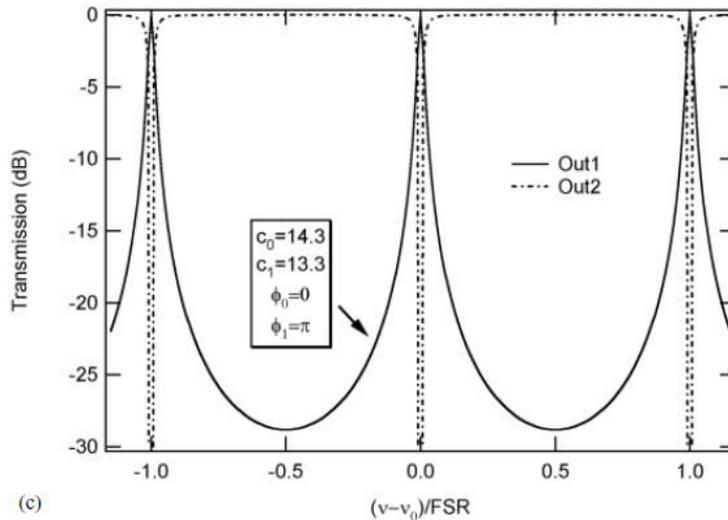
En déposant sur les extrémités d'une fibre optique deux empilements de couches d'indices de réfraction alternés (les deux miroirs de la cavité résonnante), on obtient aisément un filtre optique Fabry-Pérot (FP), tout fibre. (Ces empilements sont séparés par des tronçons de fibre optique monomode. La distance entre les miroirs est ajustable par une commande piézo-électrique).

La figure (III.2a) représente la structure basique du FPI ; la réponse spectrale d'un tel dispositif présente un pic étroit autour d'une certaine longueur d'onde et les deux domaines adjacents sont réfléchis, comme illustré par la figure (III.2.b) [1-3-7-8]. Il a deux sorties:

- « Out1 » correspond à la réponse spectrale en transmission du FPI,
- « Out2 » correspond à la réponse spectrale en réflexion [8].



(a)



(c)

(b)

Figure III. 2 (a) La structure d'un interféromètre FP avec propagation en espace libre
(b) Figure de transmittance d'un filtre Fabry Pérot [8].

La largeur du pic à mi-hauteur est liée au rapport des indices et au nombre de couches constituant l'empilement de base. Pour accroître la raideur du filtre, il est conseillé de répéter l'empilement pour constituer un assemblage à deux ou à trois cavités [4].

Sur un domaine plus étendu, la réponse spectrale d'un filtre Fabry-Pérot tout fibre est représentée par la figure (III.3). Les dispositifs réalisés peuvent présenter des pertes de l'ordre de 2 dB. La finesse définie par le rapport entre l'intervalle spectral $\Delta\lambda$ et la largeur spectrale à mi-hauteur $\delta\lambda$, peut atteindre une valeur de 100[7].

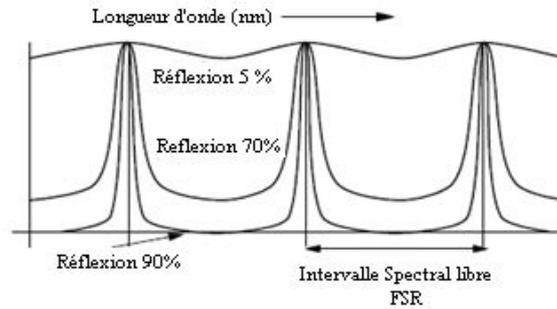


Figure III. 3 Caractéristique d'un filtre Fabry-Pérot.

Une autre méthode utilisée pour la conception d'un filtre FP tout fibre accordable, comme pour le précédent dispositif, les deux extrémités des fibres formant l'espace sont couvertes pour agir comme miroirs à haute réflectivité, figure (III.3), l'espace entre deux fibres optiques est rempli d'air, et la structure entière est enfermée dans une chambre piézoélectrique de sorte que la longueur de l'espace d'air puisse être changée électriquement pour accorder et choisir un canal spécifique [5].

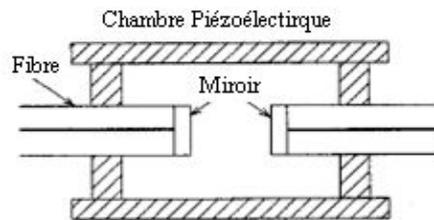


Figure III. 4 Filtre Fabry Pérot réalisé par des miroirs diélectriques.

✓ La fonction de transfert :

En traitement du signal, les filtres avec une contre réaction (feedback) sont classés comme autorégressifs (AR: autorégressive) ou à réponse impulsionnelle infinie (RI). La fonction de transfert du filtre est donnée par l'équation (3.1) [6]:

$$H(f) = \frac{T_r}{1 - R_e e^{2j\pi \frac{f-f_c}{FSR}}} \quad (3.1)$$

Où FSR (*Free Spectral Range*) désigne la largeur du domaine spectral entre deux pics de transmission du filtre, elle est donnée par [1] :

$$FSR = c/2nL$$

Avec :

{	c :	vitesse de la lumière,
	n :	indice du milieu,
	L :	longueur de la cavité Fabry-Pérot,
	T_r	coefficient de transmission en puissance,
	R_e	coefficient de réflexion en puissance,
	f_c	la fréquence centrale du filtre.

La largeur de bande à mi- hauteur du filtre est reliée à la largeur spectrale FSR par la relation [6] :

$$FWHM = \frac{FSR}{F} \dots \dots (3.2)$$

$$F = \frac{\pi\sqrt{R_e}}{1 - R_e} \dots \dots (3.3)$$

III.2.1.1 Fabry-Pérot accordable à cristaux liquides (LC-FP)

C'est un interféromètre FP utilisant un matériau à cristaux liquides ferroélectrique inséré dans la cavité résonante. La nature anisotrope des cristaux liquides permet de changer l'indice de réfraction électriquement : c'est ainsi que l'accord est réalisé en changeant l'indice de réfraction. Ces filtres peuvent fournir une finesse élevée de l'ordre de plusieurs centaines (≈ 300), une plage d'accord de l'ordre de 50 nm et une largeur de bande de 0.2-0.3 nm. Le temps d'accord du cristal liquide est de plusieurs μs [9,17].

III.2.1.2 Fabry-Pérot semi-conducteur

L'interféromètre Fabry-Pérot à base de semi-conducteur avec micro déplacement des miroirs par changement de température ou par force électrostatique (micromachine FP) (Micro Machined Devices) : ces filtres présentent une plage d'accord de l'ordre de 40nm et une largeur de bande inférieure à 0.35 nm [1].

III.2.2. Interféromètre de Mach Zehnder (MZ)

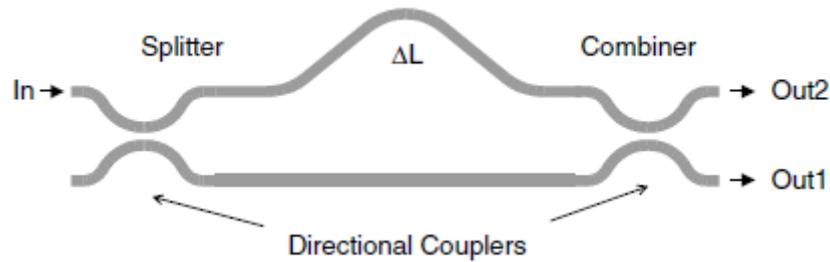


Figure III. 5 Structure d'un interféromètre (MZ) [8]

La configuration Mach Zehnder est largement utilisée dans des applications photoniques (cf. figure III.5) d'habitude fabriqués dans du Niobate de lithium LiNbO_3 . Un rayon de lumière incident est divisé en deux puis recombinaison après une courte distance. La recombinaison des champs se fait selon la différence de phase, si les deux bras de l'interféromètre sont de la même longueur, il n'y aura aucune différence de phase entre les deux champs par conséquent ils vont se combiner de façon constructive. La sortie est donc une fonction périodique de la fréquence optique et de la longueur des bras de l'interféromètre, la fonction de transfert à la sortie est donnée par [10]:

$$H_{MZ}(\omega) = [1 + \exp(i\omega\tau)]/2 \quad \dots\dots(3.4)$$

Où : τ le retard accumulé dans le bras le plus long de l'interféromètre MZ

$$\tau = n \cdot \Delta L / c \text{ où :}$$

n : l'indice de réfraction du bras

c : la vitesse de la lumière dans le vide,

ΔL : la différence de marche.

En traitement du signal on désigne ce type de filtre par filtre à réponse impulsionnelle finie (RIF) ou filtre à moyenne glissante (moving average MA) [8].

La fonction de transfert du filtre MZ n'est pas assez étroite pour des applications WDM, par conséquent, une configuration MZ cascadiée est utilisée pour produire des filtres plus étroits. Le réglage d'accord de ces filtres se fait par effet électro-optique en appliquant une tension à un bras de l'interféromètre. Les filtres MZ sont produits par technologie lithographique à bas coûts. Cependant, les pertes sont un inconvénient

majeur. Ils peuvent aussi être construits à base de guide d'ondes de silice ou de dispositifs à fibre optique, où la perte d'insertion est réduite au minimum [11].

III.2.3. Réseau de Bragg (Fiber Bragg Grating - FBG)

Les réseaux de Bragg tout-fibre sont des composants optiques qui agissent comme des miroirs sélectifs en longueur d'onde. La réflexion en longueur d'onde est provoquée par une modulation périodique longitudinale de l'indice de réfraction du cœur de la fibre optique.

L'écriture de réseau de Bragg ou de réseaux photo-induits dans la fibre optique est possible grâce à la photosensibilité de la silice dopée à l'oxyde de germanium ainsi la modulation est produite par une exposition de la fibre optique à un faisceau laser ultraviolet.

Cette variation périodique de l'indice de réfraction a pour conséquence de réfléchir une longueur d'onde bien précise, appelée la longueur d'onde de Bragg définie par l'équation (3.5) :

$$\lambda_B = 2 \cdot n_{eff} \cdot \Lambda \quad (3.5)$$

Où : n_{eff} est l'indice effectif du mode fondamental et Λ est la période ou le pas du réseau.

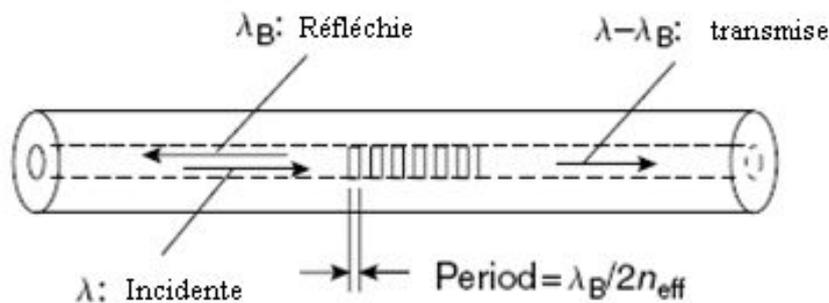


Figure III. 6. Le principe du réseau de Bragg Photo- inscrit de période Λ et d'indice effectif n_{eff} [12].

Les réseaux de Bragg tout fibre fournissent un exemple de filtres optiques. Sous sa forme la plus simple, un réseau tout fibre agit en tant que filtre en réflexion dont la longueur d'onde centrale peut être commandée en changeant la période du réseau, et dont la largeur de bande peut être modifiée en changeant la profondeur du réseau.

Les réseaux de Bragg trouvent aujourd'hui des applications dans de nombreux domaines et ils sont utilisés de plus en plus comme composants optiques tels que: les filtres en transmission à faible perte, les lasers à fibre, les lasers pompes pour les amplificateurs à fibre, l'égaliseur de gain pour un amplificateur à fibre dopée erbium EDFA, les démultiplexeurs à insertion/extraction (Add/Drop) etc.. [12] :

- ✓ Dans une première approche, les réseaux de Bragg à fibres sont utilisés comme miroirs réfléchissant d'un filtre FP (section III.1.2), ce qui donne des filtres en transmission dont le FSR varie dans une large gamme allant de 0,1 à 10 nm [12].
- ✓ Dans une autre conception, le réseau est gravé sur chaque bras d'un interféromètre MZ et fournit ainsi un filtre accordable.
- ✓ Une structure, empruntée à la technologie des lasers DFB, utilise l'InGaAsP / InP pour réaliser des guides d'ondes planaires fonctionnant à 1,55 μm . La sélectivité en longueur d'onde est assurée par un réseau de Bragg ; dont la longueur d'onde est accordée électriquement. Ces filtres peuvent être accordés rapidement (en quelques nanosecondes) et peuvent également être intégrés avec le récepteur, car ils utilisent des semi-conducteurs de même matériau. Ces deux propriétés des filtres InGaAsP/InP les rend très attractifs pour des applications WDM [12].

III.2.4.Filtre acousto-optique (AOTF) :

Le concept du filtre accordable acousto-optique a été d'abord présenté en 1969 par S. E. Harris et R. W. Wallace [5]. L'interaction acousto-optique est réalisée à la surface d'un cristal de niobate de lithium (LiNbO_3) entre une onde optique guidée monomode polarisée, et une onde acoustique (onde de surface) de vecteur d'onde colinéaire au vecteur d'onde optique. Les conditions d'interaction sont liées à la conservation des vecteurs d'ondes $k_{\text{TE}} = k_{\text{TM}} \pm K_{\text{ac}}$ et sont donc obtenues si $F_a = V_a \frac{n_e - n_o}{\lambda}$, où F_a et V_a sont respectivement la fréquence et la vitesse de l'onde acoustique de surface, n_e et n_o les

indices extraordinaire et ordinaire du cristal, et λ la longueur d'onde optique. A la suite de cette interaction, si les coefficients sont favorables, l'onde lumineuse TE est convertie partiellement en une onde TM qui peut être transmise seule par le dispositif intégré si un polariseur élimine l'onde TE résiduelle. L'onde ainsi transmise est une onde filtrée autour de la longueur d'onde optique d'accord déduite de la relation précédente. Donc l'accordabilité se fait par modification de la fréquence de l'onde acoustique appliquée [13].

L'AOTF se caractérise par une largeur de bande de l'ordre de 1 nm, et peut être accordé sur une gamme de 1.3 à 1.6nm. Le temps d'accord est de l'ordre de quelques μ s, il peut ainsi être utilisé pour des applications de commutation haut débit.

En appliquant plusieurs différentes fréquences, l'AOTF peut simultanément filtrer plusieurs canaux. Cependant ce filtre présente des pertes d'insertion assez élevées (~5 dB), il est sensible à la polarisation, présente une fonction de transfert avec des lobes secondaires, ainsi qu'une largeur de bande faiblement étroite [5].

III.2.5. Filtres électro-optiques accordables (EOTF)

Ce sont des dispositifs qui utilisent le principe de la modification de l'indice de réfraction d'une cavité par un champ électrique. L'utilisation de l'effet électro-optique permet de courts temps d'accord de l'ordre de la nanoseconde, par contre et comme pour les filtres acousto-optiques, ce filtre présente une largeur de bande faiblement étroite et l'inconvénient de la présence des lobes secondaires.

III.2.6. Multiplexeurs à réseaux de guides déphaseurs AWG (ARRAYED WAVEGUIDE GRATING)

Ce sont des composants planaires silice sur silicium (parfois avec polymère) qui ont l'avantage de profiter de l'expérience de la microélectronique pour leur réalisation, et que nous détaillerons dans la section III.3.

III.2.7. Filtres actifs AF (Active Filter)

Le fonctionnement d'un FP, d'un DFB ou d'un DBR en dessous de son seuil produit un filtre avec du gain. Les diodes laser à semiconducteur sont faites d'une section

d'amplification et d'un résonateur. Le fonctionnement du laser en dessous de son point de seuil produirait un filtre efficace (par le résonateur) avec un gain supplémentaire. Des filtres actifs ont démontrés de bons résultats avec FP, DFB et des lasers DBR. Les inconvénients de ces dispositifs sont la stabilisation de température, le bruit d'émission spontané, la dépendance de polarisation et le comportement non-linéaire causé par la saturation de gain, entre autres [5].

III.2.8. Micro-résonateur en anneau RS (Ring Resonator)

Les micros résonateurs en anneau représentent une classe de filtres ayant des caractéristiques similaires aux filtres Fabry-Pérot. Cependant, ils offrent l'avantage que les signaux incident et réfléchis sont séparés dans des guides d'ondes différentes, et que, leur conception est relativement simple par rapport à leur homologue. De plus leur taille réduite (avec des diamètres qui ne dépassent pas les dizaines de micro-mètres), et leurs caractéristiques de filtre en font des dispositifs particulièrement attractifs pour l'optique intégrée. Les RS sont utilisés pour des applications de filtrage, des lignes à retard, des multiplexeurs à insertion/extraction [12].

III.3. Le démultiplexage des longueurs d'onde dans une architecture PON/ WDM

Le composant qui effectue la répartition des flux descendants n'est plus un coupleur mais un démultiplexeur qui va orienter chaque longueur d'onde vers l'ONU qui lui correspond (cf.figure III.7).

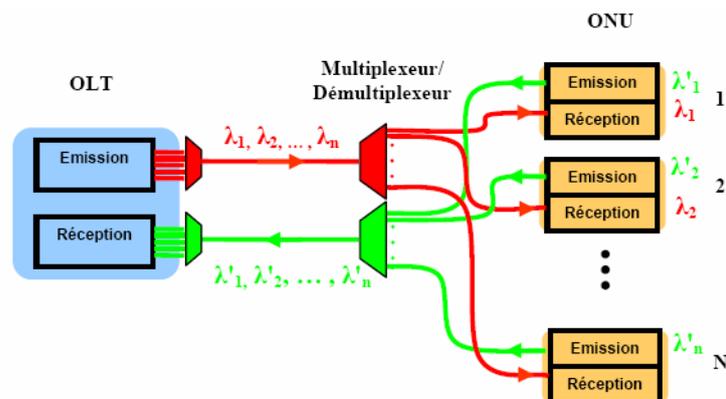


Figure III. 7 Schéma de l'architecture PON/ WDM unidirectionnelle [21].

III.3.1. Multiplexeurs/Démultiplexeurs

Le marché des composants MUX/DEMUX se développe rapidement. En raison de leur flexibilité et de leur capacité de transmission, les solutions à base de systèmes WDM sont largement répandues dans les systèmes de communication.

Un *multiplexeur* optique regroupe sur une même sortie plusieurs longueurs d'ondes issues de différentes entrées. Un *démultiplexeur* optique, également appelé *filtre de longueur d'onde*, réalise la fonction inverse.

Trois critères de choix (question qualité industrielle) sont considérés [14] :

- ✓ les performances,
- ✓ la taille,
- ✓ la possibilité de produire le composant en masse (voire coût).

La technologie ainsi que les procédés utilisés pour la fabrication des circuits sont les deux points clefs qui vont permettre de répondre au mieux aux trois critères précédemment cités.

La figure (III.8) permet de définir les paramètres caractéristiques des multiplexeurs et démultiplexeurs, à savoir [15] :

- la largeur (en nm ou GHz) à mi-hauteur optique FWHM (Full Width at Half Maximum)
- les pertes d'insertion, en dB ;
- l'espacement entre canaux adjacents ;
- l'isolation.

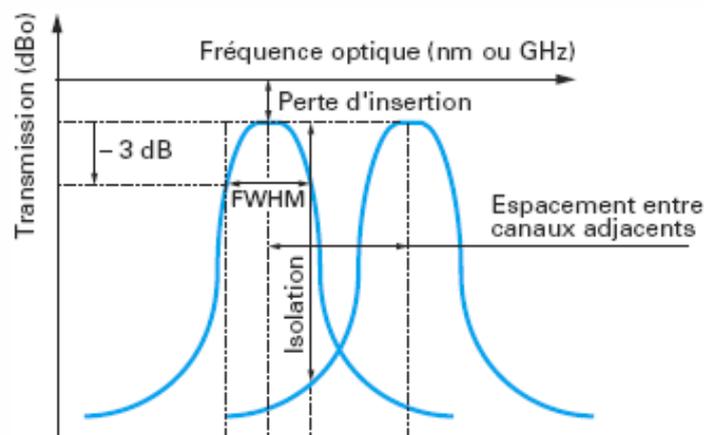


Figure III. 8. Les paramètres caractéristiques des Multiplexeurs/démultiplexeurs [15].

III.3.2. Technologies

Il existe actuellement quatre procédés pour la fabrication de (dé)multiplexeurs optiques :

- ✓ les réseaux de Bragg (FBG),
- ✓ les réseaux de guides déphaseurs (AWG),
- ✓ les filtres à couches minces= filtres interférentiels, (Thin Film Filter TFF)
- ✓ les réseaux diffractifs DF (Diffraction Grating Filter).

Les réseaux de Bragg présentent une bonne réponse du filtre, mais doivent être utilisés avec des calculateurs, ce qui augmente le coût. Les filtres *diélectriques* à couches minces ont une excellente réponse du filtre et à faible coût, ils sont généralement utilisés pour des systèmes de moins de 40 canaux. Les AWG sont bien adaptés pour les grands nombres de canaux et présentent une bonne réponse du filtre [16].

III.3.2.1. Les Réseaux de Bragg (FBG)

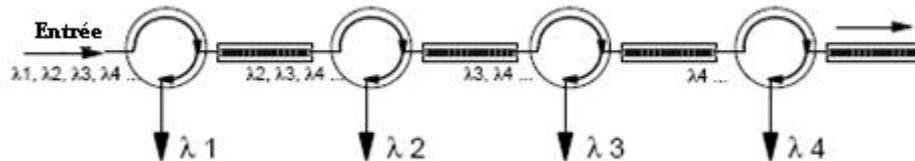


Figure III. 9 Le principe du multiplexeur à réseau de Bragg sur fibre [16].

La figure (III.9) représente un démultiplexeur à base de réseau de Bragg. Le multiplexeur de longueurs d'onde $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$ injectées à l'entrée de l'interféromètre Mach-Zehnder à fibre, sur lequel deux réseaux de Bragg identiques, centrés à λ_i , sont gravés sur ses deux bras. Le dispositif ainsi conçu permet de trouver sur une des sorties de l'interféromètre la longueur d'onde λ_i , et sur une autre sortie les longueurs d'onde $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_{i-1}, \lambda_{i+1}, \dots, \lambda_n$.

Les réseaux de Bragg peuvent être fabriqués avec une précision de ($\pm 0,05$ nm) sur les longueurs d'onde, à de faibles pertes (0,1 dB), une isolation entre canaux assez élevée (> 30 dB), et une importante fiabilité. Ils sont fréquemment utilisés pour les systèmes WDM, CWDM, DWDM. Les FBG présentent les caractéristiques suivantes [16]:

1. Une faible sensibilité à la température, [18] $\sim 0,5$ pm / °C ;

2. Peuvent être connectés en tant que WDM ou OADM ;
3. Les filtres FBG sont complètement passifs et lorsqu'ils sont combinés avec des circulateurs, ils permettent de mettre en œuvre des systèmes WDM passifs ;
4. De faibles pertes d'insertion, typiquement inférieure à 1 dB ;
5. Filtres FBG dans WDM sont connectés en série, ce qui augmente la perte d'insertion par l'augmentation du nombre de voies ;
6. Possibilité d'aller sur des systèmes DWDM avec un espacement entre canaux de plus de 50GHz ;
7. Présentent une plus grande dispersion par rapport aux autres types de filtres, ce qui peut être une sérieuse contrainte pour de longues distances de transmission et des débits élevés de l'ordre de 10 Gbit/s et plus [18] ;
8. Sont bien adaptés pour les systèmes WDM avec moins de 40 canaux et espacement entre canaux supérieur à 50 GHz. Cela est principalement dû aux pertes cumulées causées par des filtres connectés en série [16] ;
9. Très bonne sélectivité mais un coût élevé avec l'augmentation du nombre de canaux.

Les réseaux de Bragg photo-inscrits sont sensibles aux variations de l'environnement (principalement à cause des variations de l'indice de réfraction) et en particulier, à la température. Aussi, les fabricants utilisent-ils généralement des dispositifs de compensation thermique [15].

III.3.2.2. Les Phasars (AWG)

Ce sont des circuits optiques intégrés, plus compacts, ils sont réalisés à partir de guides d'ondes planaires, ce qui réduit le coût de la production. Les entrées et sorties sont préparées pour assurer une connexion avec les fibres optiques.

Le principe de fonctionnement est schématisé sur la figure (III.10). Le dispositif comporte en entrée un coupleur étoile qui répartit sur les différents guides les signaux optiques présents en entrée.

Le réseau de guides est conçu pour que le déphasage entre deux guides voisins soit de λ_c : longueur d'onde centrale du démultiplexeur, ou un multiple de $2\pi\lambda_c$. Ainsi, après le deuxième coupleur étoile, toute la puissance optique à λ_c est couplée au guide central. Les autres longueurs d'ondes sont couplées aux guides voisins successifs [15, 19].

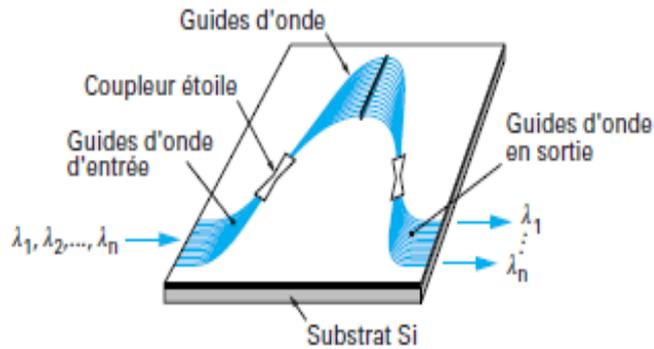


Figure III. 10 Schéma de principe du Phasar (AWG)[15].

La figure III.11 montre la fonction de transfert de plusieurs canaux. La diaphonie typique est supérieure à 35 dB [15].

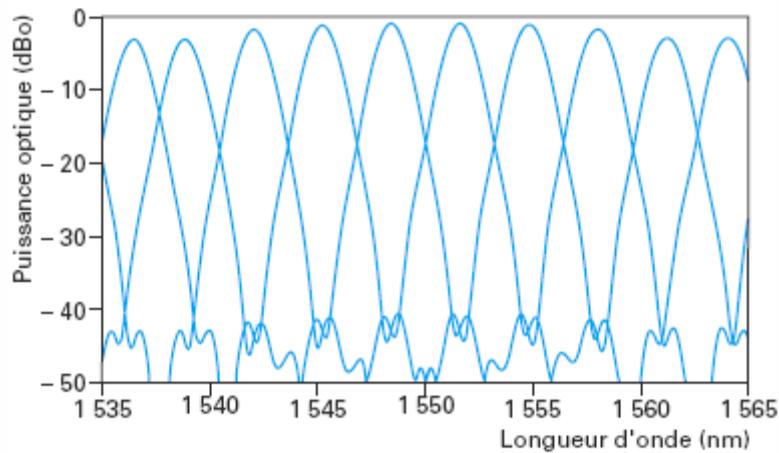


Figure III. 11 Réponse spectrale du phasar [15].

Les paramètres caractérisant un AWG :

1. L'écart de longueur entre deux micro guides adjacents est ΔL donnée par l'expression suivante [19] :

$$\Delta L = m \cdot \lambda_c / n_{\text{eff}} \dots (3.6)$$

Où : m : un nombre entier,

n_{eff} : indice effectif du guide,

λ_c : longueur d'onde centrale

2. L'intervalle spectral libre (ISL) ou free spectral range (FSR)

L'ISL correspond à un intervalle en longueur d'onde à partir duquel deux longueurs d'onde espacées de ce même intervalle et injectées dans la même fibre d'entrée vont être orientées dans la même fibre de sortie (cf. figure III.12) [2]. Il est aussi défini comme étant la bande de fréquence pour laquelle le déphasage est égal à 2π [19] :

$$\text{ISL} = c/\tilde{N}_{\text{eff}} \cdot \Delta L \dots (3.7)$$

Où \tilde{N}_{eff} : L'indice de groupe du mode de propagation du guide donnée par

$$\tilde{N}_{\text{eff}} = N_{\text{eff}} + f \cdot (dN_{\text{eff}}/df) \dots (3.8)$$

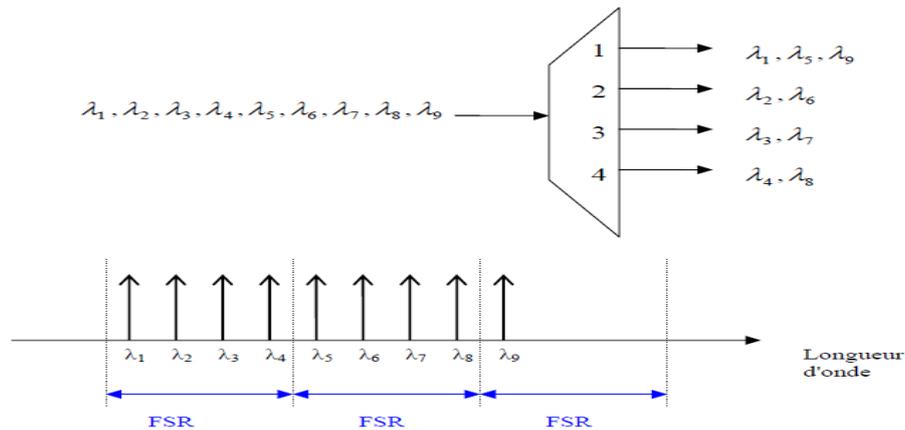


Figure III. 12 Le schéma d'utilisation de l'intervalle spectral libre [2].

Les AWG présentent les caractéristiques suivantes [16]:

1. Composants planaires silice sur silicium (parfois polymères) ce qui permet de profiter de l'expérience de la microélectronique pour la réalisation ;
2. Biréfringents et donc ajouter de la PMD à la liaison ;
3. Des pertes d'insertion relativement constantes de l'ordre de 4 à 5 dB indépendantes du nombre de canaux [20] ;
4. Très sensibles à la température, $4 \sim 10 \text{ pm} / ^\circ \text{C}$, et peuvent avoir recours à de la régulation thermique active, ce qui conduit à un WDM actif ;
5. Peuvent fonctionner en mode bidirectionnel;
6. Peuvent être connectés en tant que WDM ou OADM ;

7. Disponibles pour un espacement entre canaux de 12,5 à 200 GHz ;
8. Bien adaptés pour les systèmes WDM à grand nombre de canaux (supérieur à 40);
9. Peuvent être à N entrées et N sorties, il s'agit là de routeur passif WGR (wave guide grating router).

De nombreuses études sont en cours afin de réduire les rayons de courbures et ainsi réduire l'encombrement des AWG. Lorsqu'il est question de coût, les *AWG en polymères* utilisent les techniques issues du silicium et sont potentiellement les moins coûteux. Les pertes sont environ de 7 dB contre 3 à 3.5 dB pour les AWG silice sur silicium, par contre ils présentent des possibilités d'intégration très intéressantes avec des dispositifs polymères non linéaires (commutateurs électro-optiques, par exemple) [2].

III.3.2.3. Les réseaux diffractifs gravés (Diffraction Grating Filter ou Bulk Optic)

Permettent de filtrer, par diffraction angulaire, ainsi chaque longueur d'onde est diffractée avec un angle spécifique, ensuite un système micro-optique de focalisation permet le couplage dans les fibres de sortie. Le réseau de diffraction est constitué d'une surface optique sur laquelle on a gravé un grand nombre de traits (quelques dizaines à quelques milliers par millimètre). Il réfléchit les différentes longueurs d'ondes optiques du faisceau incident, séparées angulairement, l'angle de diffraction étant fonction de l'espacement des traits et de l'angle d'incidence du faisceau. Ce type de réseau peut (dé)multiplexer simultanément un grand nombre de longueurs d'ondes. Le dispositif est constitué de trois parties [15,16].

- ❖ le faisceau de fibres d'entrée et la fibre de sortie (dans le cas du multiplexeur) ;
- ❖ les lentilles de couplage ;
- ❖ le réseau gravé lui-même (figure III.13).

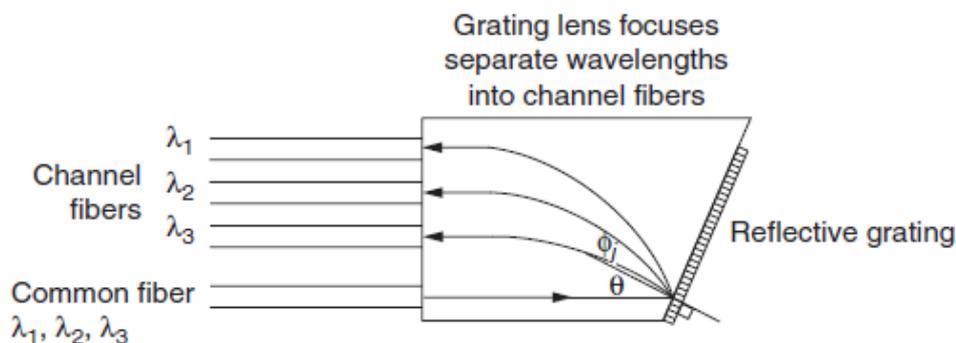


Figure III. 13 Démultiplexeur à réseau de diffraction [16].

Dans le cas de fibres optiques monomodes (en entrée et en sortie), pour un espacement ($x = \lambda - \lambda_0$) entre les fibres portant chacune des longueurs d'onde, on a [15] :

$$(\delta\lambda/\Delta\lambda) = 1,66 (\omega/x) \dots \dots \dots (3.9)$$

Avec $\delta\lambda$ largeur à mi-hauteur de la fonction de transmission,
 $\Delta\lambda$ distance entre canaux.

La fonction de transmission, T , s'écrit :

$$T = k \exp[-(\lambda - \lambda_0)^2/\omega^2] \dots \dots (3.10)$$

Avec λ_0 longueur d'onde centrale du canal considéré,
 K pertes d'insertion du canal.

Ainsi, on obtient la fonction de transfert du multiplexeur en dBo (décibels optiques) :

$$T = -12 [-(\lambda - \lambda_0)^2 / \delta\lambda^2] \dots \dots (3.11)$$

Les DF présentent les caractéristiques suivantes [16]:

1. Stabilité thermique intrinsèque de l'ordre de 0,01 nm/°C,
2. Peuvent fonctionner de façon bidirectionnelle,
 1. De faible perte d'insertion (~ 4 dB pour les 56 canaux à 100 GHz),
 2. Structure complètement passive,
3. Disponibles pour des espacements entre canaux supérieurs ou égaux à 25 GHz.

Remarque :

Les AWG deviennent athermique en modifiant localement la nature des guides optiques. L'idée est en fait d'insérer dans les différents guides de l'AWG un matériau tel que le gel de silicium, qui a un indice de réfraction qui varie avec la température de façon inverse par rapport au silicium. Correctement implanté, cela a pour effet de compenser la dérive en longueur d'onde induite par la température et donc de rendre le composant insensible aux changements de température [2, 21].



III.3.2.4. Les filtres (diélectriques) à couches minces :

Ce sont des filtres en verre qui passent une bande étroite du spectre optique et réfléchissent le reste, similaires à un réseau de Bragg cf. figure (III.14). Ils sont réalisés à partir de films diélectriques d'indices successivement forts et faibles, déposés sur un substrat de silice et permettent de combiner ou de séparer des longueurs d'ondes spécifiques par diffraction.

Le principe est le suivant : sous incidence normale, une couche de diélectrique d'épaisseur e , d'indice de réfraction n_r , déposée sur un substrat d'indice de réfraction n_s , plus faible, présente un coefficient de réflexion maximal pour toutes les longueurs d'onde λ , telles que e est un multiple impair de $\lambda / 4$ [15, 16].

Il est possible d'augmenter le domaine de réflexion en empilant des couches successives [4].

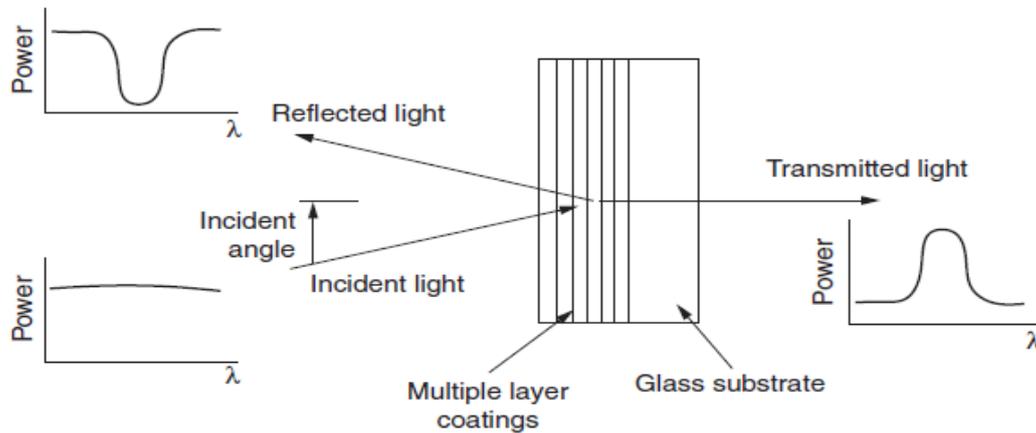


Figure III. 14 Structure d'un filtre à couches minces TFF [16].

Les TFF présentent les caractéristiques suivantes [16]:

1. Une faible sensibilité à la température $\sim 0,3 \text{ pm} / ^\circ \text{C}$ [22];
2. Ils peuvent fonctionner en mode bidirectionnel ;
3. De faibles pertes d'insertion, typiquement inférieure à 1 dB;
4. Une configuration WDM complètement passive;
5. Dans les systèmes WDM, les filtres sont connectés en série, ce qui augmente les pertes d'insertion, avec le nombre de canaux ;
6. Disponibles avec un espacement entre canaux de plus de 50 GHz;
7. Disponibles pour un nombre de canaux inférieur à 10.

III.4. Propriétés des matériaux:

La bonne réalisation de filtres optiques dépend essentiellement des propriétés du matériau et de la capacité des procédés de fabrication utilisés. Les points importants à prendre en compte pour toutes réalisations sont :

- les pertes d'insertion ;
- la stabilité thermique ;
- la dépendance à la polarisation ;
- le contrôle de l'indice de réfraction et des épaisseurs de couches;
- les méthodes de variation de l'indice de réfraction.

La stabilité thermique est un élément important car les filtres doivent fonctionner dans une large gamme de température, par exemple de 0 à 80 °C, tout en maintenant un contrôle rigoureux sur leur longueur d'onde centrale. Pour des systèmes de transmission longues distances les filtres optiques doivent présenter une faible dépendance à la polarisation, car l'état de polarisation d'entrée est imprévisible. Bien que nous nous concentrons sur les guides d'ondes planaires, ces propriétés sont importantes pour d'autres implémentations, y compris les dispositifs à fibres optiques et les empilements de couches diélectriques [8].

III.5. Conclusion:

La fonction de filtrage optique au niveau de la réception n'utilise qu'une seule entrée et une seule sortie, et donc une architecture des plus simples. Par contre, l'exigence réside dans les fonctionnalités assurées par le dispositif en question, à savoir la fonction d'égalisation de l'amplitude et celle de l'accordabilité de la bande passante. De plus, la fonction de filtrage en réception dans un réseau ne traite qu'une seule longueur d'onde dans le spectre. Par conséquent, un filtre en réception peut sélectionner un canal, ou dans des cas particuliers, plusieurs canaux successifs. Nous avons donné dans ce chapitre un petit état de l'art des filtres optiques et nous avons pu mettre en exergue les filtres utilisés dans les transmissions optiques WDM (pour l'accès et le métro). Nous avons retenu des filtres de type AWG (ARRAYED WAVEGUIDE GRATING), les filtres de Bragg, le Fabry-Pérot accordables et les filtres à couches minces dont les modèles sont introduits dans les simulations.

Chapitre IV : Simulation et interprétations des résultats

IV.1 Introduction :

Après avoir transmis 2.5 Gbit/s, puis 10 Gbit/s par canal sur des longueurs de transmission qui atteignent des centaines de km, le besoin de transmettre un débit plus élevé (aujourd'hui supérieur ou égal à 40 Gbit/s) sur des longueurs de transmission de plus en plus grandes ne cesse de croître, en raison de l'arrivée sur le marché de nouvelles technologies accès haut-débit, TV numérique haute définition,...etc..). Avoir le haut débit à l'accès est devenu une nécessité dans le monde actuel où la quantité et la qualité des informations à transporter augmente continuellement. Dans ce contexte, le WDM permet d'augmenter les débits et le taux de partage dans le réseau. La technique de multiplexage en longueur d'onde WDM, très utilisée dans le cadre du réseau métropolitain est maintenant le fer de lance du réseau d'accès dans le cadre d'un déploiement de type PON (Passive Optical Network). La fonction de filtrage optique au niveau de la réception, pour ses applications n'utilise qu'une seule entrée et une seule sortie, donc une architecture des plus simples comparée aux fonctions de filtrage dédiées aux nœuds des réseaux. Par contre, l'exigence réside dans les fonctionnalités assurées par le dispositif en question, comme nous venons de le voir au chapitre précédent l'accordabilité de la bande passante, la sélectivité du filtre. En effet, il est nécessaire d'avoir des filtres optiques qui assurent une diaphonie réduite entre canaux, de faibles pertes, une large et bande passante ainsi qu'un espacement réduit entre longueurs d'onde.

Les premières simulations vont permettre d'évaluer les performances en termes de taux d'erreur binaire (TEB), ceci en fonction des paramètres caractéristiques du filtre (la largeur de bande, l'espacement et l'isolation entre canaux), et de résultats de fiabilité (étude du comportement du filtre au cours du vieillissement) trouvés dans la littérature. Une seconde étude a été effectuée toujours sur l'impact de démultiplexeurs à base de fibres à réseau de Bragg(FBG) du filtre sur les performances d'un système DWDM pour le réseau d'accès optique. Mais cette fois-ci on va se focaliser sur les types de réseaux de Bragg.

IV.2. Etude de filtres à base de réseaux de Bragg

La technique de multiplexage en longueur d'onde (WDM), permet une transparence vis à vis du format des informations véhiculées ainsi, les signaux portés par les différentes longueurs

d'onde peuvent être de débits et de formats diverses. Afin d'augmenter la capacité et la distance de transmission disponibles, la technique DWDM (Dense Wavelength Division Multiplexent) a été développée en fournissant un espacement entre canaux aussi étroit que possible dans la bande d'amplification optique appropriée. Cela a conduit à l'utilisation d'un espacement allant de 1.6nm à 0.4nm (200 à 50 GHz) dans la bande passante de 1500-1600 nm (bandes C et L) [1, 2, 3,4]. Ce développement a compliqué la conception des systèmes associés à cette technologie tant le nombre de paramètres influant sur les performances de la liaison est important. Aussi, la simulation système constitue une aide précieuse pour trouver des solutions, aussi bien au niveau du composant que du système en s'affranchissant du coût de la mise en place de démonstrateurs. Dans ce contexte, nous présentons les résultats de simulation d'une liaison DWDM comportant 8 canaux à 10Gbit/s, permettant de caractériser un démultiplexeur à base de filtre à réseau de Bragg en termes d'efficacité, de bande passante, d'isolation des canaux adjacents et des autres canaux. Le but est d'analyser l'impact du composant sur les performances du système.

IV.2.1. Description du système simulé

La figure 1 représente l'architecture du système WDM 8x10Gbit/s simulé [2]. Le système est principalement composé du module émetteur configuré en modulation externe (Modulateur Mach-Zehnder), générant des signaux OOK-NRZ au débit de 10Gbit/s. Les 8 canaux sont multiplexés avec un espacement fixé à 50GHz soit 0.4nm :l'une des valeurs recommandée par l'ITU (International Telecommunications Union) [2]. Une fibre SMF, ainsi qu'un EDFA constituent le canal optique. Les caractéristiques de la fibre standard SMF (Single Mode Fiber), sont rapportées sur le tableau (IV.1).

Type de fibre	α (dB/km)	Dispersion (ps /nm.km)	Pente (ps /nm ² .km)	A (μm^2)	Non Linéarité (W/m ²)
SMF	0.25	17	0.07	80	$2.7 \cdot 10^{-20}$
Teralight NZ-DSF	0.23	8	0.058	65	$2.35 \cdot 10^{-20}$
Truwave RS	0.23	4.5	0.05	50	$2.35 \cdot 10^{-20}$

Tableau IV. 1. Caractéristiques des fibres utilisées.

Le récepteur est composé d'un démultiplexeur à base de réseau de Bragg, d'une photodiode PIN (bande passante 10GHz, sensibilité -17dBm, réponse 0.9A/W) et d'un filtre électrique passe-bas de Bessel d'ordre 5 (fréquence de coupure 0.8 fois la fréquence rythme [1,5,6]).

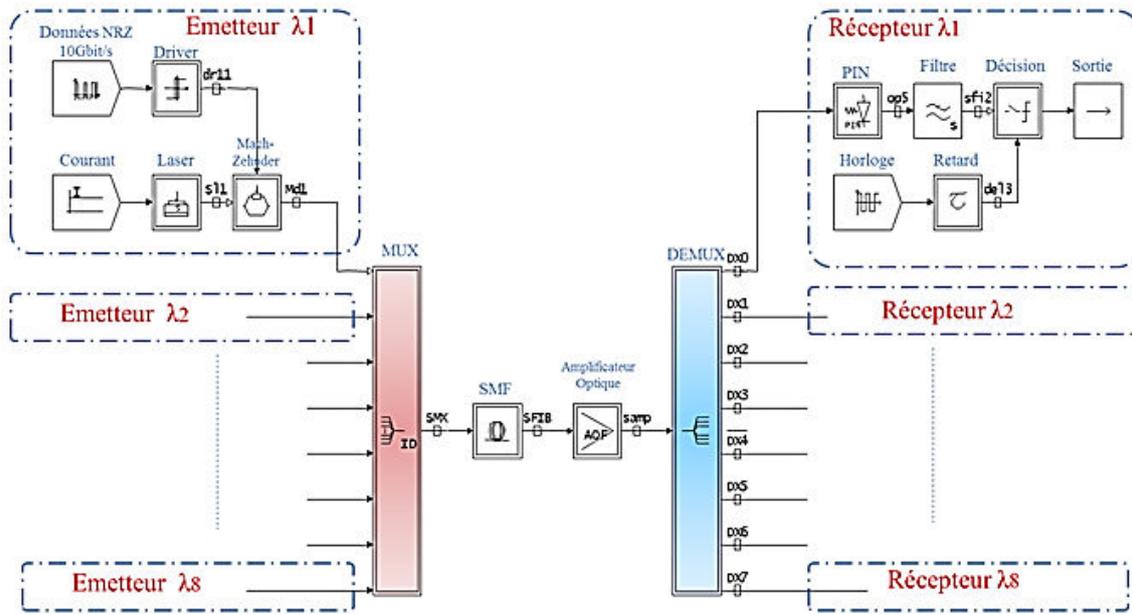


Figure IV. 1 Schéma synoptique du système simulé.

Le modèle du démultiplexeur à caractériser est défini par la fonction de transfert présentée en Eq. (4.1)[4, 5].

$$F_k(\lambda) = \left[\sum_{i=1}^N A_i R_0 \exp \left[- \left(\frac{4Ln2}{BP^2} \right) (\lambda - \lambda_i)^2 \right] \right] . IL \quad (4.1)$$

N : Nombre de canaux ;

BP : Bande passante du filtre

R₀ : Réflectivité du filtre ;

λ_i : Longueur d'onde centrale du canal i

A_i : Atténuation associée au canal i ;

A_i = 0dB si i = K

A_i = Isolation du canal adjacent , si i=K±1

A_i = Isolation des autres canaux , si K autre

Si E désigne l'entrée du démultiplexeur, la sortie S_k associée au canal K se calcule selon l'équation.4.2 (*désigne l'opérateur de convolution).

$$S_k(t) = E(t) * F_k(t) \quad (4.2)$$

IV.2.2. Résultats des simulations pour un espacement de 50GHz

IV.2.2.a Variation de la bande passante BP (GHz)

La première étude concerne l'impact de la bande passante du filtre sur la qualité du signal reçu. Les figures (IV.2) et (IV.3), représentant respectivement la fonction de transfert associée au filtre du canal 4 et la courbe du TEB en fonction de la bande passante pour différentes longueurs de fibre (20, 35, 50km), montrent que pour une bande passante allant de 13 à 20GHz on obtient les meilleurs taux d'erreurs binaires (TEB). On constate aussi, en augmentant ou en diminuant la bande passante, la qualité de la transmission qui se dégrade au-delà de 20 GHz. Ceci est conforté par les diagrammes de l'œil (cf figure IV.4) où l'on observe une ouverture progressive de l'œil de 5 à 20GHz. Donc dépassé cette plage de fréquences, le TEB diminue, ce qui augmente les interférences entre symboles et pénalise la liaison. Les fréquences inférieures ne conviennent pas pour passer des débits de 10Gb/s et celles supérieures ne permettent pas de filtrer l'impact des effets non linéaires entre les canaux tels que la modulation de phase croisée (XPM), le mélange à 3 ou 4 ondes (FWM), pénalisant la détection des données.

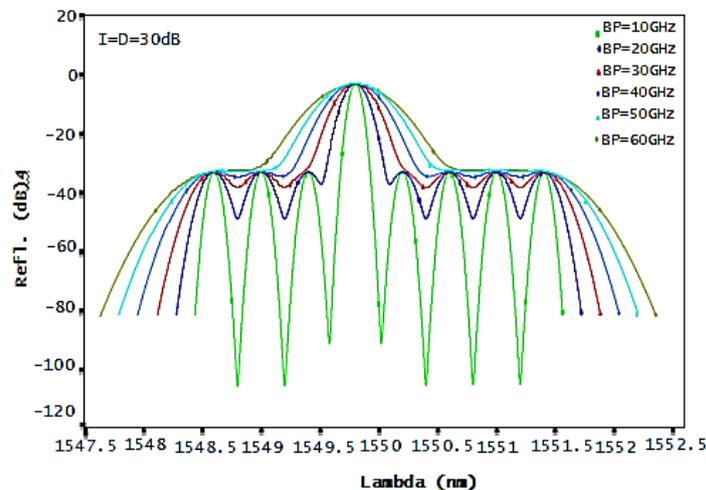


Figure IV. 2 Fonction de transfert pour différentes valeurs de BP.

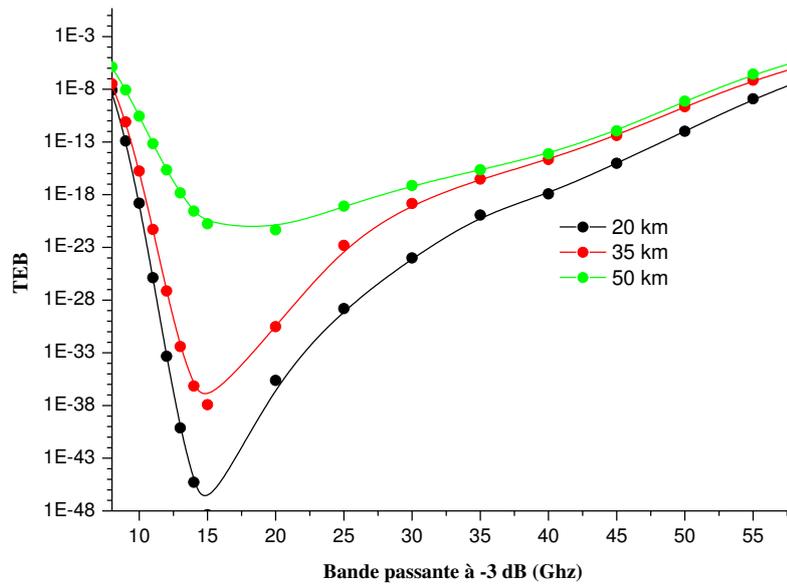


Figure IV. 3 TEB en fonction de la bande passante du filtre (BP).

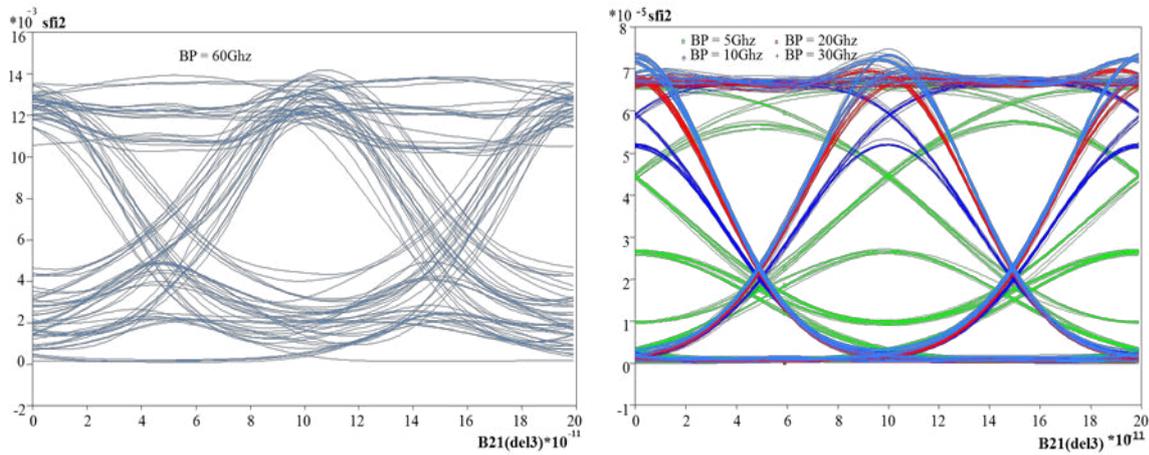


Figure IV. 4 Les diagrammes de l'œil après filtrage pour une bande passante variable.

IV.2.2.b Impact de la diaphonie

L'analyse de l'impact de la diaphonie sur les performances de la liaison a été faite en deux parties ; en premier, en faisant varier l'isolation « D » des canaux non adjacents et une deuxième en faisant varier l'isolation I des canaux adjacents.

La figure (IV.5.a) montre l'évolution du TEB en fonction d'une isolation D, variant de 0 à 35 dB. On remarque que, plus l'isolation entre les canaux augmente meilleur est le TEB par contre ce dernier reste invariable dès que l'isolation atteint les 25 dB et au-delà. Ceci se confirme par

l'apparition de raies parasites plus importantes sur les 5 autres canaux pour une isolation $D = 0$ dB que pour une isolation $D = 25$ dB (cf. Figure IV.5.b).

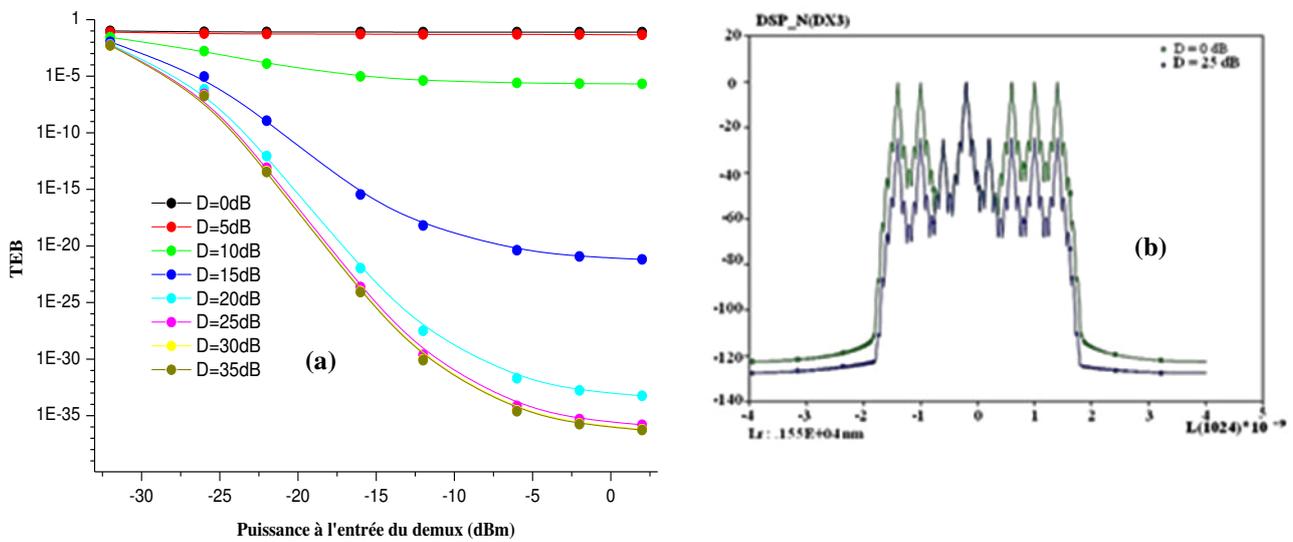


Figure IV. 5. a) TEB en fonction de la puissance à l'entrée du démux pour différentes valeurs de D

b) Densité spectrale de puissance en sortie du démultiplexeur.

La figure (IV.6) montre l'évolution du TEB en fonction de l'isolation entre canaux adjacents « I » variant de 0 à 35 dB. On remarque qu'au-delà de 25 dB le TEB reste inchangé. On observe aussi sur la figure (IV.7), que la diminution de I aboutit, d'une part à la réduction de l'ouverture de l'œil, et d'autre part à l'augmentation du bruit. Le rapport signal sur bruit diminue et les interférences entre symboles pénalisent d'autant plus les performances du système.

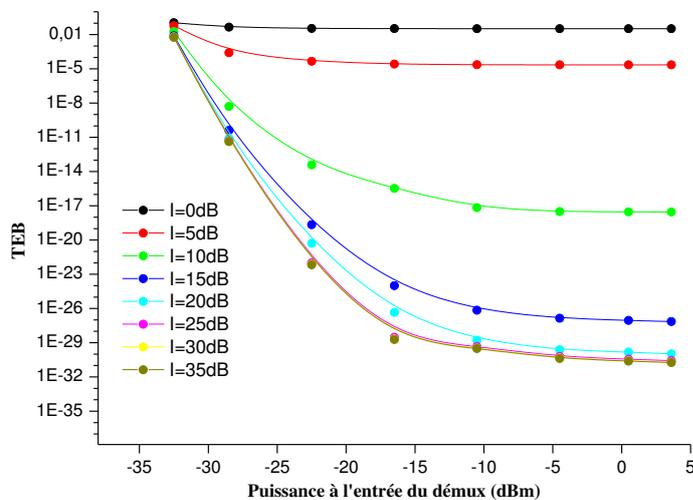


Figure IV. 6. TEB en fonction de la puissance à l'entrée du démux pour

différentes valeurs de I.

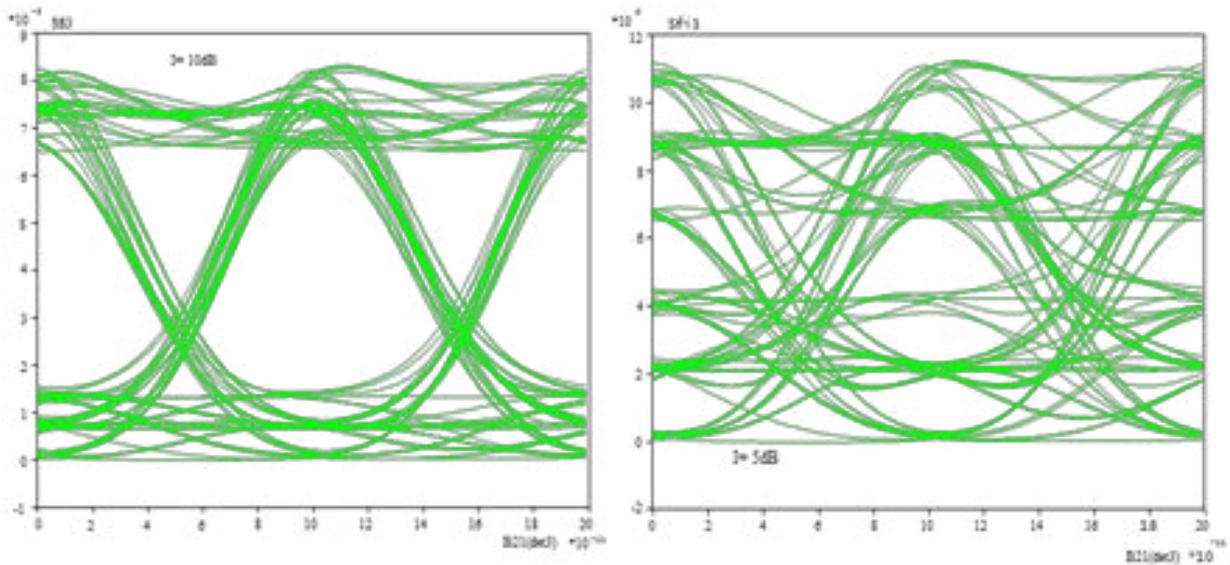


Figure IV. 7. Impact de l'isolation des canaux adjacents sur la qualité du signal.

IV.2.2.c Variation des pertes d'insertions (IL)

Une analyse de l'évolution des pertes d'insertion (IL) (Figure IV.8) montre que pour le maintien d'un TEB inférieur à 10^{-9} avec des pertes d'insertion égales à 3dB, il est nécessaire d'avoir une puissance à l'entrée du démultiplexeur, supérieure à -23.5 dBm. Cependant, cette valeur est ramenée à -29 dBm si on utilise un code correcteur d'erreur (FEC) permettant d'accepter un TEB de 10^{-4} .

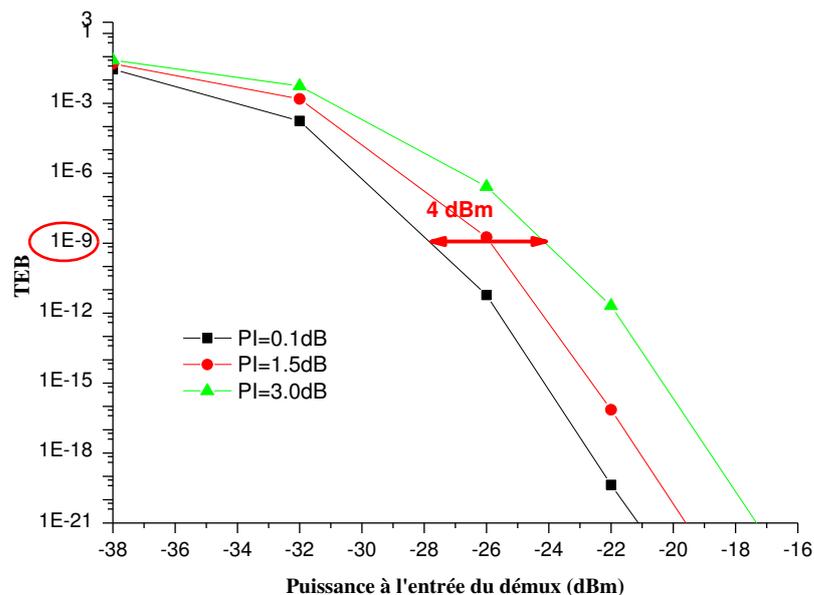


Figure IV. 8 TEB en fonction de la puissance à l'entrée du démux pour différentes valeurs de IL.

IV.2.2.d Variation de la longueur de la fibre

La visualisation de l'effet de la variation de la longueur de la fibre sur la qualité du signal consiste en des simulations réalisées à un débit de 10Gb/s et pour des pertes d'insertion fixes (0.5dB).

La longueur de la fibre varie de 20 à 80 km par pas de 10 km. La figure 10 révèle qu'on peut conserver un TEB inférieur à 10^{-9} pour une longueur de fibre ne dépassant pas les 60 km.

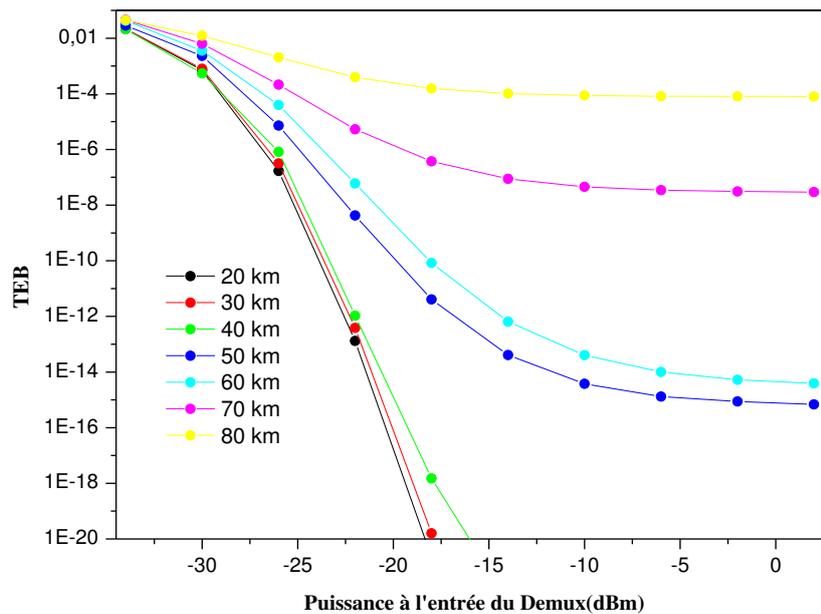


Figure IV. 9 TEB en fonction de la puissance à l'entrée du démultiplexeur pour différentes longueurs de fibres.

On peut déduire qu'au-delà d'une longueur de 60km, une amplification suivie d'une compensation de dispersion seront indispensables pour améliorer le TEB : ceci pour contrecarrer l'atténuation, la dispersion et l'apparition des effets non linéaires qui augmentent avec la longueur de la fibre.

IV.2.2.e Impact du type de la fibre

Cette section présente l'impact du type de la fibre de transmission sur la qualité du signal transmis; ici on compare les performances en utilisant une fibre standard SMF, une Truwave RS qui présente une faible dispersion (4.5 ps/nm.km) et section effective ($50\mu\text{m}^2$) et la Teralight (NZDSF-) qui présente une dispersion modérée de 8 ps/nm.km et une faible section effective.

La figure (IV.10) montre le TEB en fonction de la puissance injectée dans le démux, en effet nous constatons que la Truwave RS apporte les meilleures performances en terme de TEB pour de très faibles puissances et grâce à d'autres simulations nous avons vu qu'il était possible d'atteindre les 140km facilement avec cette fibre en conservant un TEB de 10^{-6} .

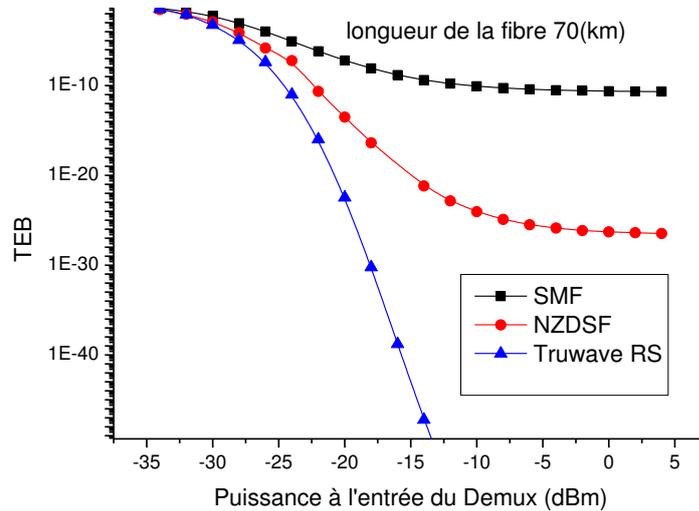


Figure IV. 10. TEB en fonction de la puissance à l'entrée du démux pour différentes fibres.

IV.2.3. Résultats des simulations pour un espacement de 25GHz

Les mêmes simulations ont été effectuées pour un espacement de 25GHz entre canaux et nous avons obtenu les résultats suivants :

IV.2.3.a Variation de la bande passante BP (GHz)

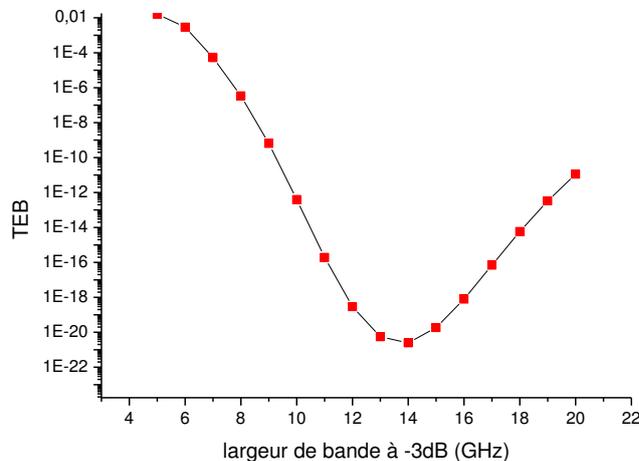


Figure IV. 11. TEB en fonction de la bande passante du filtre (BP).

Pour une bande passante allant de 10 à 20GHz on obtient les meilleurs TEB. Les fréquences inférieures ne conviennent pas pour passer des débits de 10Gb/s et celles supérieures ne permettent pas de filtrer l'impact des effets non linéaires entre canaux, pénalisant la détection des données. Au-delà de 20GHz plus la bande passante augmente plus le TEB diminue et plus les interférences entre symboles pénalisent la liaison.

IV.2.3.b Impact de la diaphonie

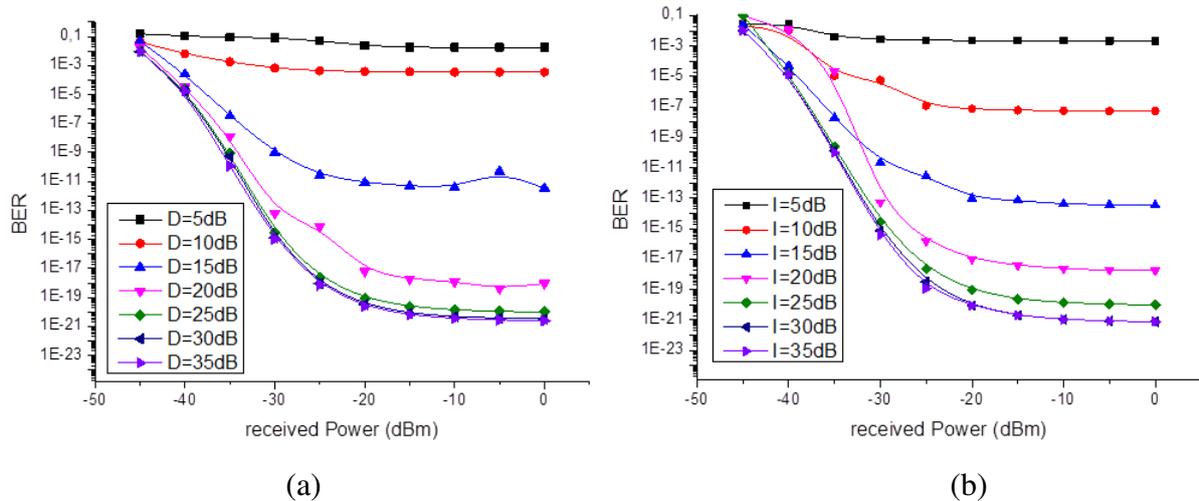


Figure IV. 12 a)TEB en fonction de la puissance à l'entrée du démultiplexeur pour différentes valeurs de D. b) TEB en fonction de la puissance à l'entrée du démultiplexeur pour différentes valeurs de I.

En faisant varier l'isolation D, des canaux non adjacents de 0 à 35 dB, on remarque que, plus l'isolation entre les canaux augmente meilleur est le TEB. Cependant, le TEB reste invariable, les performances demeurent inchangées dès que l'isolation atteint les 30 dB et au-delà.

IV.2.3.c Variation des pertes d'insertions (IL)

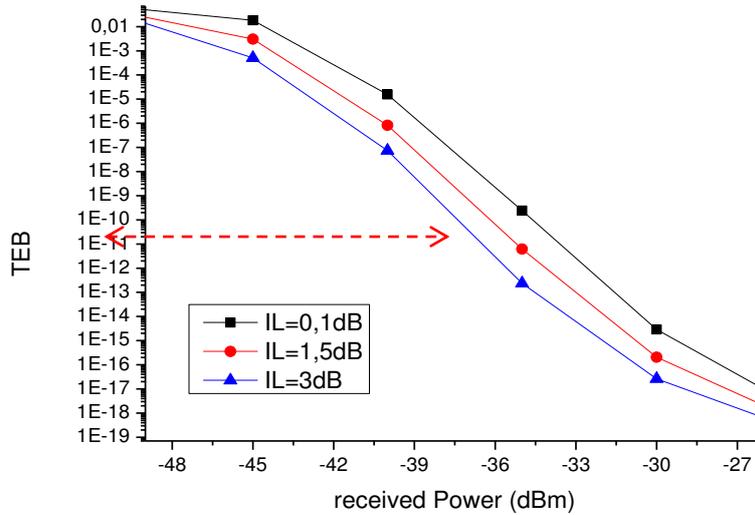


Figure IV. 13 TEB en fonction de la puissance à l'entrée du démux pour différentes valeurs de IL.

Pour maintenir un TEB inférieur à 10^{-9} avec des pertes d'insertion égales à 3dB, il est nécessaire d'avoir une puissance au niveau du récepteur, supérieure à -35 dBm. Cependant, cette valeur est ramenée à -40 dBm si on utilise un code correcteur d'erreur (FEC) permettant d'accepter un TEB de 10^{-4} .

IV.2.3.d Variation de la longueur de la fibre

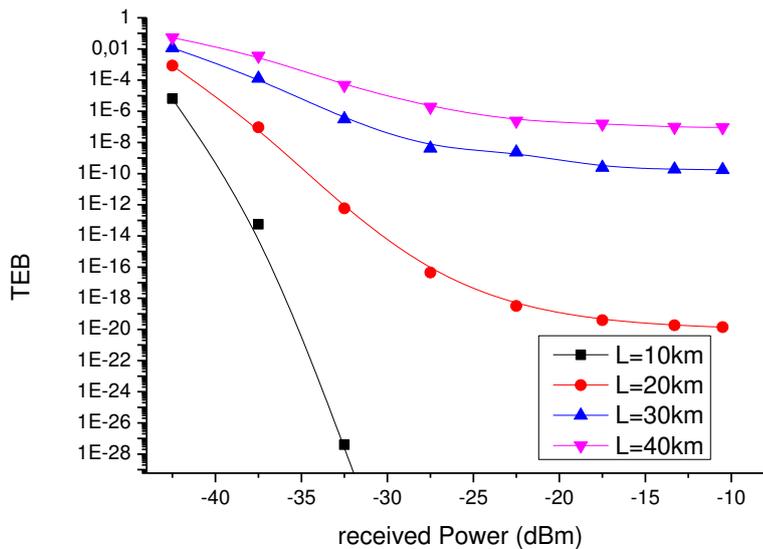


Figure IV. 14 TEB en fonction de la puissance à l'entrée du démultiplexeur pour différentes longueurs de fibres.

IV.2.4.Conclusion

Nous avons présenté l'étude de l'impact des différents paramètres tels que la bande passante, la diaphonie, les pertes d'insertion, d'un démultiplexeur sur les performances d'une liaison DWDM (espacement 50GHz) 8x10Gbit/s pour le réseau d'accès optique.

Nous retenons que la diaphonie pénalise fortement les performances de la liaison. On a montré qu'un TEB inférieur à 10^{-9} est maintenu pour une longueur de fibre inférieure à 60km.

Une étude similaire a été effectuée pour un espacement de 25 GHz entre canaux qui nous a permis d'observer que pour des bandes passantes de 13 à 20 GHz, les performances sont meilleures et qu'on perd 10GHz de bande passante par rapport à un espacement de 50GHz. D'autre part l'analyse de l'évolution des pertes d'insertion (IL) montre que pour maintenir un TEB inférieur à 10^{-9} , avec des pertes d'insertion égales à 3dB, il est nécessaire d'avoir une puissance à l'entrée du démultiplexeur supérieure à -35 dBm pour un espacement de 25GHz, plus de 10 dBm par rapport à un espacement de 50GHz. Pour ce qui est de la longueur de fibre pour maintenir un même TEB (10^{-9}), il ne faut pas dépasser les 30km.ci dessous nous présentant un tableau récapitulatif des résultats obtenus.

	<i>Espacement entre canaux 50GHz</i>	<i>Espacement entre canaux 25GHz</i>
<i>Bande passante (GHz)</i>	De 13 à 20Ghz on obtient les meilleurs TEB (le max 10^{-45})	De 10 à 20Ghz on obtient les meilleurs TEB (le max 10^{-20})
<i>Isolations entre canaux adjacents I(dB) et entre canaux non adjacents D(dB)</i>	Plus elle augmente meilleur est le TEB Reste inchangé au-delà de 25dB	Plus elle augmente meilleur est leTEB. Reste inchangé au-delà de 30dB
<i>Pertes d'insertions (à 3dB)</i>	Maintenir un TEB $< 10^{-9}$ → Puissance reçu > -23dBm	Maintenir un TEB $< 10^{-9}$ → Puissance reçu > -35 dBm
<i>Longueur de fibre</i>	Maintenir un TEB de 10^{-9} → longueur de 60km	Maintenir un TEB de 10^{-9} → longueur de 30km

Tableau IV. 2 Tableau récapitulatif des résultats obtenus avec les deux liaisons étudiées

IV.3. Etude de filtres à base de réseau de Bragg suivant le type de réseau choisi

Une seconde étude a été effectuée, toujours sur l'impact de démultiplexeurs à base de filtres à réseau de Bragg (FBG), sur les performances d'un système DWDM pour le réseau d'accès optique mais cette fois-ci en se focalisant sur les types du réseau de Bragg.

Pour les applications dans les systèmes DWDM, des filtres optiques ((de) multiplexeurs) nécessitent une faible perte d'insertion, une sélectivité élevée, et devraient également permettre une dispersion proche de zéro [8,9]. Pour ces besoins précis, les réseaux de Bragg ont été rapidement considérés comme éléments clés pour de nombreuses applications dans les télécommunications. Les réseaux de Bragg à base de fibre représentent une alternative attirante et moins coûteuse pour des applications comme : le filtrage multi-canal, les multiplexeurs à insertion/extraction optiques, la compensation de la dispersion dans une liaison multiplexée en longueur d'onde, ...etc...

La fibre de Bragg comme nous l'avons décrit au chapitre précédent, est une variation périodique de l'indice de réfraction à travers une direction de propagation dans le cœur d'une fibre optique. Un réseau de Bragg est fabriqué en exposant le cœur de la fibre à des radiations ultraviolettes périodiques, ceci va induire un changement de l'indice de réfraction à chaque section du réseau. Nous pouvons citer les réseaux de Bragg uniformes qui sont une structure basique. De nouveaux types de réseaux ont été fabriqués et étudiés par les chercheurs. Les réseaux : "chirpés" (à pas variable) et apodisés, ce sont des exemples de réseaux modifiés qui vont être analysés et simulés dans ce chapitre. La conception du profil d'apodisation des FBG peut être adaptée, de sorte que la réponse en amplitude (le spectre) soit à peu près rectangulaire (une réponse plate) et la réponse en phase linéaire [10, 11]. Une réponse en phase linéaire correspond à un retard de groupe constant et une dispersion nulle, ce qui conduit au minimum de déformation du signal. D'autre part l'introduction de formats de modulation avancés plus résistants aux effets non-linéaires des fibres augmente l'efficacité spectrale [12]. Ces formats présentent différentes largeurs spectrales résultant de la tolérance au filtrage d'amplitude et de phase. Par conséquent, la conception de FBG devrait être développée! JB Jensen, N. Plougmann, [13,14] ont déjà prouvé que de nouvelles techniques permettent de concevoir des FBG pour des applications DWDM à faible dispersion, mais elles sont limitées par la technologie de conception (pas de production en masse), la qualité du faisceau UV - source et la photosensibilité de la fibre utilisée [13,14].

IV.3.1. Théorie des réseaux de Bragg

Un réseau de Bragg est une perturbation périodique de l'indice de réfraction du cœur le long de la fibre. Lorsque la condition de Bragg est vérifiée, la lumière réfléchiée par chacun des plans du réseau de Bragg interfère de façon constructive dans la direction contra-propagative [9,12]. Nous allons présenter les types de FBG utilisés lors de nos simulations.

IV.3.2. Types de réseaux

D'une manière générale, un réseau de Bragg est une modulation périodique de l'indice de réfraction le long du cœur de la fibre. On peut formuler cette perturbation de l'indice comme suit [15] :

$$n(z) = n_{eff} + m(z) \cdot \delta n \cdot \cos\left(\frac{2\pi z}{\Lambda} + \phi(z)\right) \quad (4.3)$$

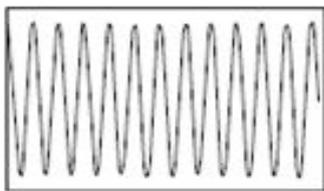
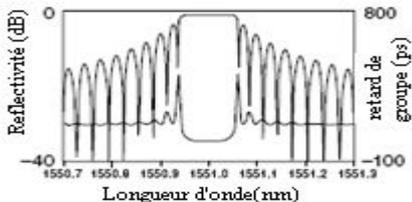
Où : n_{eff} : représente l'indice de réfraction effectif ;

δn : représente l'indice de modulation induit, prend des valeurs entre 10^{-5} et 10^{-3} ;

$m(z)$: fonction mathématique appelée fonction d'apodisation, dont on verra l'utilité par la suite ;

$\Phi(z)$: représente la phase [16].

Commençons par décrire les principaux types de réseaux de Bragg :

Types de réseaux	Profil de l'indice de modulation	Caractéristiques optiques
Réseau uniforme		

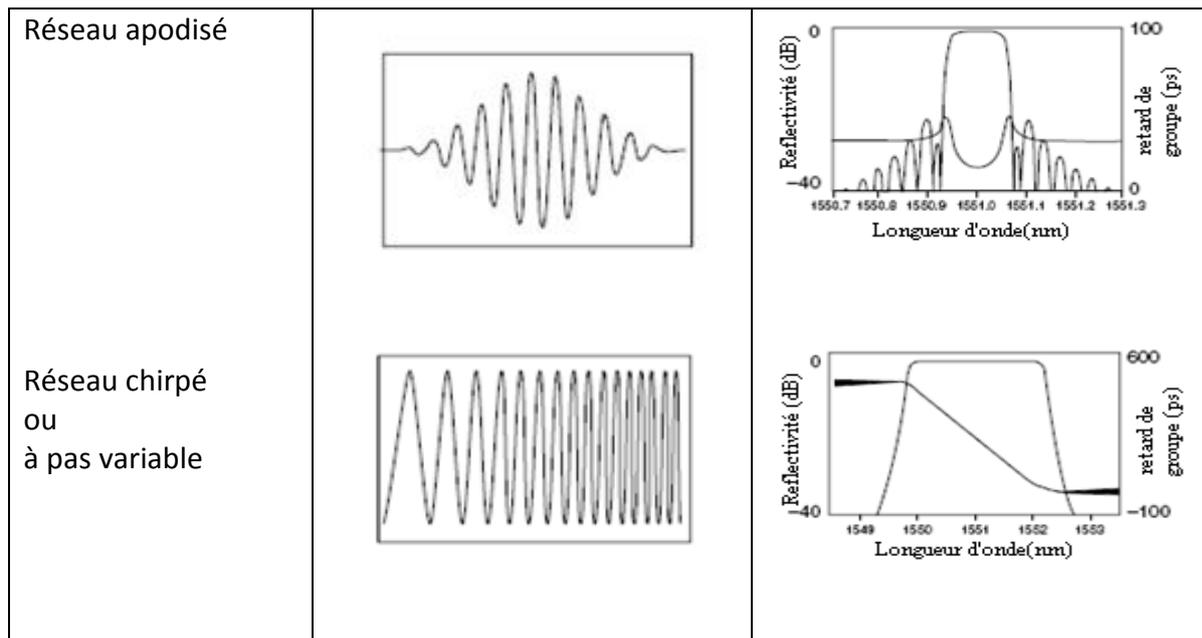


Tableau IV. 3. Types de FBG avec le profil de modulation d'indice et la caractéristique spectrale [15].

IV.3.2.1. Réseau uniforme

Le type de réseau le plus simple à réaliser est celui à enveloppe de modulation de l'indice de réfraction rectangulaire avec $m(z) = 1$ et une phase $\Phi(z) = 0$, l'équation (4.3) devient alors [15, 17] :

$$n(z) = n_0 + \Delta n \cos \frac{2\pi z}{\Lambda} \quad (4.4)$$

Bien que ce réseau soit assez simple à fabriquer, son spectre de réflexion présente des lobes latéraux (ou pics additionnels de réflexion, ou secondaires), qui peuvent provoquer des interférences entre les canaux adjacents lorsque ce dispositif est utilisé pour les systèmes WDM [15].

IV.3.2.2. Réseau apodisé (Apodized FBG)

Afin de résoudre ce problème et supprimer ces lobes, une technique dite d'apodisation est appliquée. Celle-ci fait en sorte que le paramètre " $m(z)$ " ne vaut plus "1" mais varie en fonction des z , comme illustré sur le tableau (IV.2). On parlera alors de *réseau apodisé*, ce type de réseau offre une amélioration significative de la caractéristique spectrale du réseau qui

peut atteindre une suppression de 30 à 40dB sur les lobes secondaires [15]. En fait l'apodisation consiste à moduler les variations de l'indice de modulation d'un réseau de Bragg. Elle ne joue que sur la forme de la réponse spectrale du réseau et permet de supprimer les lobes secondaires dans le spectre en réflexion. Les extrémités du réseau ne se caractérisent plus par des montées abruptes puisque la variation d'indice est faible aux deux extrémités du réseau, elle permet aussi de réduire les oscillations au niveau du temps de groupe. Différentes fonctions d'apodisation peuvent être utilisées telles que les fonctions de Gauss, Hamming, Blackman [21,22], nous allons emprunter la fonction gaussienne qui s'écrit sous la forme :

$$\Delta n_{AP}(z) = \Delta n_0 e^{-G((z-L/2)/L)^2} \quad (4.5)$$

Où Δn_0 représente la valeur centrale de l'indice de modulation, L est la longueur du réseau et G est le paramètre d'apodisation gaussienne.

IV.3.2.3. Réseau à pas variable ou "chirpé" (Chirped FBG)

Un autre type de réseau, qui présente la particularité d'avoir une période de modulation " Λ " qui varie linéairement avec z, elle n'est plus constante comme pour ces prédécesseurs (cf. Tableau (IV.2)).

Ce changement de la période avec la position provoque un changement de la longueur d'onde et par conséquent, il élargit le spectre, et induit un délai de propagation entre les composantes en longueur d'onde.

Les différentes composantes de fréquence d'une impulsion optique incidente sont réfléchies à différents points, selon où la condition de Bragg est satisfaite localement [15,17]. Un réseau "chirpé" est assimilable à un ensemble de sous réseaux concaténés où chacun a sa propre période qui augmente suivant une fonction linéaire définie par :

$$\Lambda(z) = \Lambda_{init} + \Delta\Lambda \frac{z}{L} \quad (4.6)$$

Λ_{init} est la période initiale ($\Lambda_{courtes} < \Lambda_{init} < \Lambda_{longues}$) et $\Delta\Lambda$ est le changement de période linéaire (la pente), L est la longueur totale du réseau. On définit la longueur de Bragg centrale par [9]:

$$\lambda_0 = 2 n_{eff} \Lambda_0 = 2 n_{eff} (\Lambda_{courtes} + \Lambda_{longues})/2 \quad (4.7)$$

IV.3.3. Effet de la température sur le décalage en longueur d'onde de Bragg

Le Réseau de Bragg est un dispositif sensible à la variation de la température, ce qui entraîne une variation de la longueur d'onde de Bragg et par conséquent, un dysfonctionnement du filtre optique [9].

Le réseau de Bragg se comporte comme un réflecteur spatial centré sur la longueur d'onde de Bragg. Toute modification de la période spatiale ou de l'indice du réseau entraîne un décalage du spectre réfléchi ou transmis. Le réseau est sensible aux contraintes (compression, étirement, torsion) et en particulier à la température. Le décalage en longueur d'onde dû aux contraintes et à la température peut s'exprimer par l'équation :

$$\Delta\lambda_B = \Delta\lambda_B^S + \Delta\lambda_B^T \quad (4.8)$$

Le premier terme « $\Delta\lambda_B^S$ » désigne l'effet de l'étirement sur la fibre correspondant à une variation du pas du réseau et à une variation induite de l'indice de réfraction. Le deuxième terme « $\Delta\lambda_B^T$ » représente la sensibilité à la température et s'écrit :

$$\Delta\lambda_B^T = \lambda(\alpha + \zeta) \Delta T \quad (4.9)$$

$$\text{Avec } \alpha = \frac{1}{\Lambda} \cdot \frac{\partial \Lambda}{\partial T} \quad \text{et } \zeta = \frac{1}{n_{eff}} \cdot \frac{\partial n_{eff}}{\partial T}$$

où :

α est le coefficient de dilatation thermique du matériau de la fibre de l'ordre de $5,2 \cdot 10^{-7}$ pour la silice, et ζ : le coefficient « thermo-optique ».

La contribution du coefficient de dilatation thermique au décalage de la longueur d'onde de Bragg est de 10% approximativement, et donc, la sensibilité à la température est dominée par le coefficient $\frac{\partial n_{eff}}{\partial T}$ qui représente 90% du décalage.

La sensibilité à la température sous des contraintes constantes est égale à [2,18] :

$$\frac{1}{\lambda_B} \cdot \frac{\Delta\lambda_B^T}{\Delta T} = \frac{1}{n_{eff}} \cdot \frac{\partial n_{eff}}{\partial T} = 6,67 \cdot 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1} \quad (4.10)$$

Pour une longueur d'onde $\lambda_B = 1550 \text{ nm}$ le décalage en longueur d'onde de Bragg est de 0.01 nm pour un changement de température de 1°C [18]. Selon la référence bibliographique [19] on a pu construire des FBG avec une faible sensibilité à la température, $\sim 0,5 \text{ pm} / ^\circ \text{C}$.

IV.3.4. Résultats des simulations pour un espacement entre canaux de 50GHz

La première étape sera consacrée à la caractérisation des filtres FBG (c.à.d. Uniformes, gaussiens, apodisés et "chirpés"). Le spectre de réflexion, la bande passante et la réflectivité des lobes secondaires ont été analysés pour différentes longueurs et différents indices de réfraction pour chaque filtre. Les simulations ont été effectuées pour les longueurs de fibres différentes et différentes largeurs de bande passante. Ça nous a permis d'évaluer l'impact des quatre filtres sur les performances de la liaison en termes de taux d'erreur binaire (TEB).

IV.3.4.1. Les types de filtres destinés à l'étude

La perturbation de l'indice de réfraction est donnée par l'équation suivante [9, 21, 22]:

$$n(z) = n_{eff} + \delta n(z) * \left[1 + v * \cos\left(\frac{2\pi}{\Lambda} z + \phi(z)\right) \right], \quad (4.11)$$

Où n_{eff} l'indice de réfraction effectif, v l'indice de modulation induit, $\delta n(z) = \delta n * m(z)$, δn la modification moyenne de l'indice de réfraction, $f(z)$ est la fonction d'apodisation, $\phi(z)$ décrit le réseau "chirpé" et Λ la période du réseau de Bragg, elle est définie par [11]:

$$\Lambda = \Lambda_0(1 + c_0 z), \quad (4.12)$$

Où Λ_0 est la période initiale du réseau et c_0 est le module linéairement "chirpé».

La fonction d'apodisation selon notre modèle peut être Gaussien, Hyperbolique, tangent, cosinus surélevé... etc... Il est à noter que nous avons choisi l'apodisation à profil Gaussien pour nos simulations. La fonction d'apodisation peut être représentée par l'équation suivante [23]:

$$f(z) = \exp\left[-4 \cdot \ln(2) \cdot \left(\frac{z-L}{\alpha \cdot \frac{L}{3}}\right)^2\right], \quad (4.13)$$

Où α est le facteur d'apodisation.

IV.3.4.1.1 Filtre FBG uniforme

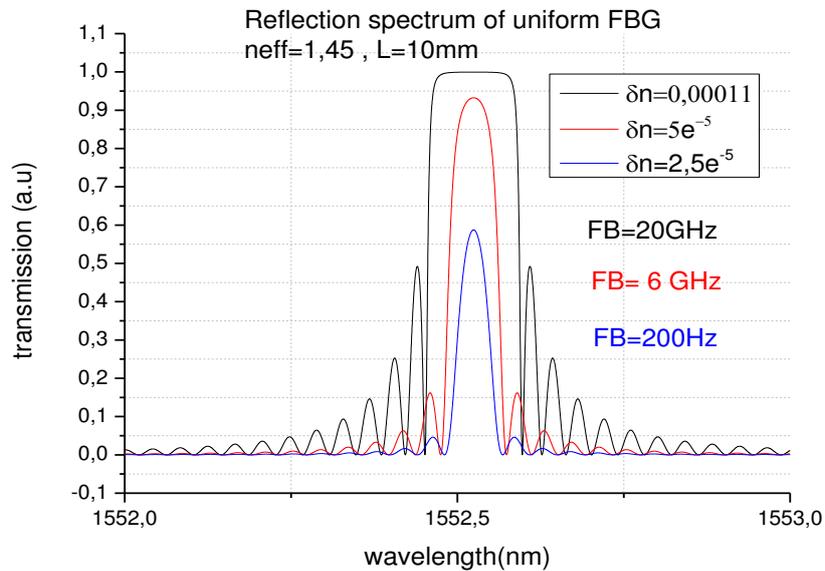


Figure IV. 15. Spectre de réflectivité d'un FBG uniforme pour différents indices de réfraction.

La figure (IV.15) montre le spectre de réflectivité d'un filtre FBG uniforme de 10mm de longueur et d'un indice de réfraction variable. Pour le premier spectre du réseau avec un $\delta n = 0.0001$ la réflectivité est de 100% et la largeur de bande est d'environ 20GHz quand on change l'indice de réfraction, la réflectivité diminue à 58% et la bande passante du filtre devient de plus en plus étroite.

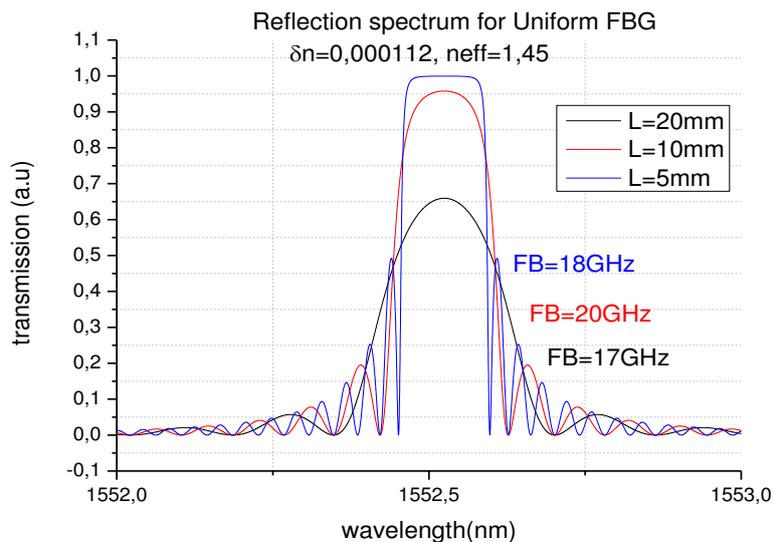


Figure IV. 16. Spectre de réflectivité d'un FBG uniforme pour différentes longueurs du réseau.

Les trois spectres représentés sur la figure (IV.16) montrent que la bande passante diminue avec l'augmentation de la longueur du réseau, mais la réflectivité augmente. D'autre part, le niveau des lobes secondaires sur le spectre de réflectivité augmente avec l'augmentation de la longueur du réseau.

IV.3.4.1.2. Filtre FBG apodisé à profil Gaussien

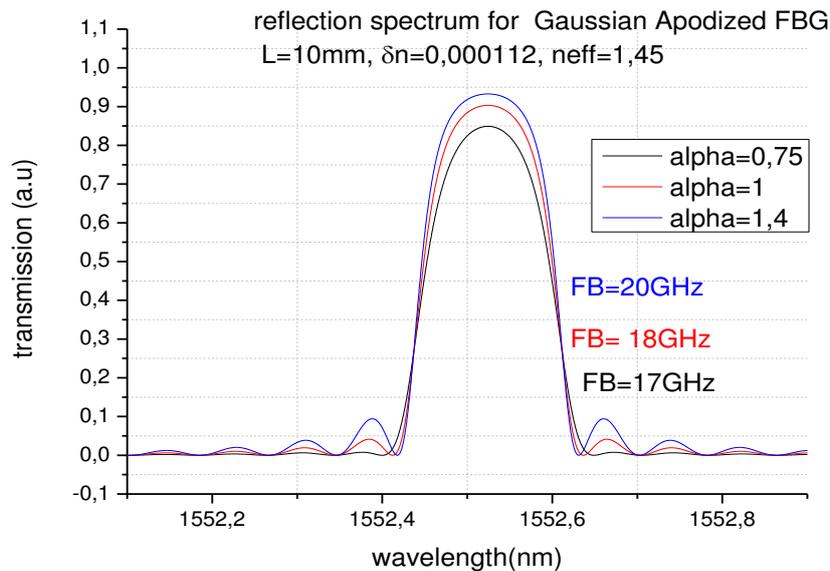


Figure IV. 17.Spectre de réflectivité d'un FBG apodisé à profil Gaussien pour différents facteurs d'apodisation.

La figure(IV.17) montre que l'apodisation peut réduire efficacement la réflectivité des lobes secondaires et les éliminer pour $\alpha = 0,75$, ce qui permet d'augmenter l'isolation des canaux adjacents qui est très utile dans la conception de démultiplexeurs pour le DWDM. Le réseau simulé est de 10mm de longueur, d'indice de réfraction de 1,45 et différents facteurs d'apodisation α , présente pour la première avec $\alpha = 0,75$ une réflectivité de 94% et une bande passante de 20GHz.

IV.3.4.1.3. Filtre FBG chirpé linéaire

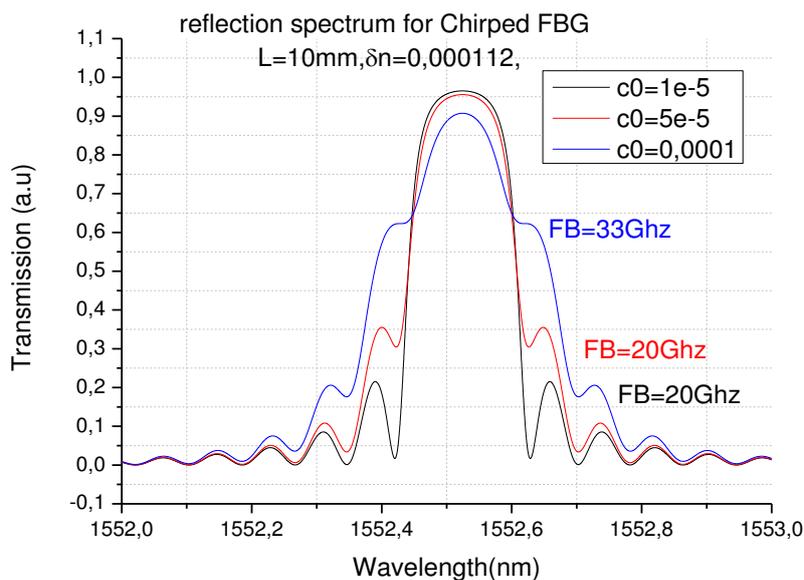


Figure IV. 18 . Spectre de réflectivité d'un FBG chirpé linéaire pour différents facteurs de "chirp".

Le niveau des lobes secondaires dans les spectres de réflexion augmente avec la diminution du module linéaire du "chirp" (c_0) comme indiqué sur la Figure (IV.18). La bande passante du FBG est presque constante au-delà de $c_0 = 5 \times 10^{-5}$.

IV.3.4.1.4. Filtre FBG "chirpé" apodisé (à profil gaussien)

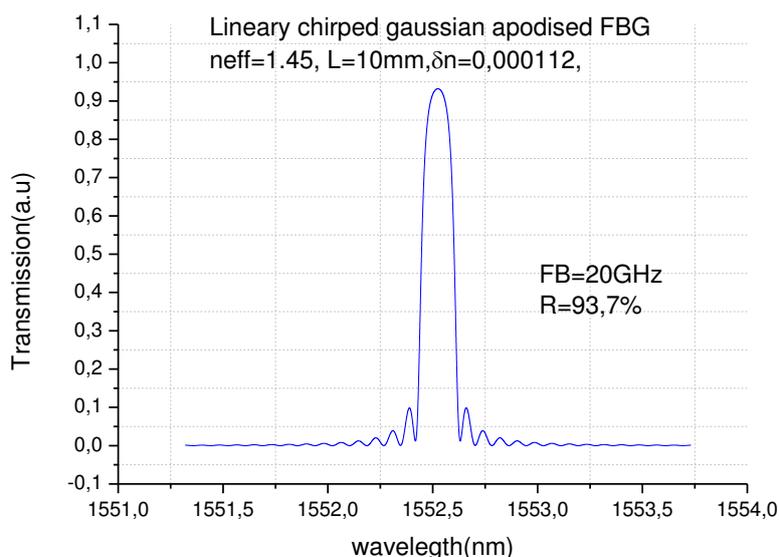


Figure IV. 19. Spectre de réflectivité d'un CA-FBG

La figure (IV.19) montre que la configuration du dernier filtre présente une réflectivité élevée d'environ 95%, le plus bas niveau de lobes secondaires, et le spectre de réflexion est à fronts raides.

IV.3.4.2. Le système simulé :

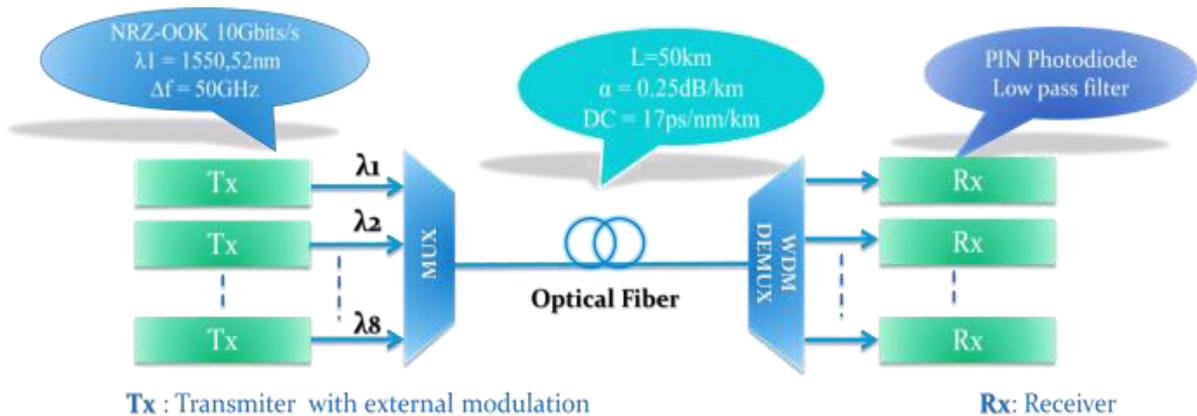


Figure IV. 20. Schéma synoptique du système simulé.

Le système simulé est constitué de trois parties à savoir l'émetteur, la fibre optique et le récepteur comme le montre la figure(IV.20). Huit canaux (Tx) centrés sur les fréquences 193,1 THz, 193,15 THz, 193,20 THz, 193,25 THz, 193,30 THz, 193,35 THz, 193,40 THz et 193,45 THz sont raccordés aux ports du multiplexeur, émettant des données NRZ-OOK. Chaque émetteur est composé d'un laser émettant en continu (CW) et d'un modulateur optique Mach Zehnder. Les impulsions sont envoyées à un débit de 10 Gbit/s. Le signal en sortie du Mux passe à travers une fibre optique SMF dont les caractéristiques sont reportées au tableau (IV.1) de longueur 50 km et d'un démultiplexeur à base de filtre FBG. On utilisera pour chacune des simulations un modèle de filtre FBG. Le récepteur est composé d'un démultiplexeur à base de réseau de Bragg, d'une photodiode PIN (bande passante 10GHz, sensibilité -17dBm, réponse 0.9A/W) et d'un filtre électrique passe-bas de Bessel d'ordre 5 (fréquence de coupure 0.8 fois la fréquence rythme) [1, 5, 6].

IV.3.4.2. Impact de la bande passante BP (GHz) sur les performances du système

L'impact de la bande passante des quatre filtres étudiés sur la qualité du signal reçu pour les quatre configurations de (de) multiplexeurs, montre que le filtre FBG uniforme présente de mauvaises performances par rapport aux autres filtres. Le meilleur taux d'erreurs binaires (TEB) est obtenu pour la bande passante de 20GHz, exception du filtre FBG "chirpé" pour lequel une largeur de bande de 10 GHz, est plus approprié.

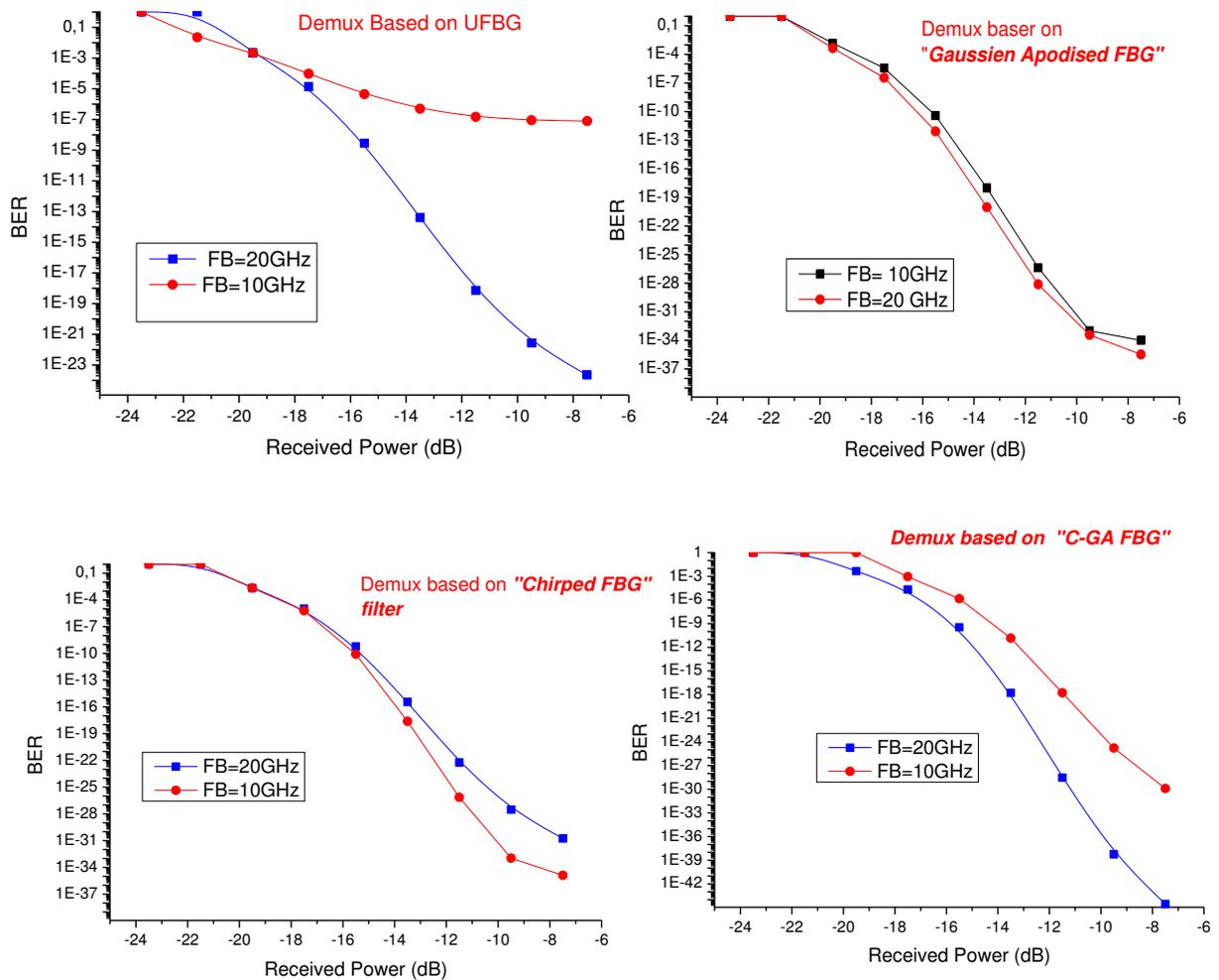


Figure IV. 21. TEB en fonction de la bande passante du filtre (BP) pour les quatre configurations de démultiplexeur.

IV.3.4.3. Impact de la longueur de fibre utilisé :

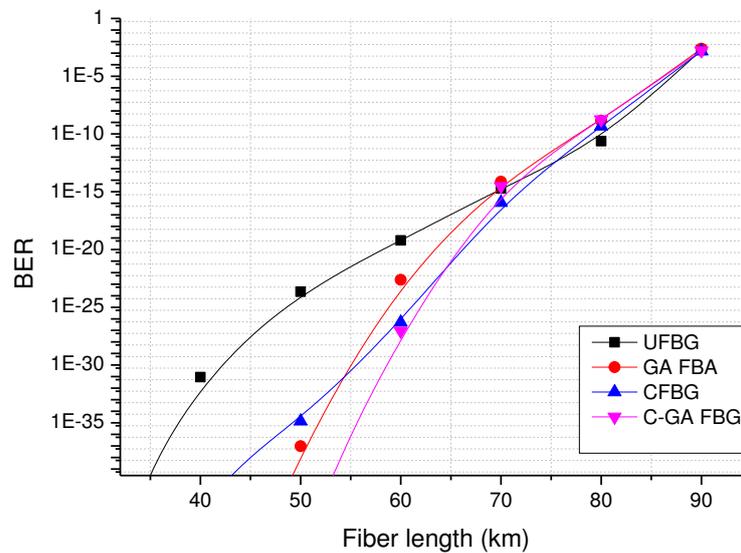


Figure IV. 22 TEB en fonction de la longueur de fibre pour les quatre configurations de démultiplexeur.

En utilisant des fibres optiques SMF avec des longueurs allant de 10 à 90km nous avons pu tracer une courbe de TEB en fonction de la puissance reçue qui a montré que nous pouvons maintenir un TEB inférieur à 10^{-9} , pour une longueur de fibre ne dépassant pas les 80 km, on peut même aller au-delà jusqu'à un TEB de 10^{-3} avec un bon codage correcteur d'erreur. Le démultiplexeur basé sur le filtre FBG "chirpé" apodisé offre les meilleures performances en termes de TEB, mais au-delà de 80 km le signal se dégrade pour les quatre filtres, sans exception.

IV.3.4.5. Conclusion

Les différentes simulations sur un système de transmission DWDM point à point optimisé avec $8 * 10$ Gbit/s, et un espacement des canaux de 50 GHz, pour caractériser le démultiplexeur, ont permis d'étudier les différentes caractéristiques des filtres FBG numériquement, et ce pour divers filtres FBG (Uniforme, gaussien apodisé et "Chirpé" ... etc.). Nous avons constaté que la réflectivité augmente avec l'augmentation de la longueur du réseau ainsi que la différence d'indice. Aussi le FBG linéairement "chirpé" avec une apodisation

de profil gaussien présente une réflectivité élevée et des lobes latéraux faibles par rapport aux autres configurations de filtres FBG. En outre, les mesures de TEB pour différentes longueurs de fibres, confirment la bonne dispersion de ce réseau. D'autre part, nous pouvons dire que les filtres à base de FBG uniformes ne peuvent pas satisfaire la demande des systèmes DWDM.

IV.4. Etude de l'impact du filtrage optique à l'émission et à la réception en fonction des paramètres intrinsèques du DML

La modulation directe 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 OOK, dans lesquels une forte puissance optique est associée au symbole "1" et une faible puissance optique au symbole "0". Le faible coût et la simplicité de mise en œuvre des Lasers à modulation directe (DML), font d'eux des candidats prometteurs dans la conception de systèmes WDM métropolitain et d'accès, d'autant plus qu'il y a eu plusieurs démonstrations de fonctionnement du laser DFB à 10 Gbit/s [24, 25, 26], 25 Gbit/s [26] voire 40 Gbit/s [27, 28, 29] en utilisant des matériaux GaInP/GaAs ou multi-puits quantiques InGaAlAs.

La densité optique de la zone active du laser dépend du courant électrique y circulant, par conséquent la modulation directe conduit à un "chirp" ou à une modulation parasite de fréquence de la porteuse optique [30]. De plus le "chirp" est un élément à prendre en considération car il influe sur l'évolution des impulsions soumises à la dispersion chromatique [30]. La différence de qualité entre les DML et les lasers à modulation externe est due essentiellement à des paramètres extrinsèques tels que la puissance du laser, le taux d'extinction et les paramètres typiques de fabrication de chacun ; mais en général, ils sont tous les deux capables de fournir une variation de la largeur spectrale et/ou un shift dans leur fréquence d'émission qui a des répercussions plus ou moins importantes sur les performances du système [32, 33]. Dans ce contexte, nous présentons les résultats de simulations d'un système DWDM de 8 canaux en accord avec la Recommandation UIT-T G. 695, qui va nous permettre d'analyser ces performances en fonction des paramètres intrinsèques du DML (chirp adiabatique et chirp transitoire) et de les optimiser par la suite afin d'obtenir les meilleures performances et pouvoir *étudier l'impact du filtrage* sur de tels émetteurs.

IV.4.1. le cas d'un système DWDM

IV.4.1.1. Description du système simulé

Afin d'étudier les performances d'un système DWDM utilisant des DMLs, nous allons continuer avec la même liaison (cf.figure IV.23) ; à part qu'au niveau des émetteurs nous avons 8 DFB- DMLs [32, 29,30].

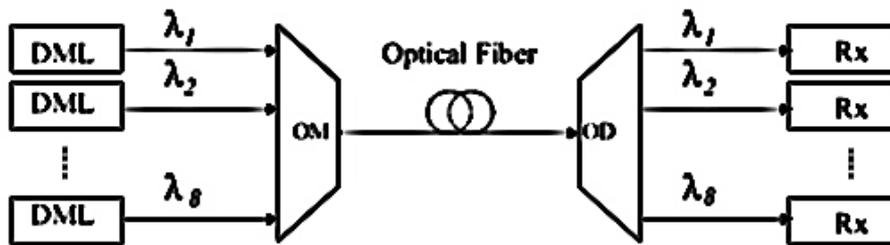


Figure IV. 23. La liaison DWDM simulée.

IV.4.1.2. Caractéristiques du DML simulé:

Dans la présente étude on va faire varier deux paramètres du laser DFB le chirp adiabatique et le chirp transitoire. L'évaluation des performances du système se fera en termes de TEB (taux d'erreur binaire) et de diagramme de l'œil pour une mesure plus qualitative. Ainsi, nous simulerons deux types de DML comme reporté sur le tableau1 : un laser avec un chirp adiabatique dominant (DML-AD), et un laser avec un Chirp transitoire dominant (DML-TR).

Pour cela, un modèle DML avec un chirp adiabatique d'une valeur de l'ordre de $5 \cdot 10^{+12}$ (W.s)⁻¹, a été utilisé ; et pour le deuxième cas, un modèle laser avec une quantité de chirp adiabatique ($\kappa = 1.5 \times 10^{+12}$) a été utilisé [24, 31].

Paramètres	DML-TR	DML-AD
α	1,2,2, 5,6, 10	2,2
Chirp adiabatique(W.s) ⁻¹	$1.5 \cdot 10^{+12}$	$\leq 5 \cdot 10^{+12}$
Puissance de sortie (mW)	0.1 à 10	0.1 à 10
Taux d'extinction (dB)	9	9
RIN (dB/Hz)	130	130

Tableau IV. 4 . Les paramètres caractéristiques de simulation du DML [32, 33]

Le courant a été choisi de telle sorte à avoir une puissance qui varie de 0 à 10mW, en sortie de chaque laser.

IV.4.1.3. Régime transitoire

Pour cette première étape nous allons utiliser pour nos simulations, le modèle du laser avec un Chirp transitoire (facteur de Henry α) dominant le DML-TR (cf.tableau.IV.3). La figure IV.24 représentant la forme du signal modulé en sortie du laser et le chirp généré qui lui est associé, et là nous remarquons que toute variation de puissance (amplitude du signal (a)) s'accompagne d'une variation de fréquence (figure24.b).

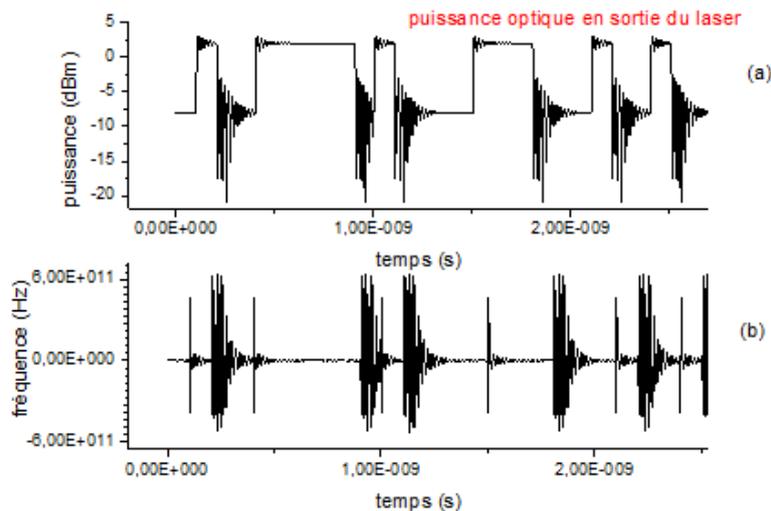


Figure IV. 24.(a) la forme du signal en sortie du laser à une puissance de 2dBm et (b) Le chirp généré par le DML-TR ($\alpha=10$, $k=1.5*10^{+12}$).

Etant donné que les canaux du milieu sont bien plus pénalisés par les effets non linéaires que les autres canaux autour, nous allons travailler sur le canal 4 et effectuer nos mesures de TEB pour ce canal. Dans un premier temps nous avons évalué les performances du système pour différentes valeurs de α et de puissances optiques. Le TEB du canal 4 (centré sur la longueur d'onde de 1551.32nm) en fonction de la puissance optique de sortie du laser, pour différentes valeurs de α sur la figure (IV.25). On constate que plus la puissance optique en sortie du laser augmente plus le TEB est amélioré.

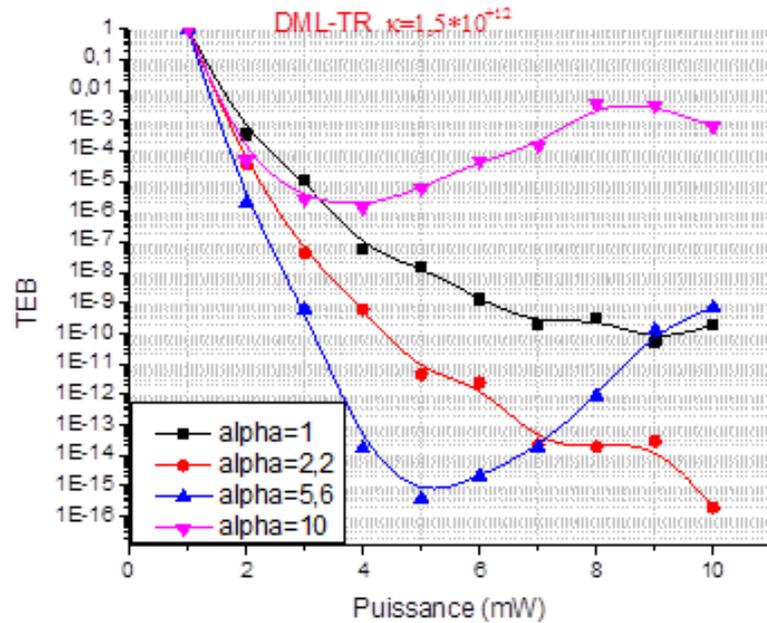


Figure IV. 25.TEB en fonction de la puissance par canal pour différents α (1,2,2, 5,6, 10) et $\kappa=1.5*10^{+12}$.

D'autre part, on remarque sur la figure IV.26, que le spectre en sortie du laser s'est élargi, lorsque α est passé de 2.2 à 8. Par conséquent, quand un laser à chirp transitoire dominant est utilisé la largeur spectrale augmente avec α , ce qui peut contribuer à l'étalement de l'impulsion lorsqu'elle passe à travers la fibre optique et limite ainsi les performances du système.

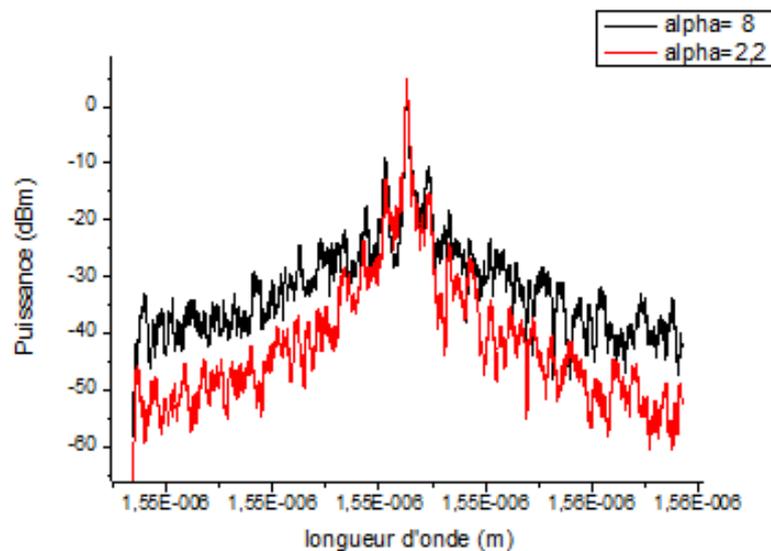


Figure IV. 26.Spectre du signal en sortie du DML-TR (pour $\alpha=8,2.2$).

IV.4.1.4. Régime adiabatique :

Dans ce cas de figure nous simulerons notre système en utilisant dans le bloc d'émission le laser (DML-AD), avec un facteur α fixé à 2.2 et nous allons faire varier le chirp adiabatique. La figure (IV.27) représente l'évolution du TEB en fonction de la puissance par canal, pour différentes valeurs de κ , on remarque que les courbes présentent un maximum de TEB à des puissances optiques entre 3 et 5mW, c'est une sorte de puissance optimale qu'il faut prendre en compte lors de la mise en œuvre d'un système [33]. D'autre part, plus le chirp adiabatique augmente plus les performances du système se dégradent.

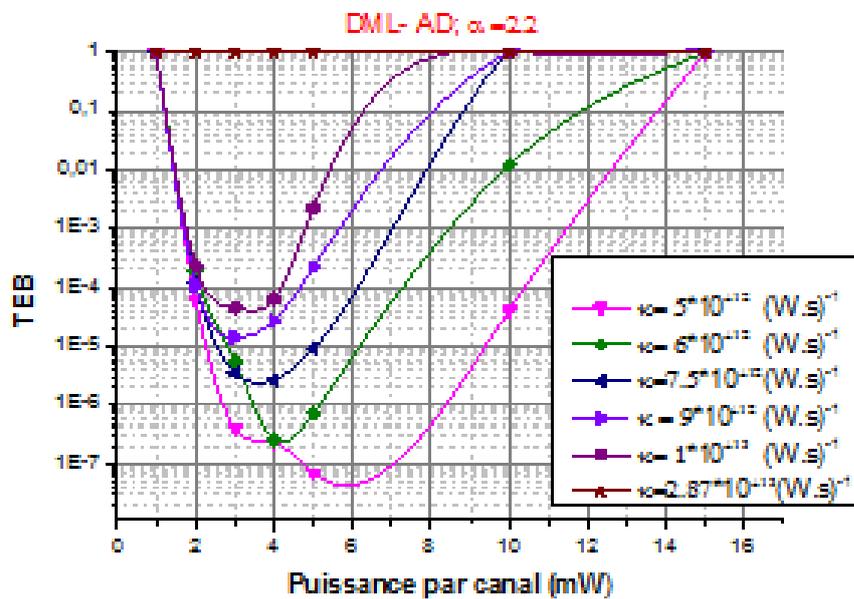


Figure IV. 27. Le TEB en fonction de la puissance par canal pour différents κ avec $\alpha=2.2$.

Comme illustré sur la figure (IV.28) qui représente le spectre du signal en sortie du laser pour différentes puissances (10mW à 0.1mW) le chirp induit un décalage (shift) de la fréquence d'émission, ceci est l'une des principales causes de la dégradation du signal et des performances du système. De plus, nous pouvons constater sur la figure (IV.29) que pour un laser avec un chirp adiabatique important, le chirp généré est directement lié à la puissance de sortie du laser, ceci peut être facilement vérifié par l'expression mathématique de la déviation de fréquence.

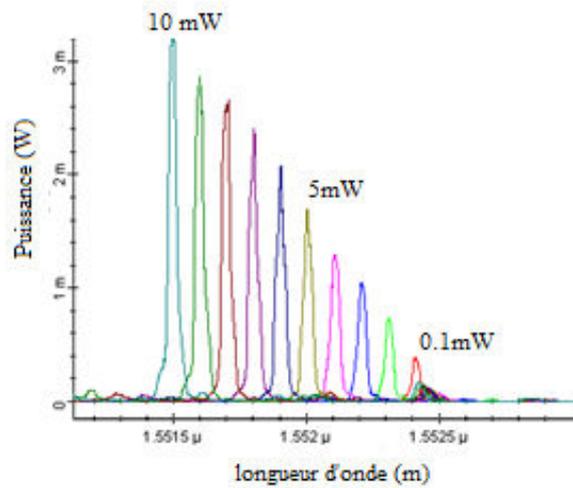


Figure IV. 28. Spectre du signal en sortie du DML-AD (pour différentes puissances par canal (10,...,0.1mW)).

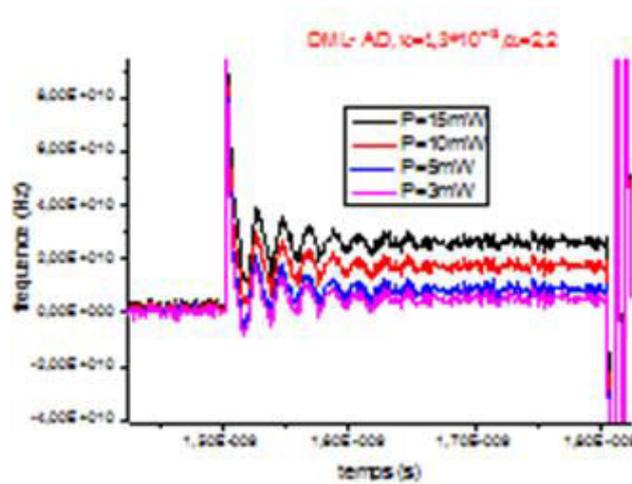


Figure IV. 29. Le chirp généré pour un DML-AD avec un chirp adiabatique $\kappa=1.3 \times 10^{13}$ et un $\alpha=2.2$ à différentes puissances.

IV.4.2. Comportement du système avec un filtre à l'émission et la réception

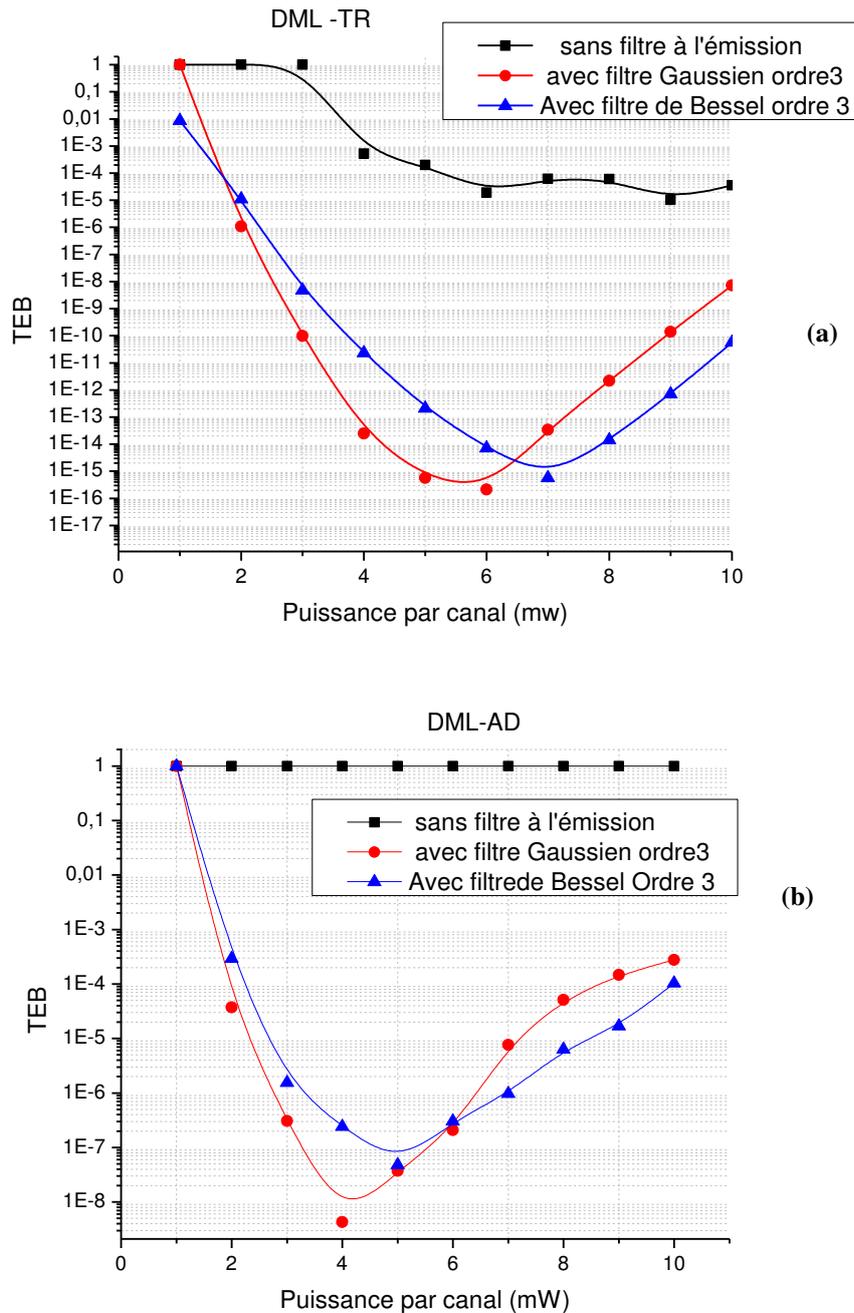


Figure IV. 30. TEB en fonction de la puissance par canal (a) pour un DML-TR avec un filtre rajouté au niveau de l'émetteur, (b) pour un DML-AD .

Sur notre liaison, on a rajouté un filtre optique au niveau du MUX, un Bessel d'ordre 3 ensuite un Gaussien d'ordre 3. On constate que la liaison avec filtre à l'émission et réception présente les meilleurs TEB par rapport à une liaison sans filtrage. Pour une puissance en entrée allant de 1 à 6 mW pour les deux DML, la liaison avec filtre optique Gaussien à l'émission est bien meilleure que celle avec le Bessel, et l'apport filtrage est bien remarqué lorsqu'on se positionne

sur la courbe sans filtrage. Tandis que lorsque la puissance par canal augmente au-delà de 6mW, le TEB chute pour les deux filtres, ceci s'explique par le fait que le chirp induit un décalage de la fréquence centrale et un élargissement du spectre et ainsi une détérioration du signal. Toutefois nous remarquons sur la figure IV.31 qu'un shift de la fréquence centrale du filtre optique de 1.5GHz, permet d'améliorer le TEB (il passe de 10^{-14} à 10^{-17}), et qu'on peut se permettre un décalage de -2GHz à 3GHz tout en conservant des TEB acceptable.

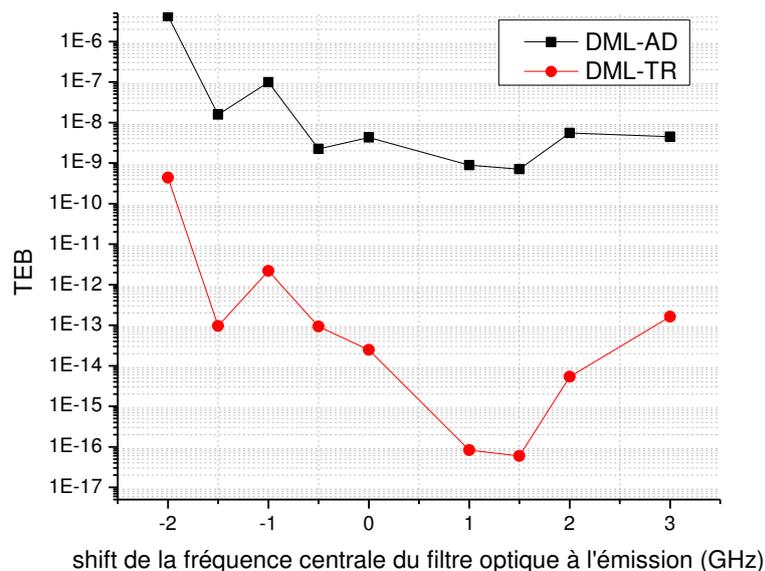


Figure IV. 31. TEB en fonction du décalage de la fréquence centrale du filtre optique à l'émission pour le DML-AD et le DML-TR à une puissance de 5 mW par canal.

IV.4.3. Conclusion

Les Lasers à modulation directe, sont très attractifs pour la conception de systèmes DWDM pour les réseaux métropolitains et d'accès. Toutefois, dans les systèmes utilisant ce type de lasers, un changement dans le spectre du laser se produit. Ce changement peut se traduire par un décalage de la fréquence d'émission ou un élargissement de la bande passante lié à la puissance de sortie du laser ou à d'autres paramètres. Les diverses simulations effectuées ont permis d'évaluer les performances du système, et de choisir la puissance optique du laser en fonction des paramètres du laser (chirp adiabatique et paramètre α), de définir une sorte de puissance optimale (5mW) qu'il faut prendre en compte lors de la mise en œuvre d'un système afin d'obtenir le meilleur TEB. Ajout de filtre optique au niveau de

l'émetteur avec un shift de 1.5GHz la fréquence centrale améliore le TEB et compense le shift induit par le chirp.

IV.5.Optimisation du filtrage optique à l'émission et à la réception pour le format DQPSK

Ces dernières années, plusieurs formats de modulation ont été proposés comme alternatives au NRZ et le retour à zéro (RZ). Il s'agit notamment, du RZ à porteuse supprimée (CS-RZ) [34, 35], duo binaire [36, 37], et le DQPSK. En raison de son spectre étroit le DQPSK devient progressivement un axe de recherche très prisé [34], il présente une tolérance remarquable à la dispersion chromatique (CD) et permet ainsi une grande efficacité spectrale dans les systèmes (DWDM). Cependant, le rendement relatif de ce type de modulation, dépend fortement du type de système à savoir le type de fibre, l'espacement entre amplificateurs, le type de filtres, etc... [38]. Dans un système DWDM, il y a plus de pénalités à prendre en considération par rapport à un système monocanal. Ces défaillances proviennent à la fois du dispositif de multiplexage / démultiplexage, et des effets non-linéaires dans la fibre, comme la modulation de phase croisée (XPM) et le mélange à quatre ondes (FWM). Dans cette partie de notre travail, nous allons évaluer l'impact du multiplexage et démultiplexage dans la liaison optique [39]. On va estimer numériquement l'influence que peut avoir un filtrage optique étroit au niveau de l'émetteur et du récepteur sur la performance d'un système DWDM destiné pour un réseau d'accès. Cinq canaux sont considérés avec un débit de 40 Gbit/s et un espacement entre canaux de 50 GHz utilisant le format DQPSK combiné avec le format RZ et le format RZ à porteuse supprimée (CS -RZ) (cf. premier chapitre).

Un filtre optique de bande passante à 3dB B_0 et dont la fonction de filtrage (fonction de transfert du filtre) présente un maximum de transmittance pour une longueur d'onde λ_f . Les fonctions de transfert les plus utilisées dans les simulations : fonction de transfert de type dit rectangulaire, Bessel, Gaussien, ou Butterworth d'ordre 3. Le filtre rectangulaire a bien entendu la forme de fonction de filtrage qui sélectionne uniformément des composantes spectrales dans la bande B_0 et rejette totalement les autres. Une telle fonction de filtre est souvent dite à flancs raides et sommet plat (« flat-top »). Les fonctions de transfert les plus proches de celle du filtre rectangulaire tout en ayant un caractère plus réel, sont les fonctions des filtres de type Butterworth. Ensuite viennent les fonctions de transfert des filtres du type

Bessel ou Gaussien avec une fonction de filtrage à variations de plus en plus douces. La variation de l'ordre du filtre, le cas échéant, permet d'apporter des nuances supplémentaires quant à la raideur des flancs [40].

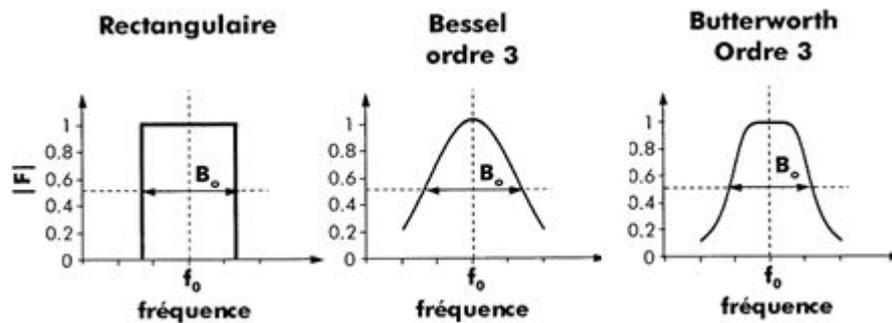


Figure IV. 32. L'allure des fonctions de transfert en puissance des filtres utilisés dans les simulations [40]

Les filtres optiques utilisés dans les simulations sont le Bessel et le Butterworth d'ordre 3 dont les fonctions de transfert se rapprochent le plus des réponses en fréquence de l'AWG et du TFF [41].

IV.5.1 Description du système simulé

Avec DQPSK les données sont codées sur quatre symboles différents, ce qui permet la transmission simultanée de deux bits par symbole. Le principal avantage de DQPSK est sa largeur spectrale réduite, ce qui est environ la moitié de celle d'un format NRZ au même débit binaire [42, 43]. Le format de modulation de 40 Gbit/s DQPSK, a été généré à l'aide de deux modulateurs de Mach-Zehnder (MZM) reliés en mode série. Après le pré codage, les composantes en phase (I) et en quadrature (Q) sont envoyées respectivement dans deux MZMs pour avoir les quatre niveaux de modulation de phase. Le format DQPSK optique construit ainsi par les deux MZMs est ensuite injecté dans un troisième MZM, contrôlé par le signal d'horloge et de mise en forme, il nous permet ainsi d'obtenir différents rapports cycliques (RZ / CS RZ DQPSK), d'où la nécessité du troisième MZMs représenté sur la figure (IV.32) [44].

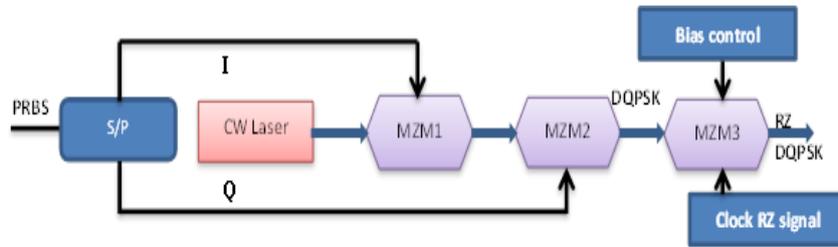


Figure IV. 33. Schéma synoptique du transmetteur RZ/CS RZ DQPSK.

Les 40 Gbit/s DQPSK sont générés comme décrit dans [44], cinq canaux DWDM espacés de 50 GHz sont considérés. Un train de bits pseudo-aléatoire (PRBS) d'une longueur de 2^7-1 est considéré pour évaluer rigoureusement la performance de système DWDM [36]. Pour parvenir à un espacement entre canaux plus petit, les signaux de DQPSK sont filtrés par un filtre optique étroit au niveau du MUX. Le système mis en place est illustré à la figure (IV.33). Le canal de transmission est une fibre monomode standard (SMF) de 20km dont les caractéristiques sont reportées sur le tableau (IV.1)

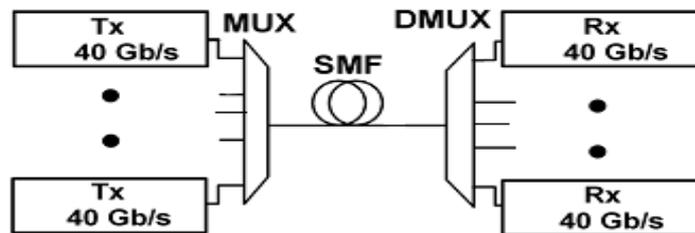


Figure IV. 34. Système DWDM simulé (5 x 40 Gbit/s).

Du côté récepteur, un filtre optique de même type que celui placé au niveau du MUX est adapté pour le canal approprié au niveau du DEMUX. La fonction de filtrage mis en œuvre dans le récepteur (filtre électrique) est un filtre de Bessel d'ordre 5 d'une fréquence de coupure égale à 0.8 fois la fréquence rythme. Le signal est démodulé dans un interféromètre ; le principe même du détecteur différentiel (cf. chapitre 1) [43]. Nous allons évaluer les performances en termes de taux d'erreur binaire (TEB).

IV.5.2 Résultats et discussion

IV.5.2.1. Optimisation de la bande passante du filtre optique

Les largeurs de bande passante à 3 dB du filtre au niveau du MUX et DMUX sont modifiées indépendamment de façon à optimiser les performances du système et de trouver la largeur optimale, afin d'avoir un système DWDM avec une haute efficacité spectrale, assez performant pour un accès haut débit. La figure (IV.34) montre la progression du TEB en fonction de la bande passante à 3 dB du DMUX pour différentes largeurs de bande du filtre optique du MUX pour un filtre Bessel et un Butterworth d'ordre 3. En codant plusieurs bits par symbole, le DQPSK est un format de modulation non binaire et peut atteindre un spectre assez étroit et nous permet ainsi d'aller sur des espacements entre canaux assez réduits pour des débits élevés. De la figure (IV.34) nous permet de conclure que les bandes passantes optimales pour le filtre de Bessel sont 20 GHz au DMUX, et 50 GHz au MUX, et pour le filtre de Butterworth sont 23 GHz pour DMUX et 50GHz pour MUX. Avec ces bandes passantes, une amélioration significative du TEB est observée. Ceci résulte du compromis entre des bandes passantes optiques faibles provoquant l'interférence entre canaux trop élevés et des bandes passantes élevées conduisant à la diaphonie intolérable ainsi qu'aux effets non linéaires. En raison du très grand niveau de diaphonie dans un système DWDM pour des espacements réduits entre canaux, le spectre du signal MUX étroit conduit à des largeurs de bande plus large et DMUX optimales. Il est clair d'après les figures(IV.34) et (IV.35) qu'en dessous de 15 GHz et au-delà de 40GHz les deux formats RZ /CS-RZ DQPSK souffrent d'une diminution importante du TEB à cause des interférences entre canaux adjacents, et que le format CS-RZ DQPSK avec le filtre Butterworth présente la meilleure performance par rapport aux autres configurations.

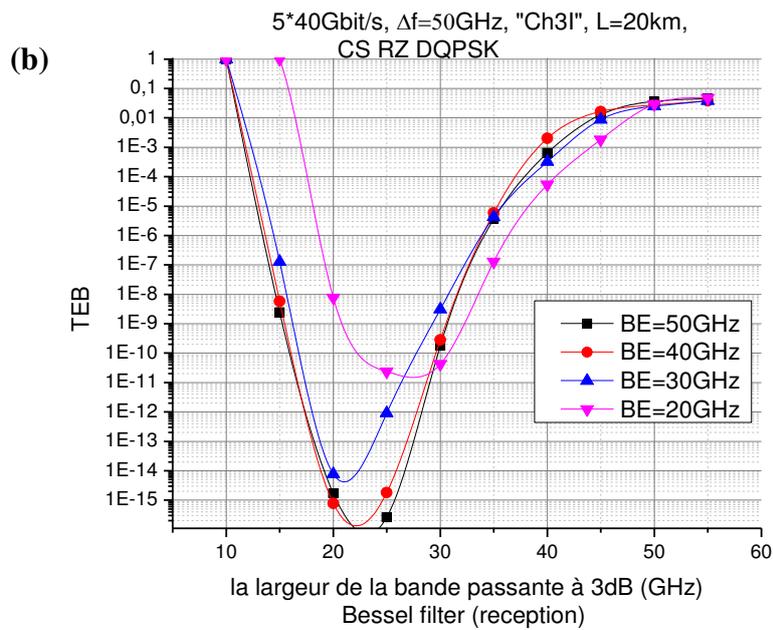
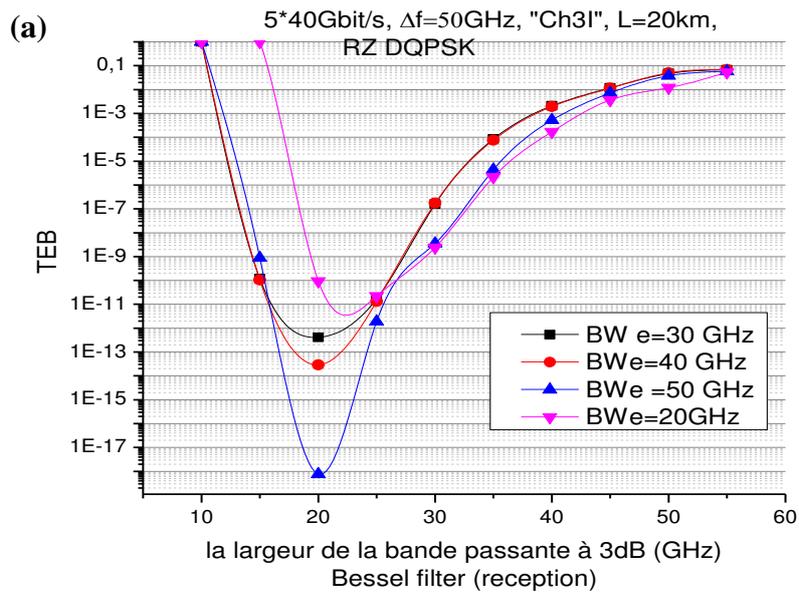


Figure IV. 35. TEB en fonction de la bande passante à 3dB d'un filtre optique de Bessel (Ch_I_3) a) RZ DQPSK b) CS-RZ DQPSK

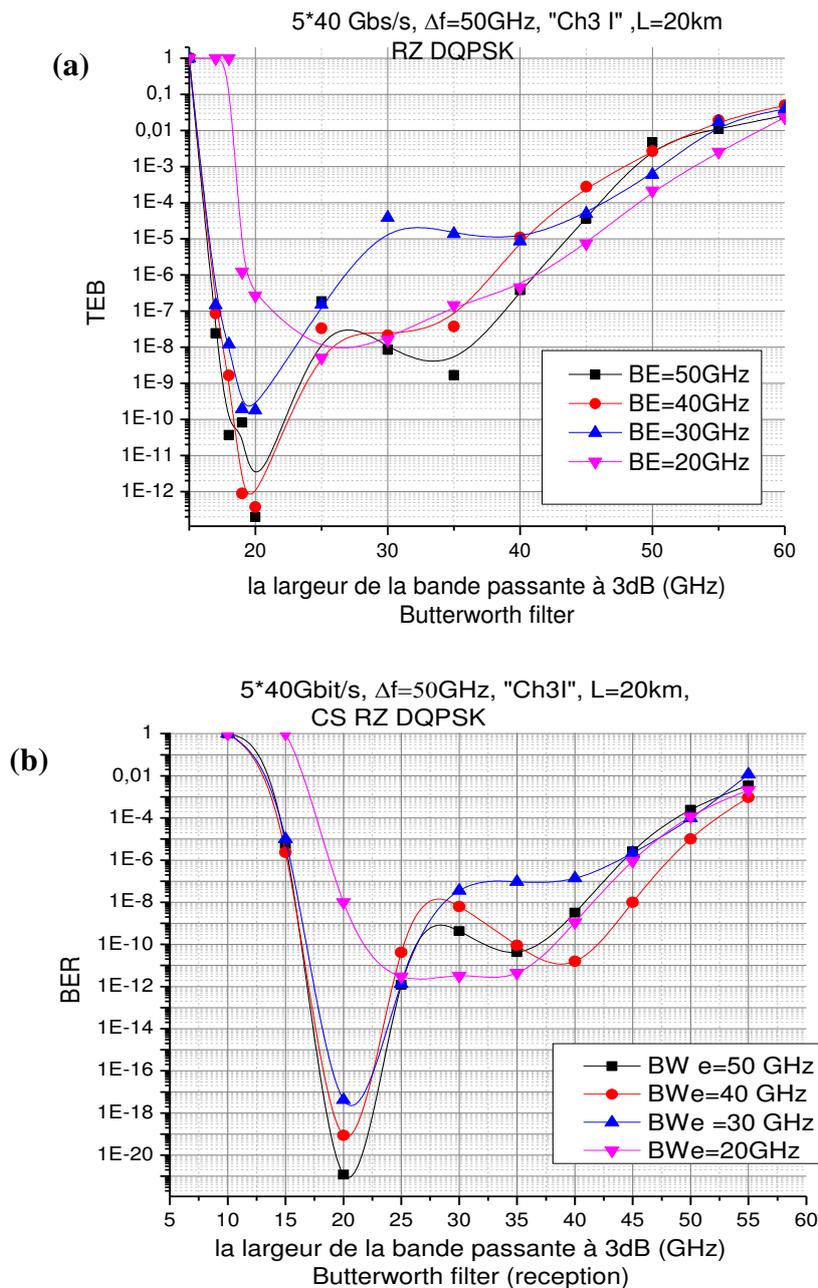


Figure IV. 36. TEB en fonction de la bande passante à 3dB d'un filtre optique de Butterworth (Ch_I_3) a) RZ DQPSK b) CS-RZ DQPSK.

IV.5.2.2. la dérive ou désalignement de la fréquence centrale du filtre

Le désalignement est défini comme la différence entre la fréquence centrale du spectre du signal et la fréquence centrale du filtre optique (DMUX), qui résulte d'un réchauffement du composant ou un défaut de fabrication ou des contraintes spécifiques. Ce phénomène provoque aussi des perturbations des performances du système. Sur la figure (IV.36), représentant le TEB en

fonction du désalignement du filtre optique de Bessel et de Butterworth au niveau du DEMUX, pour une largeur de bande à 3 dB = 20 GHz, on observe une meilleure performance du système lorsque le format CS-RZDQPSK est utilisé; ce format de modulation a une bande passante de spectre plus large, par conséquent le désalignement aura des incidences mineures sur les performances du système par rapport à l'autre format. Il est également intéressant de noter que lorsque le décalage du filtre devient plus grand que 10GHz, le système est sérieusement pénalisé. Les résultats de simulation montrent que, lorsque la fréquence centrale de tous les filtres est alignée sur la fréquence du laser, le filtre de Butterworth présente les meilleures performances.

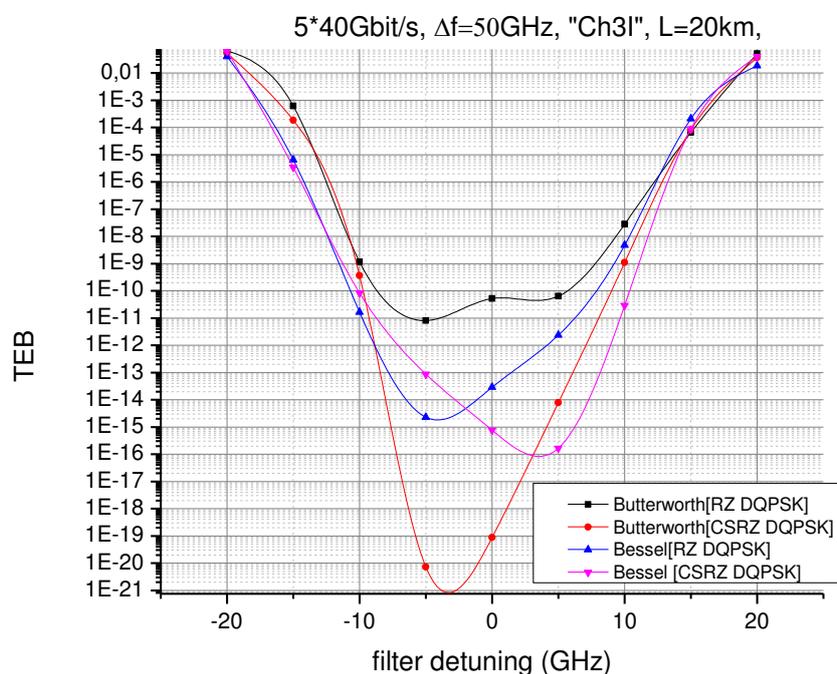


Figure IV. 37. TEB en fonction de la dérive (mis alignement) de la fréquence centrale du filtre optique (le Bessel et le Butterworth).

IV.5.3. Conclusion

Les filtres optiques sont des éléments indispensables dans les communications optiques WDM. L'influence des filtres sur le signal optique aura une incidence sur la qualité de la transmission. Dans cette partie de notre travail, nous avons étudié et simulé les dégradations causées par deux types de filtres optiques : le Butterworth et le Bessel. L'altération du signal optique est analysée à partir d'un taux d'erreur binaire (TEB). Les résultats de simulation montrent que le format de modulation CS-RZDQPSK montre la meilleure performance par

rapport à l'RZ DQPSK. Pour le désalignement de la fréquence centrale, la dégradation causée par les filtres est plus importante. Notre recherche montre que, avec un écart de fréquence de 10 GHz, pour un filtre optique de Butterworth le TEB diminue de la moitié, ceci indique que le choix optimal dépend de l'application et cette étude fournit un ensemble de données important pour la conception des systèmes performants.

Conclusion générale

Le WDM est une technologie issue du réseau de transport où les débits atteignent plusieurs dizaines de Gbit/s. L'intérêt de son introduction dans le réseau d'accès réside d'une part dans la possibilité d'utiliser un accès multiple en longueurs d'onde en lieu et place d'un accès multiple en temps, pour partager les ressources entre les utilisateurs, et d'autre part dans la possibilité de mutualiser de façon plus importante des utilisateurs sur une architecture en utilisant simultanément le multiplexage temporel et en longueurs d'onde. Cette technique sous toutes ses variantes (DWDM, UDWM...etc...) est maintenant envisagée pour le réseau d'accès dans le cadre d'un déploiement de type NGPON2 (Next Generation Passive Optical Network 2). Pour ces applications il est nécessaire d'avoir des filtres optiques performants. Cette thèse a consisté à étudier l'impact du filtrage optique dans des liaisons de transmission destinées pour l'accès haut débit ; les filtres doivent assurer une diaphonie réduite entre canaux, de faibles pertes, ainsi qu'un espacement réduit entre canaux.

L'étude bibliographique, retranscrite dans les premiers chapitres, a permis l'analyse approfondie des filtres optiques utilisés dans les transmissions optiques WDM tout en dégageant les avantages et inconvénients de chacun d'entre eux et de converger vers des choix optimaux selon les besoins et l'application désirés. Le premier pré-requis pour l'introduction du WDM dans le réseau d'accès est la disponibilité de filtre accordable avec une bonne vitesse d'accord. Actuellement les technologies utilisées commercialement sont les filtres interférentiels diélectriques et les filtres Fabry-Pérot, qui sont classiquement utilisés en tant que filtres fixes et les prix sont encore assez élevés, ce qui n'est pas une solution pratique en soit. Nous avons retenu des filtres de type AWG (Arrayed Waveguide Grating). Les AWG sont très attractifs pour toute application nécessitant un grand nombre de canaux, car leur utilisation permet une optique MUX / DMUX intégrant le tout sur une seule et même puce, ce sont des composants planaires silice sur silicium (parfois avec polymère) qui ont l'avantage de profiter de l'expérience de la microélectronique pour leur réalisation et peuvent être ainsi utilisés comme routeurs, les filtres de Bragg qui quant à eux sont facilement accordables (en quelques nanosecondes) et peuvent également être intégrés avec le récepteur, car ils utilisent des semi-conducteurs de même matériau. Ces deux propriétés des filtres InGaAsP /InP les rend très attractifs pour des applications WDM, et les filtres à couches minces dont les modèles sont introduits dans les simulations.

Les premières simulations ont pour objectif d'évaluer les performances en termes de taux d'erreur binaire (TEB), ceci en fonction des paramètres caractéristiques du filtre à savoir : la largeur de bande, l'espacement et l'isolation entre canaux ainsi que les pertes d'insertions, et en fonction aussi de résultats de fiabilité trouvés dans la littérature. Nous retenons que la diaphonie pénalise fortement les performances de la liaison. On a montré qu'un TEB inférieur à 10^{-9} est maintenu pour une longueur de fibre inférieure à 60km pour un espacement entre canaux de 50GHz, et une longueur de 30 km pour un espacement de 25 GHz. Des bandes passantes de 13 à 20 GHz sont nécessaires, pour obtenir un TEB acceptable et au-delà, de ces bandes, les effets non linéaires deviennent trop pénalisants. D'autre part l'analyse de la progression des pertes d'insertion (IL) montre que pour maintenir un TEB inférieur à 10^{-9} , avec des pertes d'insertion égales à 3dB, il est nécessaire d'avoir une puissance à l'entrée du démultiplexeur supérieure à -23 dBm pour un espacement de 50GHz, et une puissance de plus de -35 dBm à un espacement de 25GHz..

Des simulations de liaisons DWDM ont été menées, utilisant des DMLs comme émetteurs afin d'analyser les performances en présence du « chirp » et comment celui-ci est affecté par le shift de la fréquence centrale du filtre. Ces simulations ont permis de choisir la puissance optique du laser en fonction du chirp adiabatique et le paramètre α , et de définir une puissance optimale (5mW) qu'il faut prendre en compte lors de la mise en œuvre d'un système afin d'obtenir le meilleur TEB. L'introduction d'un filtre optique au niveau de l'émetteur avec un shift de 1.5GHz de la fréquence centrale apporte une amélioration du TEB et compense le shift induit par le chirp. Il est aussi intéressant d'utiliser des fibres optiques à dispersion négative telle que la NZDSF ; celle-ci associée au filtre optique permet d'augmenter la distance de transmission en compensant mutuellement l'élargissement induit par le chirp.

Des simulations ont été effectuées pour tester d'autres formats de modulation que le NRZ-OOK (RZ DQPSK et le CRZ- DQPSK) et optimiser le filtrage optique à l'émission et à la réception afin d'avoir de meilleures performances en terme de TEB. L'influence des filtres sur le signal optique aura une incidence directe sur la qualité de la transmission. Dans cette partie de notre travail, nous avons étudié et simulé les dégradations causées par deux types de filtres optiques : le Butterworth et le Bessel. Les résultats de simulation montrent que le format de modulation CS-RZDQPSK donne une meilleure performance par rapport à l'RZ DQPSK, pour l'accès optique en cas de dérive de fréquence centrale du filtre ce qui n'est pas le cas dans des conditions de simulation normale. La dégradation causée par les filtres en cas d'une

dérive de la fréquence centrale est plus importante. En effet, avec un écart de fréquence de 10 GHz, pour un filtre optique de Butterworth le TEB diminue de moitié, ceci fournit un ensemble de données important pour la conception des systèmes performants.

Cette thèse a permis de dégager les répercussions du type de filtrage sur les performances d'une liaison optique destinée pour l'accès à haut débit (40Gbits/s) en multiplexage en longueur d'onde. Les résultats obtenus permettront d'apporter des éléments de compréhension et de jugement face aux solutions techniques qui seront proposées pour les systèmes NGPON WDM.

Les premiers systèmes commerciaux de PON WDM ont vu le jour en 2006 et sont d'ores et déjà en cours de déploiement par Korea Telecom en Corée du Sud. Le système considéré fournit 100 Mbit/s symétriques à 32 ONU avec une longueur d'onde par ONU [IDAT]. Le G-PON a des capacités comparables pour un coût inférieur, ce qui limite l'intérêt de ce PON WDM. Par contre le même système sera très prochainement disponible avec une capacité de 1 Gbit/s. Ces systèmes ont besoin de filtres optiques de plus en plus performants ; sur ce point la technologie ainsi que les procédés utilisés pour la fabrication des circuits sont les deux points clefs qui vont permettre de répondre au mieux aux critères de choix du bon filtre à telle ou telle autre application.



Références– chapitre I

- [1]. P. Chanclou, A. Cui, F. Geilhardt, H. Nakamura et D. Nessim, “Network Operator Requirements for the Next Generation of Optical Access Networks”, IEEE Network, vol. 26, no. 2, pp. 8 – 14, 2012.
- [2]. Mohammad Ilyas Hussein T Mouftah, «The Handbook of optical communication Networks», CRC PRESS LLC - 2003
- [3]. Irène et Michel Joindot et douze co-auteurs , « Les télécommunication par fibre optique ». Edition Dunod 1996.
- [4]. Younes ZOUINE, « Contribution par la simulation système à l'étude des contraintes des composants optoélectroniques sur la transmission optique utilisant la technique CDMA », thèse de l'université de LIMOGES, le 17 Octobre 2005
- [5]. Michel Joindot , Stéphane Gosselin, «Optical fiber transport systems and networks: fundamentals and prospects», C. R. Physique (2008)
- [6]. « Le point surLe FTTx : réseau optique de desserte », 2005 <http://extranet.ant.cete-ouest.equipement.gouv.fr/>
- [7]. Thomas ANFRAY« Etudes et simulation des potentialités du Dual Electroabsorption Modulated Laser (D-EML) pour la montée en débit dans les futurs réseaux d'accès optique », thèse N° 70-2013 soutenue le 17 décembre 2013, Université de Limoges.
- [8]. Franck PAYOUX, « Etude des réseaux d'accès optiques exploitant le Multiplexage en longueurs d'onde », Soutenue le 28 Août 2006 l'Ecole nationale Supérieure des Télécommunications de Bretagne.
- [9]. Claire GOURSAUD-BRUGEAUD, « Réception multiutilisateurs par annulation parallèle d'interférences dans les systèmes CDMA Optique », le 12 Juillet 2006 université de Limoges.
- [10]. Charlotte Roger, Julio Orozco, Philippe Niger, « Evaluation des Performances dans une Architecture Réseau Optique Transparente avec Accès PON », 16 janvier 2008
- [11]. François DUTHILLEUL, « Réseaux optiques passifs », techniques de l'ingénieur TE7119
- [12]. STEPHEN WEINSTEIN, YUANQIU LUO, TING WANG, «THE COMSOC GUIDE TO PASSIVE OPTICAL NETWORKS- Enhancing the Last Mile Access»
- [13]. Broadband Passive Optical Networks (BPON), ITU-T Standard G.983

- [14]. Gigabit-Capable Passive Optical Networks (GPON), ITU-T Standard G.984
- [15]. 10-Gigabit-Capable Passive Optical Networks (XG-PON), ITU-T Standard G.987
- [16]. A. Banerjee , Y. Park , F. Clarke , H. Song , S. Yang , G. Kramer , K. Kim , B. Mukherjee , « Wavelength - division - multiplexed passive optical network (WDM -PON) technologies for broadband access: A review » , J. Opt. Netw , 4 (11), November, 2005.
- [17]. M. Maier, «WDM passive optical networks and beyond: The road ahead», IEEE J. Opt. Commun. Netw. (4), September, 2009.
- [18]. Fabia 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 generation de PON (NG-PON) A 10 GBIT/S » ,13 janvier 2012.
- [19]. Zineb BELFQIH, « Etude de l'augmentation de capacité des réseaux d'accès optiques de type PON bases sur l'accès multiple à repartition dans le temps » , Traitement du signal et télécommunications: Institut TELECOM ; TELECOM Bretagne 2008
- [20]. Bob Chomycz, «Planning Fiber Optic Networks», 2009 by the McGraw-Hill Companies
- [21]. «Next-Generation FTTH Passive Optical Networks Research Towards Unlimited Bandwidth Access», - Editor Josep Prat - Universitat Politecnica Catalunya -Barcelona - Spain -2008
- [22]. Rajiv Ramaswami, Kumar N. Sivarajan, Galen H. Sasaki, «Optical Networks A Pactical Perspective», Third Edition -2010 ELSEVIER.
- [23]. Farouk KHECIB, « Etude et mise au point de la migration d'une liaison optique WDM en exploitation vers des hauts débits » , le 14 juin 2010.
- [24]. Neophytos Antoniadis, Georgios Ellinas, Ioannis Roudas, «WDM Systems and Networks Modeling, Simulation, Design and Engineering», Editors 2012.
- [25]. Dr. Matthias Seimetz, «High-Order Modulation for Optical Fiber Transmission», Springer-Verlag Berlin Heidelberg 2009
- [26]. Thanh Nga DUONG, « Etude de techniques de modulation multi-porteuse OFDM pour la montée en débit dans le réseau d'accès optique » , Thèse soutenue à : Orange Labs Le : 21 Mai 2010.
- [27]. Anu Sheetal, Ajay K. Sharma, R.S. Kaler , «Simulation of high capacity 40Gb/s long haul DWDM system using different modulation formats and dispersion compensation schemes in the presence of Kerr's effect » , Optik 121 (2010) 739–749.

[28]. Winzer, P.J., Essiambre, R.J., «Advanced optical modulation formats». Proceedings of the IEEE 94(5), 952–985 (2006)

[29]. Philippe Chanclou, « l'accès optique et son évolution », séminaire Marcoussis 11 Janvier 2007.

Références– chapitre II

- [1]. Rajiv Ramaswami, Kumar N. Sivarajan, Galen H. Sasaki, «Optical networks a practical perspective», Third Edition. Edition ELSEVIER 2010.
- [2]. Thanh Nga DUONG, « Etude de techniques de modulation multi-porteuse OFDM pour la montée en débit dans le réseau d'accès optique », UNIVERSITÉ DE RENNES 1. [21 Mai 2010.](#)
- [3]. 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.
- [4]. G. Morthier and P. Vankwikelberge., «Handbook of Distributed Feedback Laser Diodes», Artech House, London, 1997.
- [5]. Alberto Gatto et Al., «1.3-mm VCSEL Transmission Performance up to 12.5Gb/s for Metro Access Networks», IEEE Photonics Letters, vol, 21, N° 12, pp 778-780, 2009
- [6]. L.Xu et Al., « 1.55 μ m VCSEL Transmission Performance up to 20 Gbit/s for Access Networks», in Proc.OECC2009, Hong Kong, paper ThPD1
- [7]. Elaine Wong et Al., « Uncooled, Optical Injection Locked 1.55 μ m VCSELs for Upstream Transmitters in WDM-PONs», Proc. OFC2006, Paper PDP50.
- [8]. Mohrdek S, et Al., «10 Gb/s standard fiber transmission using directly modulated 1.55 μ m quantum-well DFB lasers». IEEE Photonics Technology Letters 1995.vol7:1357–1359.
- [9]. Krehlik P., « Directly modulated lasers in negative dispersion fiber links». Opto-Electronics Review. 2007.71–77.
- [10]. Tadokoro et al., « Operation of a 25-Gb/s Direct Modulation Ridge Waveguide MQW-DFB Laser up to 85°C», IEEE Photonics Technology Letters, 2009. vol. 21, pp. 1154-1156.
- [11]. Huiszoon B, Jonker RJW, van Bennekom PK, Khoe GD, de Waardt H., « Cost-effective up to 40 Gb/s transmission performance of 1310 nm directly modulated lasers for short-to medium-range distances». Journal of Lightwave Technology 2005;1116–1125.

- [12]. Sato K, Kuwahara S, Miyamoto Y., « Chirp characteristics of 40 Gb/s directly modulated distributed-feedback laser diodes». *Journal of Lightwave Technology* 2005; pp3790–3797.
- [13]. K. Otsubo and al., « 1.3-um AlGaInAs Multiple Quantum Well Semi-insulating Buried-Heterostructure Distributed-Feedback Lasers for High-Speed Direct Modulation», *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, 2009 vol. 15, pp. 687-693.
- [14]. Krehlik P. , «characterization of semiconductor laser frequency chirp based on signal distortion in dispersive optical fiber», *Opto-Electronics Review*. 2006.119-124.
- [15]. P. Horche y Carminadel Río. «Enhanced Performance of WDM Systems using Directly Modulated Lasers on Positive Dispersion Fibers». *Optical Fiber Technology*. Volume 14, Issue 2, April 2008, Pages 102-108.
- [16]. Jianjun Yu, Ming-Fang Huang, Ting Wang « Applications of 40-Gb/s Chirp-Managed Laser in Access and Metro Networks», *JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY*, VOL. 27, NO. 3, FEBRUARY 1, 2009.
- [17]. D. Mahgerefteh, D. Mahgerefteh, Y. Matsui, C. Liao, B. Johnson, D. Walker, X. Zheng, Z. F. Fan, K. McCallion, and P. Tayebati, « Error-free 250 km transmission in standard fibre using compact 10 Gbit/s chirp-managed directly modulated lasers (CML) at 1550 nm», *Electron. Lett.*, vol. 41, pp. 543–544, 2005.
- [18]. Y. Matsui, D. Mahgerefteh, X. Zheng, C. Liao, Z. F. Fan, K. Mc-Callion, and P. Tayebati, «Chirp-managed directly modulated laser (CML) », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 18, pp. 385–387, 2006.
- [19]. Fabia 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) A 10 GBIT/S », thèse de doctorat, L'université de Bretagne, soutenue le 13 janvier 2012.
- [20]. Irène et Michel Joindot et douze co-auteurs, « Les télécommunication par fibre optique ». Edition Dunod 1996.
- [21]. Y. Frignac, «Contribution à l'ingénierie des systèmes de transmission terrestres sur fibre optique utilisant le multiplexage en longueur d'onde de canaux modulés au débit de 40 Gbit/s», Thèse de doctorat, ENST, soutenue en 2003.
- [22]. G. P. Agrawal, «Nonlinear Fiber Optics», third edition, Academic Press, 2001.

- [23]. T. Miya, Y. Terunuma, T. Osaka, T. Miyoshita, « Ultimate low-loss single-mode fiber at $1.55\mu\text{m}$ », Electronics Letters, Vol 15, No. 4, pp. 106-108, 1979.
- [24]. A. Sugimara, K. Daikoku, N. Imoto, T. Miya, «Wavelength dispersion characteristics of single-mode fibers in low loss region», IEEE Journal of QuantumElectronics, Vol. 16, No. 2, pp. 215-225, 1980.
- [25]. K. Tsujikawa, K. Tajima, and J. Zhou, «Intrinsic loss of optical fibers», Optical Fiber Technology, vol. 11, pp. 319-331, 2005.
- [26]. A.E. Willner, «Chromatic dispersion and polarization-mode dispersion : managing key limitations in optical communication systems», Optics & Photonics News, pp. 16-21, 2002.
- [27]. J. Capmany, D. Pastor, B. Ortega, «Effects of fourth-order dispersion in very high speed optical time domain multiplexed transmission», Optics Letters, Vol. 27, No. 11, pp. 960-962, 2002.
- [28]. C. Finot, «Similaritons dans les amplificateurs Raman à fibre optique», Thèse de doctorat, Université de Bourgogne, 2005.
- [29]. A. Sugimura, K. Daikoku, N. Imoto, T. Miya, «Wavelength dispersion characteristics of single-mode fiber in low-loss region», IEEE Journal of Quantum Electronics, Vol. 16, No. 2, 1980.
- [30]. I. P. Kaminov, T. L. Koch et al., «Optical Fiber Telecommunications IIIA & IIIB», Academic Press, 1997.
- [31]. Farouk KHECIB, « Etude et mise au point de la migration d'une liaison optique WDM en exploitation vers des hauts débits » , thèse de doctorat de l'Université de Rouen, soutenue le 14 juin 2010.
- [32]. P. J. Winzer, R-J. Essiambre, « Advanced modulation formats for high-capacity optical transport networks», Journal of Lightwave Technology, Vol. 24, No. 12, 2006.
- [33]. N. Shibata, R. P. Braun, R. G. Waarts, « Phase mismatch dependence of efficiency of wave generation through four-wave mixing in a single-mode optical fiber», IEEE Journal of Quantum Electronics, Vol. QE-23, No. 7, 1987.
- [34]. P. J. Winzer, R-J. Essiambre, «Advanced modulationformats for high-capacity optical transport networks», Journal of Lightwave Technology, Vol. 24, No. 12, 2006.
- [35]. S. D. Personick, «Optical detectors and receivers», Journal of Lightwave technologies, Vol. 26, No. 9. Pp. 1005-1020, 2008.

Références– chapitre III

- [1]. G.P. AGRAWAL, «fiber optic communication systems». Third Edition. John Wiley & Sons, Inc. 2002.
- [2]. Franck PAYOUX, « Etude des réseaux d'accès optiques exploitant le Multiplexage en longueurs d'onde », Soutenue le 28 Août 2006 l'Ecole nationale Supérieure des Télécommunications de Bretagne.
- [3]. Achyut K. Dutta , Niloy K. Dutta , Masahiko Fujiwara, « WDM TECHNOLOGIES: OPTICAL NETWORKS Volume III », Elsevier Academic Press 2004 – Chap 6.
- [4]. Irène et Michel Joindot et douze co-auteurs, « Les télécommunication par fibre optique ». [Edition Dunod 1996.](#)
- [5]. Dan Sadot and Efraim Boimovich, «Tunable Optical Filters for Dense WDM Networks ». IEEE Communications Magazine December 1998.
- [6]. Bing Yu, «Development of Tunable Optical Filters For Interrogation of White-Light Interferometric Sensors», Dissertation submitted to the Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University; April 28, 2005.
- [7]. Yassine Bouslimani, «Filtrage en longueur d'onde par fibre optique monomode», Thèse de doctorat, Université de Rouen, 1999.
- [8]. Christi.K.Madsen, Jian H.Zho, « Optical filter design and analysis: A signal processing Approach», Wiley 1999
- [9]. C. ZUCCHI, E. BIGLER et A. ZAREMBOWITCH, « Filtre optique accordable par interaction acousto-optique colinéaire à ondes de surface », JOURNAL DE PHYSIQUE IV .Colloque C5, supplément au Journal de Physique 111, Volume 4, mai 1994.
- [10]. Govind. P. Agrawal, «Fiber-Optic Communication Systems», Fourth Edition John Wiley & Sons, Inc 2010.
- [11]. E. L. Wooten, R. L. Stone, E. W. Miles, and E. M. Bradley, «Rapidly tunable narrowband wavelength filter using LiNbO₃ unbalanced Mach-Zehnder interferometers», J. Lightwave Technol., vol. 14, no. 11, pp. 2530-36, 1996.
- [12]. Herbert Venghaus “Wavelength Filters in Fibre Optics” Springer-Verlag, Berlin Heidelberg 2006.

- [13]. C. ZUCCHI, E. BIGLER et A. ZAREMBOWITCH, « Filtre optique accordable par interaction acousto-optique colinéaire à ondes de surface », *JOURNAL DE PHYSIQUE IV* .Colloque C5, supplément au Journal de Physique 111, Volume 4, mai 1994.
- [14]. Kada KRIBICH, « Développement et fabrication par écriture Laser de circuits optiques intégrés pour les Télécommunications », thèse de l'université Montpellier III le 03 juillet 2002.
- [15]. Béatrice Cabon, Jean Chazelas, Daniel Dolfi, « Composants optoélectronique hyperfréquence », *Technique de l'ingénieur, traité d'électronique - E3330 – 2003*.
- [16]. Bob Chomycz, «Planning Fiber Optic Networks», 2009 by the McGraw-Hill Companies.
- [17]. Anat Sneh, Kristina M. Johnson, and Jian-Yu Liu., «High-speed Wavelength Tunable Liquid Crystal Filter», *IEEE Photonics Technology Letters*, vol.I. no 4, Avril 1995.
- [18]. Shibata, T., Shiozaki, M., and Murashima, K., « Development of a dispersion reduced fiber Bragg grating for 10-Gbps DWDM systems», *SEI (Sumitomo Electric) Technical Review*, no. 54: 2002.
- [19]. M. K. Smit, C van Dam, « Phasar based WDM-devices: principles, design and applications», *IEEE J Selected Topics in Quantum Electron.*, Vol. 2, No. 2, June 1996, pp. 236-250.
- [20]. Banerjee, A., Park, Y., Clarke, F., et al., « Wavelength-Division-Multiplexed Passive Optical Network Technologies for Broadband Access», *Journal of Optical Networking*, Optical Society of America, vol. 4, no. 11: 2005.
- [21]. Zineb BELFQIH , « Etude de l'augmentation de capacité des réseaux d'accès optiques de type PON bases sur l'accès multiple à répartition dans le temps », *Traitement du signal et télécommunications: Institut TELECOM ; TELECOM Bretagne* 2008.
- [22]. Zhang, X.X., « Thin film optical filter—enabling technology for modern communication systems», *Proc. SPIE 5595, Active and Passive Optical Components for WDM Communications IV*, 349 (October 25, 2004), 2004.

Références– chapitre IV

- [1].Gao Yan, Zhang Ruixia, Du Weifeng, and Cui Xiaorong, «Point-to-Point DWDM System Design and Simulation», Proceedings of the 2009 International Symposium on Information Processing (ISIP'09) Huangshan, P. R. China, pp. 090-092, August 21-23, 2009.
- [2].Bob Chomycz, « Planning Fiber Optic Networks», The McGraw-Hill Companies, inc.2009.
- [3].S.Guizani, Habib Hamam, Y. Bouslimani and A. Cheriti., «High bit rate optical communications: Limitations and perspectives»,. IEEE Canadian Review, N°50, pp.11-15, May 2005.
- [4].Irène et Michel Joindot et douze co-auteurs, « Les télécommunication par fibre optique », Edition Dunod 1996.
- [5].Christine Le Brun, Eric Guillard, and Jacques Citerne, « Communication systems interactive software COMSIS: modeling of components and its application to the simulation of optical communication systems», . APPLIED OPTICS Vol. 37, N°26, pp. 6059-6065, September 1998.
- [6].Aihan Yin, Li Li, Xinliang Zhang, « Analysis of 2.5 Gbit/s GPON downlinks optical-receiver performance», Optics Communications Vol. 282, N°2, pp.198-203, 2009.
- [7].Dan Sadot and Efraim Boimovich. «Tunable Optical Filters for Dense WDM Networks », Invited paper, IEEE Communications Magazine, Vol. 36, N°12, pp. 50-55, December 1998.
- [8].Yang Jing Wen*, Ampalavanapillai Nirmalathas, « Impact of optical pulse shape on the performance of Long-Haul high capacity DWDM systems»,Optics Communications 234 (2004) 217–227.
- [9].T. Erdogan, « Fiber grating spectra», J. Lightwave Technol., vol. 15, pp.1277–1294, Aug. 1997.
- [10]. Herbert Venghaus “Wavelength Filters in Fiber», Optics.Springer-Verlag. Berlin - Heidelberg-2006
- [11]. Bob Chomycz, « Planning Fiber Optic Networks», The McGraw-Hill Companies, inc.2009.
- [12]. A. Othonos and K. Kalli, «Fibre Bragg gratings: fundamentals and applications in telecommunications and sensing, Artech House, 1999, pp. 189–200

- [13]. J.B. Jensen, N. Plougmann, H.-J. Deyerl, P. Varming, J. Hubner, M. Kristensen, « Polarization control method for ultraviolet writing of advanced Bragg gratings » *Opt. Lett.* 27 .2002.1004.
- [14]. H.-J. Deyerl, N. Plougmann, J.B.D. Jensen, J. El-Bez, H.R.Sørensen, C. Peucheret, M. Kristensen, « Low-Dispersion Fibre Bragg Gratings Written Using the Polarization Control Method», in *Proceedings European Conference on Optical Communication (ECOC 2002)*, vol. 3, Copenhagen, Denmark, 2002.
- [15]. Kenichi Iga et Yasuo Kokubun, « *Encyclopedic Handbook of integrated optics* », Edition : CRC Press, Taylor & Francis Group, 2006.
- [16]. Monique Thual. Cours, « Télécommunication optiques, Composants actifs, télécoms optiques ». Année 2004- 2005 Site web: www.cem2.univ-montp2.fr/~moreau/cours /optiqueL3/
- [17]. G.P.AGRAWAL, « *fiber optic communication systems* », Third Edition. John Wiley & Sons, Inc.2002.
- [18]. A.D.Kersey, M.A.Davis, H.J.Patrick, M.LeBlanc, K.P.Koo, « *Fiber Gratings Sensors* » *J.Lightw.Technol.* Vol.15. p.1442-1463,1997.
- [19]. Shibata, T., Shiozaki, M., and Murashima, K., « *Development of a dispersion reduced fiber Bragg grating for 10-Gbps DWDM systems* », *SEI (Sumitomo Electric) Technical Review*, no. 54: 2002.
- [20]. Radek Helán ; Břetislav Mikel, « *Simulation of apodized fiber Bragg gratings* », *Proc. SPIE 6180, Photonics, Devices, and Systems III*, (April 18, 2006);
- [21]. João L. Rebola and Adolfo. V.T. Cartaxo. , « *Performance Optimization of Gaussian Apodized Fiber Bragg Grating Filters in WDM Systems* », *Journal of Lightwave Technology*, vol. 20, no. 8, August 2002.
- [22]. Yingli Yang and Guodong Wang, « *Analyze and model to chirped fiber grating with new apodization function* », in *Proceedings of the Third International Symposium on Computer Science and Computational Technology (ISCST '10)* .China, August .2010, pp. 312-314.
- [23]. Sunita P. Ugale, V. Mishra , « *Modeling and characterization of fiber Bragg grating for maximum reflectivity* », *Optik*, 122, 2011, pp.1990– 1993.
- [24]. Mohridek S, et al., « *10 Gb/s standard fiber transmission using directly modulated 1.55µm quantum-well DFB lasers* ». *IEEE Photonics Technology Letters* 1995.vol7:1357–1359.

- [25]. Krehlik P., « Directly modulated lasers in negative dispersion fiber links», *Opto-Electronics Review*. 2007.71–77.
- [26]. 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*, 2009. vol. 21, pp. 1154-1156.
- [27]. Huiszoon B, Jonker RJW, van Bennekom PK, Khoe GD, de Waardt H., « Cost-effective up to 40 Gb/s transmission performance of 1310 nm directly modulated lasers for short-to medium-range distances», *Journal of Lightwave Technology* 2005;1116–1125.
- [28]. Sato K, Kuwahara S, Miyamoto Y., « Chirp characteristics of 40 Gb/s directly modulated distributed-feedback laser diodes», *Journal of Lightwave Technology* 2005; pp3790–3797.
- [29]. K. Otsu et al., «1.3-um AlGaInAs Multiple Quantum Well Semi-insulating Buried-Heterostructure Distributed-Feedback Lasers for High-Speed Direct Modulation», *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, 2009 vol. 15, pp. 687-693.
- [30]. Łukasz Sliwczński, Przemysław Krehlik, « Increasing dispersion tolerance of 10 Gbit/s directly modulated lasers using optical filtering», *Int. J. Electron. Commun. (AEÜ)* .2010.pp.484 – 488
- [31]. G. Morthier and P. Vankwikelberge, «Handbook of Distributed Feedback Laser Diodes», Artech House, London, 1997.
- [32]. Krehlik P., «Characterization of semiconductor laser frequency chirp based on signal distortion in dispersive optical fiber», *Opto-Electronics Review*. 2006.119-124.
- [33]. P. Horche y Carminadel Río., «Enhanced Performance of WDM Systems using Directly Modulated Lasers on Positive Dispersion Fibers», *Optical Fiber Technology*. Volume 14, Issue 2, April 2008, Pages 102-108.
- [34]. Y. Miyamoto, A. Hirano, K. Yonenaga, A. Sano, H. Toba, K. Murata, O. Mitomi, « 320 Gbit/s (8× 40 Gbit/s) WDM transmission over 367 km with 120 km repeater spacing using carrier-suppressed return-to-zero format» *Electron. Lett.* 35 (23) (1999) 2041.
- [35]. T. Tokle, C. Peucheret, P. Jeppesen, «Advanced modulation formats in 40 Gbit/s optical communication systems with 80 km fibre spans», *Optics Communications* 225 (2003) 79–8

- [36]. A.J. Price, N. Le Mercier, «Reduced bandwidth optical digital intensity modulation with improved chromatic dispersion tolerance», *Electron. Lett.* 31. (1995) 56.
- [37]. A. Tzanakaki, I. Zacharopoulos, D. Parcharidou, and I. Tomkos, « Performance study of modulation formats for 10-Gb/s WDM metropolitan area networks », *IEEE PHOTONICS TECHNOLOGY LETTERS*, VOL. 16, NO. 7, JULY 2004
- [38]. Y. Akiyama, H. Ooi, T. Takahara, J.C. Rasmussen, G. Ishikawa, « A comparison of performance in 40-Gbit/s NRZ, RZ, CS-RZ and optical duobinary modulation schemes. », *Optoelectron. Commun. Conf. (OECC)* (2001) 176.
- [39]. A. Hodzic, et al., «Optimized filtering for 40-Gbit/s-based DWDM transmission systems over standard single-mode fiber», *IEEE Phot. Technol. Lett.*, vol. 15, no. 7, pp. 1002-1004, 2003
- [40]. Yann FRIGNAC., « Contribution à l'ingénierie des systèmes de transmission terrestres sur fibre optique Utilisant le multiplexage en longueur d'onde de canaux modulés a débit de 40Gbit/s », Thèse de Doctorat de l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunication, Avril 2003.
- [41]. Ioannis Zacharopoulos, Anna Tzanakaki, «Improved Filter Concatenation Tolerance Using Duobinary Modulation Format for Metropolitan », *Lasers and Electro-Optics Society*, 2003. LEOS 2003. The 16th Annual Meeting of the IEEE Area Networks.
- [42]. C. Wree, J. Leibrich, J. Eick, and W. Rosenkranz, « Experimental investigation of receiver sensitivity of RZ-DQPSK modulation format using balanced detection », *OFC'03, Paper ThE5*, 2003.
- [43]. P. S. Cho, V. S. Grigoryan, Y. A. Godin, A. Salamon, and Y. Achiam, «Transmission of 25 Gb/s RZ-DQPSK signals with 25 GHz channel spacing over 1000 km of SMF-28 fiber», *Photonics Technology Letters*, vol. 15, no. 3, pp. 473-475, March 2003.
- [44]. Ahmed Muddassir Khan, Zhang Jie, Yousaf Khan, Muhammad Idrees, Yongli Zhao, Shahab Niazi, Aftab Husein, Abid Munir, Ishtiaq Ahmed and Junyan Liu, «A Simple and Cost-effective Design for Simultaneous Transmission of Point-to-point and Broadcast Services in WDM-PON», *International Journal of Future Generation Communication and Networking* Vol. 6, No. 3, June, 2013.

GLOSSAIRE

ADSL	asymmetrical digital subscriber line
AF	Active Filter
AOTF	Filtre acousto-optique
APol-RZ	Alternate- Polarization RZ
AP-RZ	Alternate-Phase RZ
ASK	Amplitude Shift Keying
ATM	Asynchronous Transfert Mode
AWG	Arrayed Waveguide Grating
BER	Bit Error Rate
B-PON	Broadband Passive Optical Network
CD	Chromatic Dispersion
CML	Chirp Managed Laser
CO	Central office
CSRZ	Carrier-Suppressed Return-to-Zero
CRZ	Chirped RZ
CWDM	Coarse Wavelength-Division-Multiplexed
DB	Duobinary
DBR	Distributed Bragg Reflector
DFB	Distributed FeedBack laser
DGD	Differential Group Delay
DML	directly modulated laser
DMUX	Démultiplexeur
DPSK	Differential Quadrature Phase Shift Keying
DQPSK	Differential Quadrature Phase Shift Keying
DSLAM	Digital subscriber line access multiplexer
DWDM	Dense Wavelength Division Multiplexing
EAM	electro-absorption modulator
EML	lasers à modulation externe
EOTF	Filtres électro-optiques accordables
E-PON	Ethernet passive Optical Network
FBG	Fiber Bragg Grating
FEC	Forward error code
FP-LD	Fabry-Perot laser Diode
FPI	FP-Interferometer
FP-LC	Filtre Fabry-Pérot cristaux liquides
FSR	free spectral range
FSAN	Full service access network
FTTB	Fiber To The Building
FTTC	Fiber To The Curb
FTTH	Fiber To The Home
FTTO	Fiber To The Office
FWHM	Full Width at Half Maximum
FWM	Four Wave Mixing
G-PON	Gigabit Passive Optical Network
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
i-FWM	Intra-Channel FWM
IL	Insertion Losses
IM	Intensity Modulated
IM-DD	Intensity-Modulated -Direct Detection
ISL	Intervalle Spectral Libre
i-SPM	Intra-Channel SPM

ITU	International Telecommunication Union
i-XPM	Intra-Channel XPM
LAN	Local Area Network
MAN	Metropolitan Area Network
MEA	Modulateur à électro-absorption
MUX	Multiplexeur
MRT	Multiplexage à Répartition Temporelle
MZM	Modulateur Mach Zhender
NGPON2	2 ^{ème} génération PON
NRZ	non return to zero
OADM	optical add-drop multiplexer
OCDMA	optical Code division multiplexing access
OLT	optical line termination
ONU	optical network unit
ONT	Optical Network Terminal
OOK	on-off keying
OTDMA	Optical Time Division Multiplexing
PM	Phase Modulator
PMD	Polarisation Modale de la Dispersion
PMF	fibres à maintien de polarisation
PLC	Planar Lightwave Circuit
PON	Passive Optical Network
PRBS	Pseudo- Random-Binary-Sequence
PSK	phase shift keying
RIN	Relative Intensity Noise
RIF	filtre à réponse impulsionnelle finie
RS	Ring Resonator
RZ	return to zero
SDH	Synchronous digital hierarchy
SSB-RZ	Single-Side-Band RZ
TDM(A)	Time Division Multiplexing (Access)
TEB	taux d'erreur binaire
TFF	Thin Film Filter
TIA	amplificateur à trans-impédance
SDH	Synchronous digital hierarchy
SMF	Single Mode Fiber
SPM	Self Phase Modulation
VCSEL	Vertical Cavity Surface Emitting Laser
VDSL	Very high bit rate DSL
XPM	Cross phase modulation
WAN	Wide Area Network
WDM	Wavelength Division Multiplexing
WDMA	Wavelength Division Multiple Access

Publications de l'auteur

Listes des Publications internationales:

- S.Benameur, M.Kandouci, C.Aupetit-Berthelemot, "Optimized Optical Filtering For 40 Gb/s/Channel Optical Differential Quadrature Phase Shift Key (DQPSK), In DWDM Systems For Acces Network" International Journal of Scientific Engineering and Technology, Volume No.3 Issue No.6, pp : 823-825, (ISSN : 2277-1581), Juin 2014.
- S.Benameur, M.Kandouci, C.Aupetit-Berthelemot « Dense wavelength division demultiplexers based on fiber Bragg gratings», Special Issue of Sensors and Transducers pour May 2014.
- S. Benameur, M. Kandouci, C. Aupetit-Berthelemot, O. Boumediène, S. TAIK "THE CONTRIBUTION OF FILTERING OPTICAL FABRY-PEROT TYPE ON OPTICAL AMPLIFIED LINK" Advances in Wireless and Mobile Communications (AWMC) Volume 1, Number 1-3 (2008), pp. 1-6. ISSN 0973-6972

Listes des Conférences:

- S.BENAMEUR, C. AUPETIT-BERTHELEMOT, M.KANDOUCI "Impact of Optical Demultiplexers Based on Fiber Bragg Gratings on DWDM transmission system" accepté pour présentation à la conférence ICEECA'12 (The First International Conference on Electrical Engineering and Control Applications). November, 20-22, **2012**, Khenchela, Algeria.
- S.BENAMEUR, C. AUPETIT-BERTHELEMOT, M.KANDOUCI « Influence Des Paramètres Du Démultiplexeur Sur Les Performances D'une Liaison DWDM » a été accepté pour une présentation orale à la Première Conférence Nationale sur les Télécommunications «CNT'2012» les 11 et 12 Novembre **2012** à Guelma. Algérie.
- S.BENAMEUR, M.KANDOUCI, C. AUPETIT-BERTHELEMOT « Impact Du Chirp Dans Le Laser A Modulation Directe Sur Les Performances D'un Système DWDM » a été accepté pour une présentation à l' ICESI'12(International Conference On Embedded Systems In Telecommunications And Instrumentation) NOVEMBER 5, 6 and 7, **2012**, Annaba Algeria .
- S.BENAMEUR, C. AUPETIT-BERTHELEMOT, M.KANDOUCI, « ETUDE DE L'IMPACT DES PARAMETRES D'UN DEMULTIPLIXEUR A BASE DE FILTRES A RESEAUX DE BRAGG SUR LES PERFORMANCES D'UNE LIAISON WDM DU RESEAU D'ACCES OPTIQUE » accepté pour une présentation POSTER aux 29èmes Journées Nationales d'optique guidée, JNOG Besançon , Octobre **2010**.
- S.BENAMEUR, M.KANDOUCI, C. AUPETIT-BERTHELEMOT, S. TAIK ,M.OUKLI « LE FILTRE DE RECEPTION DANS UNE LIAISON DE TRANSMISSION OPTIQUE A 40Gbits/s »CMT 2010 Casablanca, 18-20 Mars **2010**.
- S.BENAMEUR, M.KANDOUCI, C. AUPETIT-BERTHELEMOT O.BOUMEDIENE, S. TAIK, M. OUKLI « Caractérisation d'un filtre optique de Bragg ». Communication retenue pour une présentation par affiche au colloque international telecom'2009 & 6^{ème} jfmma 12, 13 & 14 mars 2009 Agadir, Maroc.

Table des illustrations

Figure I. 1 –Schématisation d’architecture d’un réseau optique.....	6
Figure I. 2 l’évolution des réseaux d’accès et Metro.	9
Figure I. 3 Architecture de base du réseau d’accès (PON).....	9
Figure I. 4 Les éléments constitutifs du PON.....	10
Figure I. 5. Architecture Point à Point.	12
Figure I. 6 Architecture Point Multipoint passif.....	13
Figure I. 7 Architecture Point multipoint actif.....	13
Figure I. 8 le principe de l’accès multiple en longueur d’onde[2].....	17
Figure I. 9 Architecture PON WDM bidirectionnelle « Broadcast and select »[22].....	18
Figure I. 10 Répartition des périodes dans le cas d’un multiplexage TDM pour 2 utilisateurs...	20
Figure I. 11 Le principe du TDM PON (sens descendant – Downstream, et sens montant - Upstream).....	21
Figure I. 12 Schéma de principe du multiplexage WDM.....	22
Figure I. 13 Exemple d’allocation en longueur d’onde pour le DWDM.	23
Figure I. 14 Exemple d’allocations en longueur d’onde pour le CWDM.	23
Figure I. 15 Exemple de modulateurs électro-optiques : (a). Modulateur de phase (b). Modulateur optique Mach-Zehnder, (c). La fonction de transfert en amplitude du modulateur MZM.....	26
Figure I. 16 .Trace temporelle, Diagramme de l’œil et Spectre du format NRZ.....	29
Figure I. 17.Trace temporelle, Diagramme de l’œil et Spectre du format RZ.....	30
Figure I. 18 La trace temporelle, Le diagramme de l’œil et le spectre du format CS-RZ.....	32
Figure I. 19 La trace temporelle, Le diagramme de l’œil et Le spectre du format DPSK.....	34
Figure I. 20 . Structure d’un détecteur différentiel pour DPSK (T : retard d’un temps-bit).	35
Figure I. 21. Structure d’un Emetteur DQPSK.....	36
Figure I. 22 Génération du signal duobinaire.....	37
Figure I. 23. Exemple de trace temporelle, diagramme de l’œil et spectre du format DB.....	38
Figure II. 1 .Le schéma de principe d’un Laser à gestion de chirp (CML)[16].....	45
Figure II. 2 Courbe schématique des pertes par atténuation en fonction de la longueur d’onde dans une fibre optique standard [21].....	47
Figure II. 3 Courbe de mesure de la dispersion chromatique de la fibre monomode SSMF en fonction de la longueur d’onde [28].	49
Figure II. 4 Effet de la dispersion chromatique sur la variation de fréquence de la porteuse optique en fonction du signe de la dispersion de la fibre optique [21].....	50
Figure II. 5 Principe de PMD due à la biréfringence de la fibre optique [21].	51
Figure II. 6 L’effet de l’auto modulation de phase sur une impulsion carrée [21].....	54
Figure II. 7 Effet de la dégradation d’une séquence temporelle d’un signal NRZ modulé à 10Gbit/s après 2x100km de propagation sur fibre SMF [21].	54
Figure II. 8 Principe des effets non- linéaires intra-canaux [21].....	56
Figure II. 9 Principe des effets non-linéaires intra-canaux de type i-XPM et i-FWM [21].	57
Figure II. 10 Contribution des effets non-linéaires inter-canaux (XPM, FWM) et intra-canaux (SPM, i-XPM, i-FWM) pour différents types de fibres optiques (NZDF, SSMF) et différents débits de modulation de signaux WDM transmis sur 2000 km [33].	58
Figure II. 11 L’illustration de l’effet de crosstalk linéaire [21].....	59
Figure II. 12 Principe de constitution d’un diagramme de l’œil. L’ouverture verticale (A) et horizontale (W) de l’œil, et de la gigue de phase (J).....	62
Figure II. 13 Principe d’évaluation du Taux d’erreur par le facteur Q (a) l’évolution temporelle du signal avec fluctuations des niveaux hauts et bas (b) les distributions supposées gaussiennes de ces niveaux avec des variations σ_1 et σ_0 autour des Intensités moyennes I_1 et I_0	63
Figure II. 14.Relation entre taux d’erreur binaire et facteur Q.....	64
Figure III. 1 les différentes technologies de filtres optiques [3].....	68

Figure III. 2 (a) La structure d'un interféromètre FP avec propagation en espace libre.....	70
Figure III. 3 Caractéristique d'un filtre Fabry-Pérot.....	71
Figure III. 4 Filtre Fabry Pérot réalisé par des miroirs diélectriques.....	71
Figure III. 5 Structure d'un interféromètre (MZ) [8].....	73
Figure III. 6. Le principe du réseau de Bragg Photo- inscrit de période Λ et de profondeur de modulation n_{eff} [12].....	74
Figure III. 7 Schéma de l'architecture PON/ WDM unidirectionnelle [21].....	77
Figure III. 8. Les paramètres caractéristiques des Multiplexeurs/démultiplexeurs [15].....	78
Figure III. 9 Le principe du multiplexeur à réseau de Bragg sur fibre [16].....	79
Figure III. 10 Schéma de principe du Phasar (AWG)[15].....	81
Figure III. 11 Réponse spectrale du phasar [15].	81
Figure III. 12 Le schéma d'utilisation de l'intervalle spectral libre [2].....	82
Figure III. 13 Démultiplexeur à réseau de diffraction [16].....	83
Figure III. 14 Structure d'un filtre à couches minces TFF [16].....	85
Figure IV. 1 Schéma synoptique du système simulé.	89
Figure IV. 2 Fonction de transfert pour différentes valeurs de BP.	90
Figure IV. 3 TEB en fonction de la bande passante du filtre (BP).....	91
Figure IV. 4 Les diagrammes de l'œil après filtrage pour une bande passante variable.....	91
Figure IV. 5. a)TEB en fonction de la puissance à l'entrée du démux pour différentes valeurs de D.....	92
Figure IV. 6. TEB en fonction de la puissance à l'entrée du démux pour.....	92
Figure IV. 7. Impact de l'isolation des canaux adjacents sur la qualité du signal.....	93
Figure IV. 8 TEB en fonction de la puissance à l'entrée du démux.....	93
Figure IV. 9 TEB en fonction de la puissance à l'entrée du démultiplexeur	94
Figure IV. 10. TEB en fonction de la puissance à l'entrée du démux.....	95
Figure IV. 11. TEB en fonction de la bande passante du filtre (BP).....	95
Figure IV. 12 a)TEB en fonction de la puissance à l'entrée du démultiplexeur pour différentes valeurs de D. b) TEB en fonction de la puissance à l'entrée du démultiplexeur pour différentes valeurs de L.....	96
Figure IV. 13 TEB en fonction de la puissance à l'entrée du démux.....	97
Figure IV. 14 TEB en fonction de la puissance à l'entrée du démultiplexeur	97
Figure IV. 15. Spectre de réflectivité d'un FBG uniforme pour différents indices de réfraction.	105
Figure IV. 16. Spectre de réflectivité d'un FBG uniforme pour différentes longueurs du réseau.	105
Figure IV. 17. Spectre de réflectivité d'un FBG apodisé à profil Gaussien pour différents facteurs d'apodisation.....	106
Figure IV. 18 . Spectre de réflectivité d'un FBG chirpé linéaire pour différents facteurs de "chirp".	107
Figure IV. 19. Spectre de réflectivité d'un CA-FBG	107
Figure IV. 20. Schéma synoptique du système simulé.	108
Figure IV. 21. TEB en fonction de la bande passante du filtre (BP) pour les quatre configurations de démultiplexeur.....	109
Figure IV. 22 TEB en fonction de la longueur de fibre pour les quatre configurations de démultiplexeur.....	110
Figure IV. 23. La liaison DWDM simulée.....	112
Figure IV. 24.(a) la forme du signal en sortie du laser à une puissance de 2dBm et.....	113
Figure IV. 25. TEB en fonction de la puissance par canal pour différents	114
Figure IV. 26. Spectre du signal en sortie du DML-TR (pour $\alpha=8,2,2$).....	114
Figure IV. 27. Le TEB en fonction de la puissance par canal pour différents κ avec $\alpha=2,2$	115

Figure IV. 28.Spectre du signal en sortie du DML-AD (pour différentes puissances par canal (10,...,0.1mW)).....	116
Figure IV. 29.Le chirp généré pour un DML-AD avec un chirp adiabatique $\kappa=1.3*10^{13}$ et un $\alpha=2.2$ à différentes puissances.	116
Figure IV. 30.TEB en fonction d'alpha pour un chirp adiabatique de 2 e 12 (1/Ws) avec des filtres ajoutés dans la liaison.....	117
Figure IV. 31. L'allure des fonctions de transfert en puissance des filtres utilisés dans les simulations [40].....	120
Figure IV. 32.Schéma synoptique du transmetteur RZ/CS RZ DQPSK.	121
Figure IV. 33. Système DWDM simulé (5 x 40 Gbit/s).....	121
Figure IV. 34.TEB en fonction de la bande passante à 3dB d'un filtre optique de Bessel (Ch_I_3)a) RZ DQPSK b) CS-RZ DQPSK.....	123
Figure IV. 35.TEB en fonction de la bande passante à 3dB d'un filtre optique de Butterworth (Ch_I_3)a) RZ DQPSK b) CS-RZ DQPSK.....	124
Figure IV. 36.TEB en fonction de la dérive (mis alignement) de la fréquence	125

Table des tableaux

Tableau I. 1. Récapitulatif des performances des réseaux PON normalisés	15
Tableau I. 2. les différentes bandes de transmission pour fibre optique	19
Tableau I. 3 Table de vérité du précodage DPSK.	35

Tableau IV. 1. Caractéristiques des fibres utilisées.....	88
Tableau IV. 2 Tableau récapitulatif des résultats obtenus avec les deux liaisons étudiées.....	98
Tableau IV. 3. Types de FBG avec le profil de modulation d'indice et la	101
Tableau IV. 4 . Les paramètres caractéristiques de simulation du DML	112

Résumé

La présente étude concerne le domaine des systèmes de transmission par fibres optiques et plus particulièrement l'impact des différentes techniques de filtrage (optiques) sur les performances des systèmes de transmission optiques (métré, accès). En réception, ces systèmes présentent un filtre étroit, qui permet de filtrer le signal sans avoir à traiter le bruit dans la liaison. On considère généralement que l'étroitesse du filtre de réception est indispensable au bon fonctionnement d'une liaison sans répéteurs, et que la sensibilité de la liaison est d'autant plus grande que la largeur du filtre est proche de la limite théorique que constitue la largeur du spectre du signal émis. L'utilisation de tels filtres présente des contraintes. D'une part, les filtres présentent des pentes raides, et sont coûteux. D'autre part, un décalage de la longueur d'onde de l'émetteur est toujours possible, de sorte que la plupart des récepteurs comprennent des filtres de réception dont la longueur d'onde est asservie sur la longueur d'onde de l'émetteur. Pour un système de transmission à multiplexage en longueurs d'onde WDM, dans lequel plusieurs longueurs d'ondes distinctes peuvent être utilisées, ceci permet d'augmenter la capacité d'information transmise, mais pose cependant de réelles contraintes telle que la diaphonie entre voies. Les canaux sont multiplexés dans la même fibre puis filtrés à la réception par un filtre optique qui sert à la fois au démultiplexage des canaux et à un éventuel filtrage optique dans le spectre du canal étudié. Le filtre optique aura des paramètres variables : forme, bande passante, et longueur d'onde centrale, ensuite le canal ainsi filtré sera analysé par le récepteur. Ce dernier comprend une photodiode suivie d'un filtre électrique de la forme de la fonction de filtrage de type de Bessel d'ordre 5. La qualité de l'information sera évaluée, par le taux d'erreur binaire TEB. Dans ce travail de thèse nous proposons une analyse de l'impact des paramètres fondamentaux des filtres sur les performances d'une liaison par la simulation système.

Mots clés : Liaison optique, fibre optique, Filtre optique réglable, format de modulation, Longueur d'onde centrale, haut débit.

The implementation, in a chain of optical transmission, high-speed, optical filters of length adjustable center wavelength

Abstract

This study relates to the field of optical transmission systems fibers and more particularly the impact of different filtering techniques (optical) on the performance of optical transmission systems (metro access). Reception, these systems have a narrow filter, which filters the signal without having to deal with the noise in the link. It is generally considered that the narrowness of the receiving filter is indispensable for the proper functioning of a link without repeaters, and the sensitivity of the link is even greater than the width of the filter is close to the theoretical limit that is the spectrum width of the transmitted signal. The use of such filters has constraints. Firstly, the filters have steep slopes, and are expensive. On the other hand, a shift of the wavelength of the emitter length is always possible, so that most of the receivers comprise receiving filters whose wavelength is locked to the wavelength of the transmitter. For a transmission system with wavelength multiplexing, wherein plural different wavelengths may be used, this allows to increase the capacity of information transmitted, but however poses real constraints such that crosstalk between channels. The channels are multiplexed in the same fiber and filtered upon receipt by an optical filter which is used both in the channels and demultiplexing a possible optical filter in the spectrum of the considered channel. The optical filter has variable parameters: shape, bandwidth, and center wavelength, then the channel will be filtered and analyzed by the receiver. It includes a photodiode followed by an electrical filter of the form of the filter function of order Bessel type 5. Quality information will be evaluated by the bit error rate BER. In this thesis we propose to analyze the impact of the fundamental parameters of the filters on the performance of an optical system.

Keywords : Optical link, fiber optics, adjustable optical filter, modulation format, Central wavelength, broadband