



HAL
open science

ÉTUDE D'UN SYSTÈME BAS COÛT DE TRANSMISSION OPTIQUE PAR MULTIPLEXAGE TEMPOREL

Khalil Merzouk

► **To cite this version:**

Khalil Merzouk. ÉTUDE D'UN SYSTÈME BAS COÛT DE TRANSMISSION OPTIQUE PAR MULTIPLEXAGE TEMPOREL. Traitement du signal et de l'image [eess.SP]. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2008. Français. NNT: . tel-00348066

HAL Id: tel-00348066

<https://theses.hal.science/tel-00348066>

Submitted on 1 Apr 2009

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

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

N° attribué par la bibliothèque

|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|

THESE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'Institut Polytechnique de Grenoble

Spécialité : Optique, Optoélectronique et Microondes

préparée au laboratoire

Institut de Microélectronique, Électromagnétisme et Photonique

dans le cadre de l'**École Doctorale** « *Électronique, Électrotechnique, Automatismes et Traitement du Signal* »

Khalil MERZOUK

le 08 Avril 2008

**ÉTUDE D'UN SYSTEME BAS COUT DE TRANSMISSION OPTIQUE PAR
MULTIPLEXAGE TEMPOREL**

***DIRECTRICE DE THÈSE : Pr. Béatrice CABON
CO-DIRECTEUR DE THÈSE : Dr. Yannis LE GUENNEC***

JURY

M.	Pierre SAGUET	, Président
M.	Jean-Michel DUMAS	, Rapporteur
M.	Philippe GALLION	, Rapporteur
Mme.	Béatrice CABON	, Directeur de thèse
M.	Yannis LE GUENNEC	, Co-encadrant
M.	Anne-Laure BILLABERT	, Examineur
M.	Philippe GROSSE	, invité

REMERCIEMENTS

Je souhaiterais tout d'abord remercier ma directrice de thèse, Madame Béatrice Cabon, ainsi que mon co-directeur, Monsieur Yannis Le Guennec, pour m'avoir accordé leur confiance afin de mener ce travail de recherche. J'aimerais les remercier aussi pour leur présence, leur aide très précieuse, et leurs conseils tout au long de ces 3 années.

J'aimerais remercier Messieurs Francis Balestra et Gérard Guibaud, directeurs successifs du laboratoire, pour leur accueil.

Mes sincères remerciements vont à Monsieur Pierre Saguet, de m'avoir fait l'honneur de présider mon jury de thèse. Je remercie également Messieurs Jean-Michel Dumas et Philippe Gallion d'avoir accepté de rapporter sur cette thèse. Leur intérêt pour mon ce sujet est très appréciable. Je tiens à remercier Mme Anne-Laure Billabert d'avoir accepté de faire partie de mon jury. Sa lecture minutieuse et ses remarques ont contribué à l'amélioration de la qualité de ce manuscrit. Merci beaucoup à Monsieur Philippe Grosse d'avoir également examiné ce travail.

Ce travail n'aurait jamais vu le jour sans l'aide du personnel technique et administratif du laboratoire. Je commencerais par dire un très grand merci à Olivier Exshaw, Pierre Eric Bailly et Nicolas Corrao pour leur présence, leur aide et leur sympathie. Bien sur, on ne peut rester insensible à ce concentré de charme, de gentillesse et de serviabilité, que représentent Chahla, Valérie, Dalila, Brigitte et Anne Marie (Valérie, Dalila, je n'ai toujours pas oublié la boîte de chocolat que je vous dois pour ma dernière mission ! Vous l'aurez c'est promis). Merci à Luc et Serge, du service informatique, à qui je dois la fière chandelle d'avoir tout simplement réussi à sauver 3 mois de boulot de l'anéantissement.

Une grande partie de cette thèse a été réalisé à la plateforme PLATEST au CEA/ LETI. Je souhaiterais à ce sujet commencer par remercier Alexei Tchelnokov, responsable de la

plateforme, de m'y avoir accueilli. Un grand merci à Philippe et Karen pour tout ce qu'ils ont fait afin de faciliter mes manip. Un merci tout particulier à Séverine et Renaud, sans qui jamais je n'aurais pu percer quelques uns (car il en reste beaucoup encore) des secrets de cette mystérieuse machine qu'ait le ParBERT.

Un immense merci à Guy, pour toutes nos longues discussions (où j'étais souvent satellisé, mais en même temps émerveillé de découvrir tout ce que ce gars sait comme trucs !). J'ai appris énormément grâce à toi Guy, alors encore merci. Je ne peux non plus oublier l'aide considérable d'Irina, dont les conseils (mais aussi les taquineries !) ont énormément apporté à la qualité du manuscrit mais aussi (ou devrais-je dire surtout) de ma présentation.

Et puis bien sûr un grand merci à tous les thésards (et ex-thésards) grâce à qui règne cette ambiance si sympathique à l'IMEP : Christophe, Nob, Max, Q, René, Frank, Philippe, Luiz, Darine, Moussa, Oussama, Raf, Jérôme, Leily, Farah, Flo, Davidé... Que tous ceux que j'ai oubliés me pardonnent. Un grand merci à la communauté du bureau A 440, pour m'avoir honoré du titre de 'Visiteur de longue durée', dont je suis particulièrement fier.

A titre plus personnel, je souhaite remercier Lo, Marie, Ju, Manu, Mini Ju, Erwan, Elo et Audrey pour tous les agréables moments que j'ai pu partager avec vous pendant ces 3 années. Merci de m'avoir supporté pendant les périodes difficiles. Lo, merci de m'avoir empêché d'aller au boulot le weekend (quand tu arrivais) et de m'avoir mis une crosse entre les mains (bien que je ne sois pas sûr que ça soit une très bonne idée). Manu, merci pour nos longs pavés de livres échangés par mail. Il va nous falloir filer tout ça à un éditeur, je suis certain qu'il y a là de quoi faire un best-seller avec. Par contre, je ne sais pas si je dois vous remercier pour le coup de la clé de chez moi et l'encyclopédie !!... Les séances du 'Docteur' ont été d'un bien thérapeutique pour réattaquer les débuts de semaines. Merci à toi Céline d'avoir été là, pendant les dernières semaines de cette longue aventure.

Je souhaite également remercier Agnès et Jean-François, de m'avoir accueilli et traité comme un vrai fils et de m'avoir fait découvrir toute la beauté de l'Ardèche. On a encore de longues journées de marche en perspective.

Un merci tout particulier à Zurine et Rachid pour tout ce qu'ils ont fait depuis qu'on se connaît, et continuent de faire pour moi. Ma reconnaissance envers vous date de bien avant la

Remerciements

thèse, elle a continué pendant et je pense qu'il durera encore bien après. Je ne réalise pas toujours la chance que j'ai de vous avoir.

Bien évidemment, je ne saurais clôturer cette longue liste sans rendre hommage à mes parents, sans qui rien de tout cela n'aurait pu être possible (j'adore les p'tites phrases bidons mais qui, ma foi, sont parfois bien nécessaires pour rappeler certaines vérités, bien qu'évidentes). Fouzia, je voudrais, en nom de toutes les personnes présentes à mon pot de thèse, te faire part de notre émerveillement devant ta cuisine (sans oublier ce qu'on fait Lo et Marie bien sûr !!). Pourvu que j'arrive un jour à en connaître le un dixième. Si Ahmed, tu es un père formidable, qui a toujours fait de son mieux pour nous. Ta retraite, cette année, n'est qu'amplement méritée, alors très bonne retraite à toi. Vous avez toujours cru en moi et m'avez fait cadeau de ce que des parents puissent offrir de mieux à mes yeux : votre confiance. J'espère en avoir été digne et ne pas vous avoir déçu.

Tables des matières

INTRODUCTION GENERALE	1
CHAPITRE I. LES TECHNIQUES DE MULTIPLEXAGE EN OPTIQUE	3
I Introduction	4
<i>I.1 Bref historique</i>	4
<i>I.2 Systèmes de communication optique</i>	4
II Techniques de multiplexage en optique	5
<i>II.1 Multiplexage en longueurs d'onde</i>	6
<i>II.2 Multiplexage par répartition de code</i>	7
<i>II.3 Multiplexage dans le domaine temporel</i>	8
III OTDM : Optical Time Division Multiplexing	9
<i>III.1 Sources optiques pulsées</i>	10
III.1.1 Source optique à commutation de pertes	10
III.1.2 Diode laser à verrouillage de modes	12
III.1.3 Verrouillage de modes dans un laser à fibre dopée Erbium	15
III.1.4 Source laser continue modulée par un modulateur à électroabsorption	17
<i>III.2 Systèmes de multiplexage en OTDM</i>	19
<i>III.3 Systèmes de démultiplexage en OTDM</i>	20
III.3.1 Introduction	20
III.3.2 Démultiplexage tout optique	20
III.3.3 Démultiplexeur électrooptique : le modulateur à électroabsorption	25
III.3.4 Comparaison et conclusion :	28
IV Conclusion du chapitre I	29
V Bibliographie	30
CHAPITRE II. SYSTEME DE MULTIPLEXAGE A 4x2.5 GB/S	35
I Introduction	36
II Outils de simulation et de test	36
<i>II.1 Outils de simulation COMSIS</i>	36
II.1.1 Présentation du logiciel	36
II.1.2 La simulation	37
<i>II.2 Outil de test : le Parallel Bit Error Rate Tester (ParBERT)</i>	39
II.2.1 Introduction	39
II.2.2 Module générateur à 13.5 Gb/s	39
II.2.3 Module générateur à 3.35 Gb/s	40

II.3	<i>Critères de qualité</i>	41
II.4	<i>Conclusion</i>	44
III	Simulation du système de multiplexage temporel	44
III.1	<i>Caractéristiques des éléments utilisés en simulation</i>	44
III.1.1	Modulateurs d'intensité Mach-Zehnder (MZM).....	44
III.1.2	Coupleurs 1×4 et 4×1	46
III.1.3	Amplificateur Optique.....	47
III.2	<i>Simulation d'un système de multiplexage à deux utilisateurs</i>	48
III.2.1	Schéma de simulation du système de multiplexage	49
III.2.2	Choix du point de polarisation du modulateur source.....	52
III.3	<i>Conclusion</i>	52
IV	Système expérimental de multiplexage à 2 utilisateurs	53
IV.1	<i>Mesure du retard de groupe des composants du système de multiplexage</i>	53
IV.2	<i>Détermination de la combinaison pour le multiplexage temporel à 2×2.5 Gb/s</i>	54
IV.3	<i>Schéma globale du système avec synchronisation</i>	54
IV.4	<i>Système de multiplexage avec une source incohérente</i>	55
IV.4.1	Largeur spectrale de la source incohérente	56
IV.4.2	Choix du point de polarisation du modulateur source.....	56
IV.4.3	Variation du facteur Q avec le gain de l'EDFA	57
IV.5	<i>Système de multiplexage avec une source optique cohérente</i>	59
IV.5.1	Bruit de phase d'une source cohérente.....	59
IV.5.2	Caractérisation de la largeur de raie de la source laser	64
IV.5.3	Mise en évidence expérimentale des interférences cohérentes	65
IV.5.4	Analyse et solution	66
IV.5.5	Suppression du bruit de fluctuation lié aux interférences cohérentes	66
IV.6	<i>Conclusion</i>	68
V	Comparaison des performances composant/ système avec deux sources optiques.	68
V.1	<i>Introduction</i>	68
V.2	<i>Comparaison des performances en sortie du système de multiplexage</i>	68
V.3	<i>RIN des sources optiques</i>	69
V.3.1	Définition	69
V.3.2	Spectre du RIN d'une source Laser.....	70
V.3.3	Bruit total détecté	71
V.3.4	La mesure du RIN	72
V.4	<i>Corrélation des performances composant/système</i>	74
V.5	<i>Conclusion</i>	74
VI	Amélioration des performances du système	75
VI.1	<i>Introduction</i>	75
VI.2	<i>Passage à 3 utilisateurs</i>	75

VI.3	Utilisation des modulateurs d'intensité en 'Dual Drive'	78
VI.3.1	Introduction	78
VI.3.2	Théorie	78
VI.3.3	Simulation de l'impact du décalage entre les signaux de données	79
VI.3.4	Résultats expérimentaux	81
VI.4	Conclusion.....	85
VII	Conclusion du chapitre II.....	86
VIII	Bibliographie.....	87
CHAPITRE III. ÉTUDE DU SYSTEME DE DEMULTIPLEXAGE		89
I	Introduction	90
II	Simulation d'un système de démultiplexage utilisant un SOA	90
II.1	Principe théorique de fonctionnement du TPMZ.....	92
II.1.1	Expression des signaux au niveau des deux sorties du dispositif	92
II.1.2	Simulation sous MATLAB du principe de démultiplexage.....	95
II.1.3	Conclusion.....	98
II.2	Dimensionnement du composant SOA	98
II.2.1	Modèle du SOA sous COMSIS.....	99
II.2.2	Paramètres fournis par le fabricant.....	101
II.2.3	Paramètres du pulse de contrôle.....	102
II.2.4	Variation du gain.....	103
II.2.5	Variation de la phase	106
II.2.6	Configuration finale des paramètres de simulation.....	112
II.3	Simulation du système global de démultiplexage.....	113
II.3.1	Fenêtre de commutation	113
II.3.2	Canal démultiplexé.....	115
II.4	Conclusion.....	118
III	Étude d'un système basé sur l'EAM	118
III.1	Principe théorique.....	119
III.1.1	Expression de la fonction de transfert de l'EAM.....	121
III.1.2	Caractéristiques de la fenêtre de transmission	122
III.2	Étude du composant EAM utilisé	124
III.2.1	Détermination des éléments de simulation sous COMSIS.....	124
III.2.2	Simulation de la fenêtre de transmission générée sous OptiSystem	126
III.3	Système de démultiplexage établi.....	132
III.3.1	Génération du signal issu de la partie multiplexage.....	133
III.3.2	Simulation du système de démultiplexage	134
IV	Conclusion du chapitre III	137
V	Bibliographie.....	138

CHAPITRE IV. REALISATION EXPERIMENTALE DU DEMULTIPLEXAGE TEMPOREL ET EVALUATION DES PERFORMANCES DU SYSTEME DE TRANSMISSION	141
I Introduction	142
II Génération de la fenêtre de transmission.....	142
<i>II.1 Caractéristiques de la fenêtre de transmission.</i>	<i>142</i>
<i>II.2 Position temporelle de la fenêtre de transmission</i>	<i>143</i>
III Réalisation expérimentale du système de démultiplexage.....	144
<i>III.1 Extraction des pulses utilisateurs.....</i>	<i>144</i>
<i>III.2 Mesure du taux d'erreur binaire des 3 canaux reçus</i>	<i>146</i>
IV Étude de l'impact des interférences cohérentes sur le TEB.....	148
V Comparaison des TEB obtenus avec deux sources optiques.....	149
VI Conclusion du chapitre IV.....	149
VII Bibliographie.....	151
CONCLUSION GENERALE	153
LISTE DES FIGURES ET TABLEAUX	155
ANNEXE	159
LISTE DES PUBLICATIONS	165
GLOSSAIRE	167

INTRODUCTION GENERALE

La grande quantité d'informations véhiculées à travers le monde a donné naissance, depuis quelques années, à un besoin croissant en débit de transmission dans les systèmes de télécommunications. De nombreux services et applications multimédia se sont développées, et nécessitent aujourd'hui d'importantes capacités de transmission. Un besoin d'autant plus important que les informations échangées grâce à ces applications (données, téléphonie sur voix IP, vidéo,...) ont souvent besoin d'être transmises simultanément, par multiplexage.

Les avantages de la fibre optique en tant que support de transmission (grande bande passante, faibles pertes de propagation, immunité aux ondes électromagnétiques) justifient l'important développement des systèmes de transmission optiques durant la dernière décennie.

Ces systèmes ont permis d'accroître les débits de transmission grâce à des techniques de multiplexage en longueur d'onde (WDM), en code (CDM), ou encore en temporel (TDM).

Le multiplexage dans le domaine temporel a été développé industriellement pour les systèmes sans fil (GSM). L'adaptation de cette technique de multiplexage à l'optique a permis à l'OTDM de voir le jour au niveau expérimental, et les records dépassant des débits de 400 Gb/s ont été obtenus dans des laboratoires japonais.

Des composants tels que des lasers à commutation de gain (Gain-switched laser) ou des diodes laser à verrouillage de modes (Mode Locked Laser Diode) sont les principales sources pulsées utilisées pour la génération du train de pulses optiques, nécessaires dans les systèmes de transmissions en OTDM. Ces solutions restent cependant des composants de laboratoires, et la plupart d'entre elles sont coûteuses et pas toujours disponibles commercialement.

D'un autre côté, l'association des techniques de multiplexage OTDM et WDM permet d'augmenter le débit global des systèmes de transmission. Des débits dépassant les 2 Tb/s ont ainsi été atteints. Cependant, la nature incohérente des sources optiques pulsées impose un important écart spectral entre les canaux lors de multiplexage en longueur d'onde.

Ces facteurs constituent le point de départ de ce travail de thèse, dont l'objectif est de réaliser un système de transmission optique en multiplexage temporel, basé sur des **composants optiques bas coût, et commercialement disponibles**. La solution choisie pour la génération du train de pulses optiques va introduire des contraintes liées à sa nature cohérente. Cependant, en éliminant ces contraintes, le système présente alors l'avantage d'une occupation spectrale optique très étroite. Ceci permet une combinaison des deux techniques de multiplexage OTDM et WDM, avec un espacement spectral beaucoup plus faible entre les canaux que ceux obtenus avec les solutions classiques.

Le système conçu ici permet la transmission des données de 4 utilisateurs à un débit de 2.5 Gb/s chacun, avec un débit global de 10 Gb/s après multiplexage, puis le démultiplexage pour la restitution des données de chacun des utilisateurs. Les composants utilisés restent néanmoins utilisables pour un débit global de 40 Gb/s, et leurs disponibilités commerciales permettent d'envisager des applications concrètes et à court terme du système conçu.

Ce mémoire est divisé en 4 chapitres.

Le premier présente l'ensemble des techniques de multiplexage dans les systèmes de transmissions optiques. Il aborde ensuite les différentes solutions élaborées pour la réalisation de chacune des étapes qui constituent une chaîne de transmission en OTDM. Les performances et limitations de ces solutions sont également énumérées.

Le second chapitre aborde la partie multiplexage du système étudié. Il présente la méthode de génération du train de pulses optiques pour le système. Des simulations sont ensuite élaborées sous le logiciel COMSIS, afin de démontrer la faisabilité du système étudié. La réalisation expérimentale du multiplexage des données de 2 utilisateurs est présentée. Cette réalisation est faite avec deux types de sources optiques différentes, et les contraintes liées à l'utilisation d'une source cohérente sont exposées. Les performances des deux sources sont également comparées à l'échelle du composant puis du système de multiplexage.

Le troisième chapitre présente une étude comparative entre deux solutions pour démultiplexer les données en sortie de la partie multiplexage, afin d'extraire les données propres à chaque utilisateur. La première technique est une solution de démultiplexage tout-optique, qui utilise les propriétés non-linéaires de l'amplificateur optique à semi-conducteur (SOA). La seconde, électro-optique, est basée autour d'un modulateur à électroabsorption (EAM). En partant des données fournies pour un composant commercial, des simulations sous le logiciel OptiSystem permettent de déterminer les caractéristiques du signal électrique de commande du composant EAM, afin d'y générer la fenêtre de transmission optique pour la réalisation de la fonction de démultiplexage. Le choix entre les deux solutions est ensuite justifié par les contraintes imposées par chacune en termes de complexité, de disponibilité des composants, et des débits visés.

Le dernier chapitre permet de valider expérimentalement la solution de démultiplexage choisie. Les caractéristiques de la fenêtre de transmission générée sont étudiées. Ensuite, les données des utilisateurs du système sont extraites. Les performances de transmission sont évaluées à travers la mesure du Taux d'Erreur Binaire (TEB) pour tous les utilisateurs. Le bruit d'interférences cohérentes, lié à l'utilisation d'une source optique cohérente contribue à dégrader la qualité de transmission des données utilisateurs. Son impact est constaté sur les valeurs de TEB obtenues au bout de la chaîne de transmission. Les deux sources optiques étudiées dans le second chapitre sont à nouveau comparées en mesurant la courbe du TEB obtenue avec chacune d'entre elles.

Enfin, une conclusion générale est présentée, avec quelques perspectives de ce travail.

Chapitre I

LES TECHNIQUES DE MULTIPLEXAGE EN OPTIQUE

Sommaire

I	Introduction	4
II	Techniques de multiplexage en optique	5
III	OTDM : Optical Time Division Multiplexing	9
IV	Conclusion du chapitre I	29
V	Bibliographie	30

I Introduction

I.1 Bref historique

Pour les systèmes de communication, historiquement, l'invention du télégraphe fut un grand tournant pour les communications longues distances. Des liaisons transatlantiques furent établies grâce au morse, avec pour principe de coder le message grâce à deux symboles (le *point* et le *tiret*). L'invention du téléphone permit la transmission de signaux analogiques grâce à des variations continues de signaux électriques, ce moyen connut un développement rapide de ses capacités grâce à l'utilisation du câble coaxial, mais les capacités de transmissions étaient limitées par les caractéristiques physiques de ce support.

Les micro-ondes exploitent une gamme de fréquence plus élevée, de l'ordre de quelques Gigahertz à quelques dizaines de Gigahertz, grâce à des systèmes de modulations des champs électromagnétiques sur des supports toujours métalliques. On a ainsi atteint des débits de transmission de l'ordre de 300 Mb/s dans les années 1970 ; cependant les pertes sur les supports métalliques imposaient de mettre des répéteurs régulièrement distancés, entre l'émetteur et le récepteur.

Très vite, avec la demande croissante en débit et en bande passante, les systèmes de communications optiques se sont avérés indispensables.

I.2 Systèmes de communication optique.

L'utilisation de la lumière comme moyen de communication remonte à l'antiquité. Des civilisations antérieures ont utilisé des signaux visuels, qu'on pourrait qualifier d'optiques, pour transmettre des messages. En 1792, Claude CHAPPE proposa un système qui consiste à transmettre mécaniquement des signaux codés sur des distances avoisinant les 100 Km, le rôle de la lumière se résumait simplement à rendre ces signaux visibles.

Les études ont montré à partir de la seconde moitié du 20^e siècle, que le confinement de la lumière dans un milieu directeur, pouvait être un moyen de transmission efficace. L'invention de la source laser permit alors une exploration des performances que les systèmes de communications optiques pouvaient offrir en termes de débit et de distance entre répéteurs, deux paramètres qu'on rassembla dans le produit débit-distance.

La Figure.I.1 montre l'évolution du produit débit-distance depuis la seconde moitié du 19^e siècle à nos jours, pour les différents systèmes de transmission.

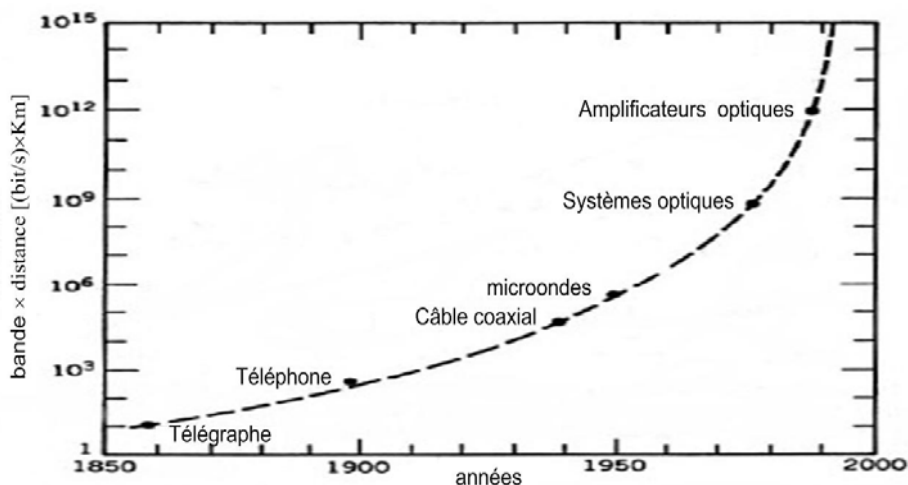


Figure.I.1: Évolution du produit débit-distance avec le temps.

Les systèmes optiques ont permis une montée rapide des débits. Cette ascension s'est accélérée avec l'invention de l'amplificateur optique, qui a pallié aux problèmes de pertes sur les longues distances, et remplacé les répéteurs dans les liaisons.

Les systèmes de communication optiques peuvent être classés en deux catégories : systèmes non-guidés tels que les systèmes où le signal optique est envoyé depuis l'émetteur jusqu'au récepteur en se propageant dans l'espace libre, et les systèmes guidés où on utilise un support, principalement la fibre optique, pour transporter le signal optique depuis l'émetteur jusqu'au destinataire. Généralement, une chaîne de transmission optique est composée de 3 éléments principaux (Figure.I.2) : un émetteur, un canal de transmission et un récepteur. La fibre optique est le canal utilisé par excellence pour les transmissions optiques.

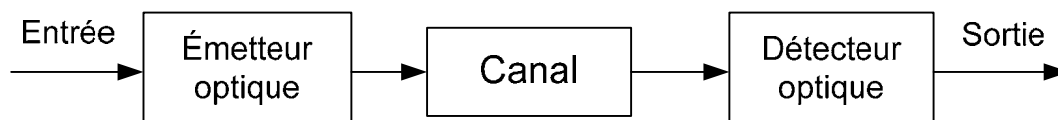


Figure.I.2 : Diagramme générique d'une liaison optique

L'émetteur est composé d'une source lumineuse, une diode laser en général, dont on module l'intensité optique, par un signal électrique (analogique ou numérique). On parle alors de modulation directe. Si la puissance continue de la source est modulée avec un modulateur externe, associé à la source, on parle alors de modulation externe.

Le récepteur convertit le signal optique modulé en signal électrique, qui restitue le signal modulé, afin d'exploiter les données transmises. La conversion se fait grâce à un photo-détecteur.

En réponse aux besoins croissants en débit, les systèmes de transmissions optiques ont développé des techniques de multiplexage. Ces techniques permettent une densification du trafic des données sur les réseaux de télécommunications.

Ce chapitre donne un aperçu de l'ensemble des techniques de multiplexage utilisées dans les réseaux de transmissions optiques. Il présente ensuite plus dans le détail, le système de transmission par multiplexage temporel en optique (OTDM). Les différentes parties constituant la chaîne de transmission d'un système OTDM sont présentées. Les techniques utilisées par chacune des parties sont exposées, et leurs performances, avantages et limitations détaillées. Enfin, nous comparons ces différentes techniques.

II Techniques de multiplexage en optique

La bande passante des fibres optiques permet théoriquement l'établissement de systèmes de transmission à des débits très élevés. Cependant, le traitement électronique des données, à l'émission et à la réception, impose des limitations en termes de débits, dues aux composants électroniques dont la bande passante reste bien en deçà de celle accessible par l'optique. L'augmentation du nombre d'utilisateurs et de la quantité d'informations échangées dans les réseaux de communication a poussé au développement de solutions pour augmenter la capacité des réseaux, et profiter de l'avantage en bande qu'offre la fibre optique. Des techniques de multiplexage ont ainsi été développées, chacune permettant de transmettre N signaux de débit D sur le même canal, ce qui équivaut à la transmission d'un signal global de débit $N \times D$. Ces techniques de multiplexage doivent néanmoins respecter la condition nécessaire de pouvoir restituer les données propres à chaque utilisateur après leur transmission sans créer d'interférences entre les données des différents utilisateurs. Pour cela, le signal physique représentant les données de chaque utilisateur se distingue des autres

signaux par sa bande spectrale, sa propre fenêtre temporelle ou encore son propre code. Ceci permet alors de les séparer finalement avec des techniques de démultiplexage appropriées.

II.1 Multiplexage en longueurs d'onde

Développés dans les années 1980, les systèmes de multiplexage en longueurs d'onde (WDM) constituent en optique, l'équivalent des systèmes de multiplexage par répartition de fréquence (FDM) dans le domaine des radiofréquences. On attribue à chaque utilisateur une longueur d'onde spécifique qui distingue les données le concernant. La Figure.I.3 montre le schéma d'un système de transmission en WDM.

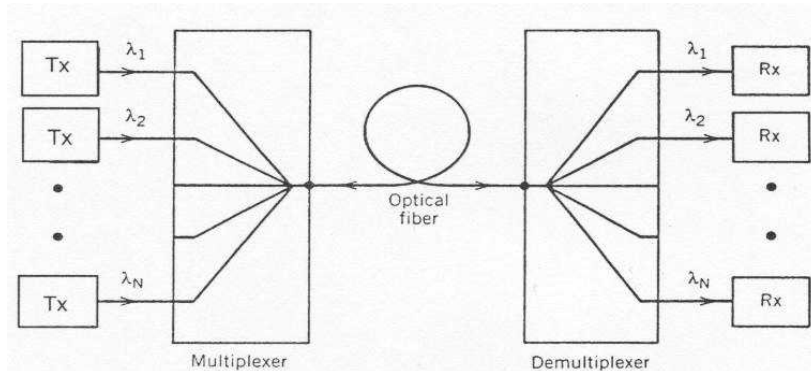


Figure.I.3 : Diagramme d'une liaison par multiplexage en longueurs d'onde.

Les données émises par des sources optiques à longueurs d'ondes distinctes sont transmises simultanément sur la même fibre optique. Le débit total obtenu est la somme des débits de tous les utilisateurs.

À la réception, les données de chaque utilisateur sont extraites à partir des signaux multiplexés, par filtrage optique à la longueur d'onde correspondant aux données de l'utilisateur souhaité, avant d'être détectées pour le traitement dans le domaine électrique. Beaucoup de techniques d'extraction de longueur d'onde ont été développées dans ce sens, dont on citera principalement les réseaux de coupleur 3dB associés à des filtres Fabry-Perrot, des réseaux de Bragg sur fibres et des circulateurs montés en cascade [1], ou encore les Phasars (Phased-Array demultiplexer) [2], [3]

L'ITU (International Telecommunication Union) a défini une grille pour les longueurs d'ondes utilisées dans la fenêtre allant de 1530 à 1565 nm. L'espacement entre canaux est normalisé à 1.6 nm ou 0.8 nm. Le DWDM (Dense-WDM) a ensuite été défini pour un espacement entre canaux inférieur à 0.8 nm, puis l'U-DWDM (Ultra Dense WDM) pour un espacement atteignant 0.08 nm. Les premiers systèmes WDM commercialisés ont fait leur apparition au milieu des années 1990, mais cette technique a connu son vrai essor après 2001, avec le franchissement de la barre de 10 Tb/s. Cette technique est principalement utilisée dans les réseaux longues distances (Wide Area Network) conçus pour les transmissions à très hauts débits [27]. La principale limitation de cette technique réside dans la stabilité des longueurs d'onde attribuées aux utilisateurs, une contrainte qui devient d'autant plus pénalisante que l'espacement entre canaux se réduit. L'autre difficulté est celle de l'égalisation des niveaux de puissances des différents canaux, car les courbes de gain des amplificateurs ne sont pas constantes sur l'ensemble du spectre alloué au WDM.

II.2 Multiplexage par répartition de code

Cette technique permet la transmission des données des utilisateurs sur la même bande de fréquence et en même temps. Le principe consiste à attribuer à chaque utilisateur un code, appelé également «signature», constitué d'une suite de bits rapides (appelés «chips») pour les distinguer des bits de données de l'utilisateur). Le débit après codage est celui des données utilisateur multiplié par la longueur de la séquence de codes (7 dans le cas de la Figure.I.4). Le multiplexage par répartition de code (Code Division Multiplexing : CDM) permet d'étaler spectralement le signal transmis sur une bande N fois plus large que celle du signal initial, N étant la longueur de la séquence de code. Cependant, tous les utilisateurs exploitent la même bande spectrale, mais leurs données transmises se distinguent par le code propre à chaque utilisateur, ce qui permet d'éviter les interférences d'accès multiples, à condition que les codes utilisés soient orthogonaux [4].

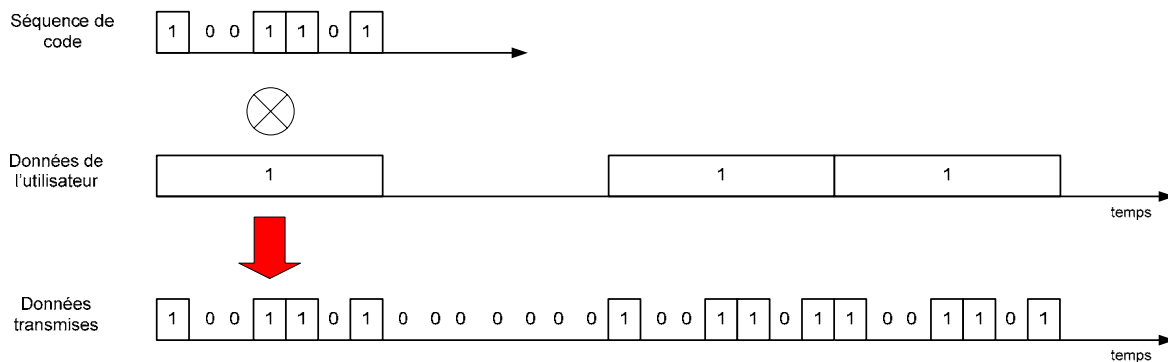


Figure.I.4 : Diagramme du codage des données d'un utilisateur.

Le CDMA se décline en deux catégories de codage : le CDMA direct et le CDMA hybride (Figure.I.5)

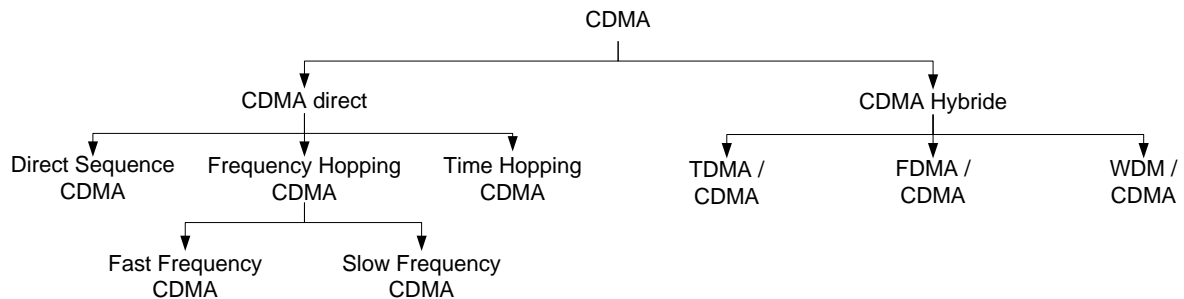


Figure.I.5 : Différentes techniques OCDM.

Le CDMA hybride consiste à associer la technique du CDMA aux autres techniques de multiplexage. Le CDMA direct se divise en CDMA à séquence directe [5], ainsi que le CDMA à saut de fréquence et le CDMA à saut temporel. Utilisée initialement dans le domaine de la radiofréquence, l'adaptation du CDMA à l'optique, appelé Optical Code Division Multiplexing (OCDM) a été étudiée à partir de 1986.

La Figure.I.6 décrit le schéma d'un système de transmission en OCDM.

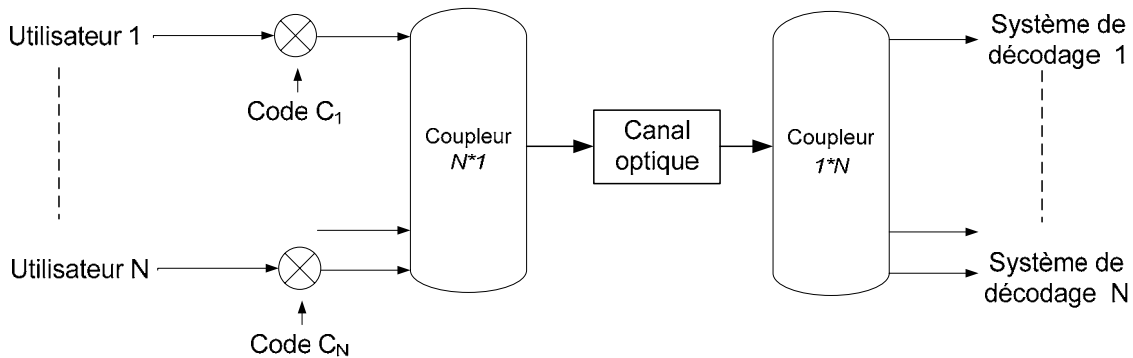


Figure.I.6 : Chaîne de transmission en CDMA.

Les données d'un utilisateur i sont codées avec le code C_i avant d'être combinées dans un coupleur $N \times 1$, N étant le nombre d'utilisateurs. Après transmission, un second coupleur $1 \times N$ permet de distribuer le signal optique sur N voies, associées chacune à un système de décodage. Chaque système de décodage possède le code C_i lui permettant d'extraire les données de l'utilisateur i avant conversion dans le domaine électrique.

La principale méthode de codage en optique des données consiste à utiliser un ensemble de lignes à retard [5]. Le décodage optique, utilise un système de lignes à retard dans l'ordre inversé de celui utilisé pour le codage.

L'intensité lumineuse ne pouvant avoir que des valeurs positives ou nulles, l'une des principales limitations du OCDM réside dans le fait qu'il n'est pas possible d'y utiliser des codes bipolaires, contrairement au domaine de la radiofréquence. Or, le nombre de codes orthogonaux est très réduit dans une famille de codes dont la longueur est inférieure à 100 chips. Afin de résoudre ce problème, l'OCDM cohérente a été développée [53]. Elle consiste à coder la phase de l'onde lumineuse, qui peut prendre des valeurs positives ou négatives, au lieu de l'amplitude du signal lumineux. Cela permet de tirer profit de tous les codes bipolaires, qui ont été développés pour la radiofréquence, et dont un bien plus grand nombre permet de constituer des familles de codes orthogonaux de même longueur.

II.3 Multiplexage dans le domaine temporel

Le multiplexage temporel (Time Division Multiplexing) consiste à allouer toute la bande de fréquence à tous les utilisateurs, mais uniquement de manière séquentielle, à tour de rôle pour chacun d'entre eux (Figure.I.7). L'axe de temps est divisé en périodes fixes et égales appelées 'Time Slots'. Chaque utilisateur transmet ses données dans le Time Slot qui lui est consacré. Le multiplexage en TDM permet alors de regrouper plusieurs canaux de communications à bas débit en un seul canal à un débit N fois plus élevé, N étant le nombre d'utilisateurs dans le système.

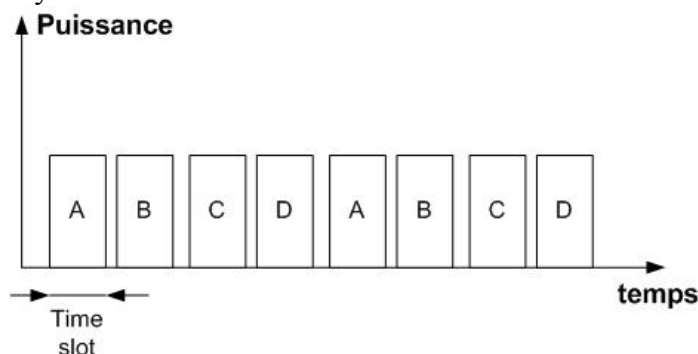


Figure.I.7 : Diagramme de multiplexage temporel des données.

On retrouve cette technique de multiplexage dans les hiérarchies de multiplexage des infrastructures des opérateurs des télécommunications, tels que les canaux T1 aux États-Unis, qui regroupent 24 voies à 64 Kbits/s en une voie à 1,544 Mbits/s, ou sur des canaux E1 en Europe qui regroupent 30 voies en une voie à 2,048 Mbits/s. Ces canaux peuvent être à leur tour regroupés pour former des canaux de plus hauts débits. La hiérarchie de débit ainsi créée est appelée hiérarchie plésiochrone ou PDH (Plesiochronous Digital Hierarchy).

Les technologies Synchronous Optical Network (SONET) et Synchronous digital Hierarchy (SDH), utilisées dans les réseaux de transport de données téléphoniques, exploitent également cette technique de multiplexage pour assembler plusieurs lignes de communication.

Les techniques WDM et TDM se basent sur la partition de grandeurs physiques, tels que le spectre optique pour le WDM ou le temps pour le TDM, entre les différents utilisateurs. Par contre, tous les utilisateurs partagent la même bande spectrale ainsi que le même temps pour la technique CDM.

Toutes ces techniques peuvent être combinées afin d'augmenter d'avantage les débits de transmission [1].

III OTDM : Optical Time Division Multiplexing

À la base, la technique de multiplexage temporel a été utilisée pour les systèmes électriques. Mais le domaine électrique atteignait rapidement ses limites dès que l'on s'approchait de débits de l'ordre de 10 Gb/s à cause des composants électroniques. L'OTDM, développée principalement au début des années 1990, a permis de dépasser cette limitation et d'atteindre des débits avoisinant le Tb/s [1].

Une chaîne de transmission en OTDM est composée des éléments suivants (Figure.I.8) :

- Une source optique générant le train de pulses optique nécessaire au système OTDM.
- Un système de multiplexage qui code les données des utilisateurs du domaine électrique au domaine optique avant de les multiplexer.
- Le système de démultiplexage qui permet de récupérer les données propres à chaque utilisateur avant qu'elles ne soient converties à nouveau dans le domaine électrique.

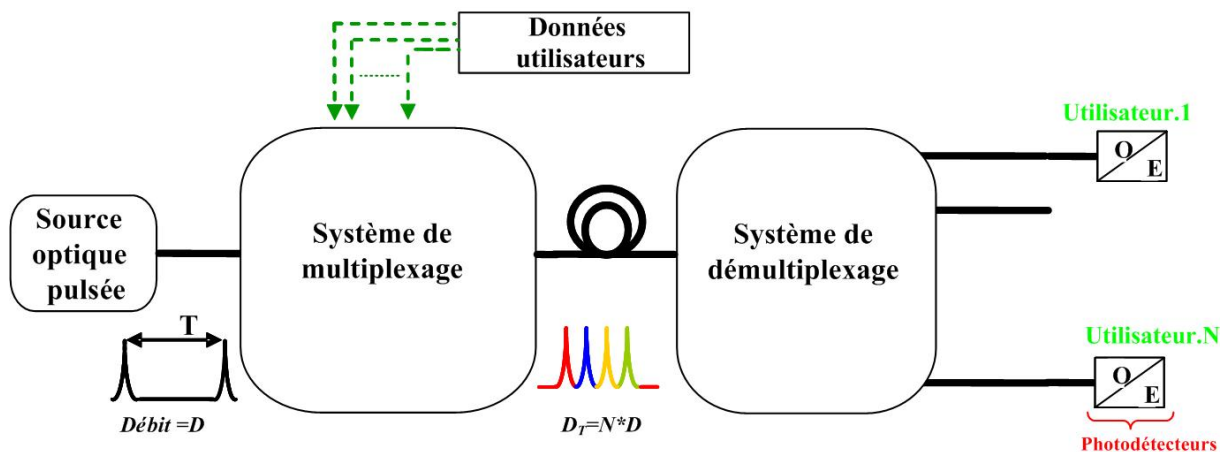


Figure.I.8 : Chaîne de transmission en OTDM.

Une source optique pulsée génère un train de pulses de durée T_p , et de période de répétition T (correspondant à une fréquence $F = 1/T$). Pour un système de N utilisateurs, T_p et T sont alors liés par la relation : $T = N \times T_p$.

Les signaux de données, sous forme de signaux électriques codés en codage sans retour à zéro (Non Return to Zero : NRZ) à un débit $D = 1/T$, sont codés grâce au système de

multiplexage sur le train de pulses optiques injecté à son entrée. Le signal optique en sortie du système de multiplexage est alors composé de pulses optiques successifs, à un débit global de $D_T=N \times D$. Ce signal est ensuite transmis via la fibre optique.

À la réception, un système de démultiplexage, restitue les données respectives des utilisateurs, en isolant les pulses optiques représentant les données de chaque utilisateur.

Dans ce qui suit, nous allons détailler les différentes techniques qui ont été développées pour chacune des parties constituant la chaîne de transmission d'un système OTDM. On précisera plus particulièrement les principes de génération de train de pulses optiques requis pour réaliser les performances atteintes par les systèmes OTDM développés en recherche, ainsi que les techniques de démultiplexage temporel.

III.1 Sources optiques pulsées

Dans une transmission en OTDM, on a besoin d'une source capable de délivrer un train de pulses optiques sur lequel sont codées les données des utilisateurs, sachant que c'est la largeur des pulses générés qui détermine la limite en débit de la transmission. La largeur spectrale des pulses optiques doit être aussi réduite que possible, pour limiter les effets de la dispersion durant la propagation sur des longues distances. Les pulses à bande spectrale limitée sont les plus adaptés pour ce type de transmission. Enfin la source pulsée doit être synchronisée avec une horloge qui rythme l'ensemble du système de transmission.

Il existe diverses techniques pour générer un tel train de pulses optiques. Elles diffèrent entre elles par la simplicité de conception, la susceptibilité face aux facteurs perturbateurs extérieurs, tels que les chocs, les variations de température, et la stabilité des pulses générés. Ces différences se reflètent au niveau des performances atteintes, exprimées en fonction de la largeur des pulses générés et leur fréquence de répétition.

Dans le paragraphe suivant, nous allons détailler le principe de fonctionnement des principales techniques utilisées pour la génération des trains de pulses optiques, nécessaires dans les systèmes OTDM.

III.1.1 Source optique à commutation de pertes

III.1.1.1 Principe

Le principe de fonctionnement de la commutation de pertes (Q-switching) consiste à varier les pertes dans la cavité d'un laser d'une valeur importante (augmentée artificiellement grâce à un absorbant saturable) à une valeur beaucoup plus faible durant une courte durée. La pompe continuant de fournir de la puissance, l'énergie est alors accumulée dans la couche active du laser, sous forme d'inversion de population durant la période où les pertes sont importantes. Dès que l'absorbant sature, les pertes dans la cavité diminuent brutalement, provoquant la libération de l'énergie accumulée sous forme d'une courte impulsion. La variation des pertes dans la cavité permet de moduler la valeur seuil d'inversion de population N_i permettant le déclenchement de l'effet laser, tandis que le taux de pompage N_0 reste constant.

La variation de la densité de photons $n(t)$, à l'origine de la création du pulse optique, est décrite dans la Figure.I.9.

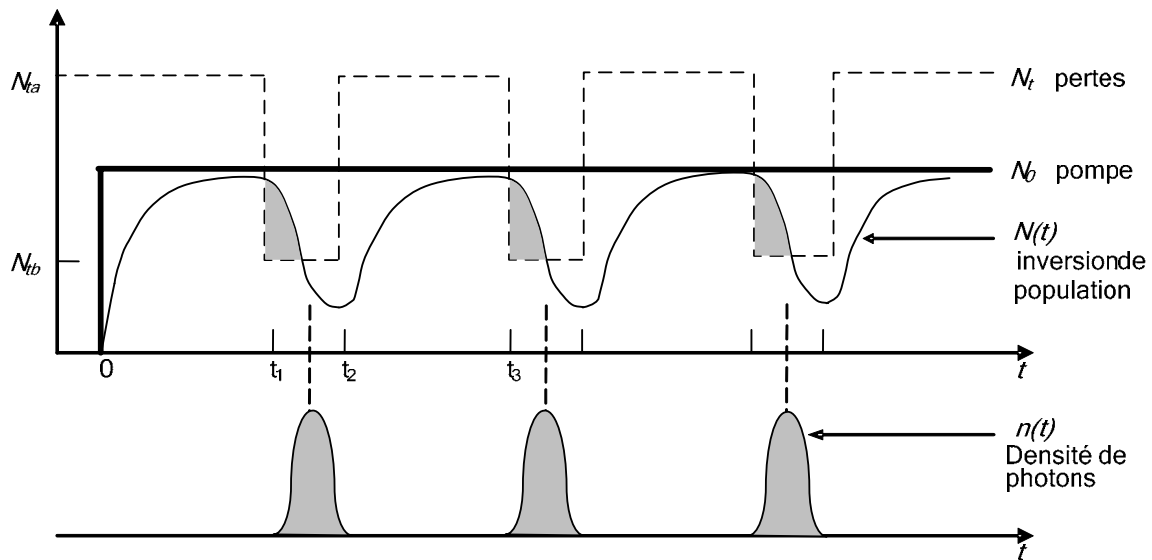


Figure.I.9 : Principe de création du pulse par Q-switching.

À $t = 0$, la pompe est mise en marche, de façon à ce que le taux de pompage soit à un niveau N_0 . les pertes sont maintenues à un niveau N_{ta} suffisamment important ($N_t = N_{ta} > N_0$) pour que les oscillations laser ne puissent pas être déclenchées. L'inversion de population $\Delta N(t)$ augmente alors, mais bien que le milieu devienne amplificateur, les pertes sont encore assez importantes pour empêcher les oscillations.

À $t = t_1$, les pertes sont subitement réduites de façon à ce que N_t passe à une valeur $N_{tb} < N_0$. Les oscillations laser sont alors déclenchées et la densité de photons $n(t)$ croît très rapidement. Les radiations causent ensuite une déplétion de l'inversion de population (saturation de gain) de façon à ce que ΔN commence à diminuer. Quand ΔN passe en dessous de la valeur N_{tb} , les pertes sont à nouveau supérieures au gain, ce qui engendre une décroissance rapide de $n(t)$ avec une constante de temps de l'ordre de la durée de vie d'un photon.

À $t = t_2$, les pertes sont à nouveau maintenues au niveau N_{ta} . On instaure ainsi une période de croissance de ΔN à nouveau, avant de répéter le cycle permettant la génération d'un nouveau pulse ($t = t_3$). Cette répétition du procédé permet alors la génération du train de pulses optiques souhaité [9].

Il est à noter qu'une technique analogue, dite à commutation de gain (Gain-switched) permet d'obtenir le même résultat. Dans cette configuration, c'est le gain du milieu amplificateur de la cavité laser qui est périodiquement modulé par le courant de polarisation, au lieu des pertes. Cela se traduit par la modulation du taux de pompage N_0 pendant que le seuil d'inversion de population N_t est maintenu constant [9].

III.1.1.2 Performances

Cette technique a été l'une des premières utilisées pour la génération de train de pulses optiques à des fréquences de répétition variant entre 1 et 20 GHz. Elle offre l'avantage de pouvoir synchroniser le générateur de pulses à une horloge externe. Des pulses de largeur inférieure à 10 ps ont été obtenus en associant cette technique avec la méthode de compensation de chirp dans une fibre optique [13] et de compression non linéaire de pulses [14] [17]. Cependant, avec les débits atteints (100 Gb/s) l'inconvénient de la méthode de compression de pulse est que la moindre fluctuation dans la longueur de la fibre peut engendrer des fluctuations de largeur de pulse, qui sont d'autant plus critiques que la largeur des pulses passent en dessous de la ps.

III.1.2 Diode laser à verrouillage de modes

La technique de verrouillage de modes dans une diode laser (Mode Locked Laser Diode : MLLD) consiste à coupler l'ensemble des modes existant dans une cavité laser, en verrouillant leurs phases respectives. Quand les phases des différents modes sont couplées, les modes se comportent comme les composantes d'une série de Fourier d'une fonction périodique, et forment ainsi un train de pulses périodiques. Le verrouillage des modes est obtenu en modulant périodiquement les pertes dans la cavité.

III.1.2.1 Principe

La diode laser à verrouillage de modes est constituée d'une cavité Fabry-Perrot, dans laquelle se trouve un milieu amplificateur. Ce milieu amplificateur est caractérisé par une courbe spectrale de gain $\gamma_0(\nu)$ et une courbe de pertes α (Figure.I.10).

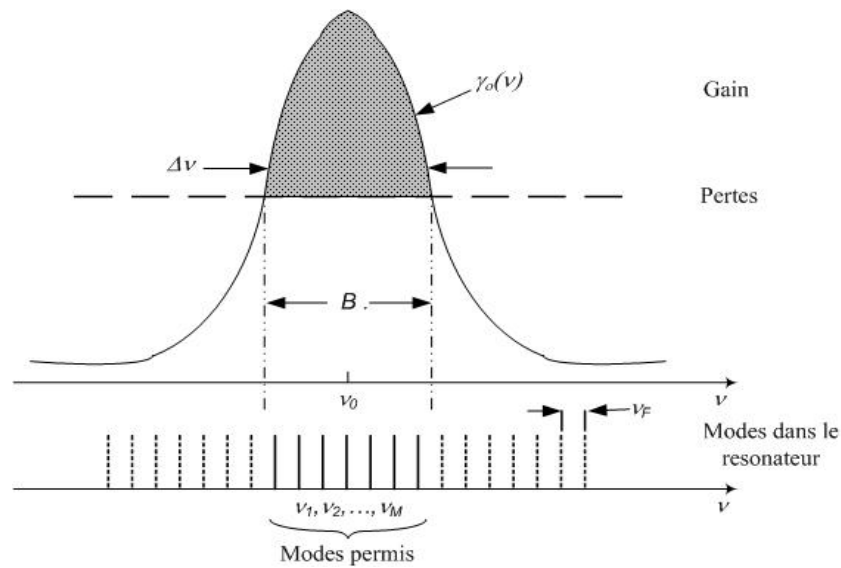


Figure.I.10 : Courbe de gain spectral et la sélection des modes dans la cavité d'une MLLD.

Les modes qui sont inclus dans la bande B sont alors amplifiés car leurs gains dépassent les pertes dans le milieu, l'amplification de ces modes augmente avec les aller/retours effectués entre les deux miroirs de la cavité, donnant lieu au profil de modes amplifiés (Figure.I.11). Ces modes sont séparés par $\nu_F = 1/T_F = c/2d$, d étant la longueur de la cavité et $c=c_0/n$ la célérité de ces modes dans le milieu amplificateur.

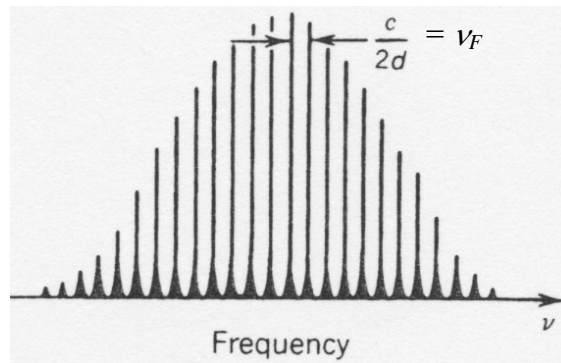


Figure.I.11 : Modes optiques amplifiés dans la cavité.

Cependant, ces modes oscillent indépendamment les uns des autres et leurs phases sont différentes et varient de façon aléatoire.

Supposons que l'on ait $M = 2S + 1$ modes optiques dans la cavité, séparés par $\nu_F = c/2d$
 La fonction d'onde complexe du mode q s'écrit :

$$U_q = A_q \cdot \exp\left[j2\pi\nu_q \left(t - \frac{z}{c}\right)\right] \quad (eq.I.1)$$

avec $\nu_q = \nu_0 + q\nu_F$, A_q étant l'enveloppe complexe de ce mode.

Le champ total dans la cavité s'écrit alors

$$U(z, t) = \sum_{q=-S}^{q=S} A_q \cdot \exp\left[j2\pi\nu_q \left(t - \frac{z}{c}\right)\right] \quad (eq. .I.2)$$

Avec $q = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$

En injectant l'équation (eq.I.1) dans cette dernière, et en posant

$$A(t) = \sum_{q=-S}^{q=S} A_q \cdot \exp\left(\frac{j2\pi qt}{T_F}\right) \quad (eq.I.3)$$

On peut écrire

$$U(z, t) = A\left(t - \frac{z}{c}\right) \exp\left[j2\pi\nu_0 \left(t - \frac{z}{c}\right)\right] \quad (eq.I.4)$$

Si on arrive à verrouiller les différents modes entre eux, (même phase pour tous les modes A_q), et qu'on suppose en plus que tous ces modes ont la même amplitude, alors la fonction $A(t)$ peut devenir celle d'un train de pulses périodiques.

Supposons que toutes les enveloppes complexes A_q aient les mêmes amplitude et phase : et s'écrivent $A_q = A_0$.

On a alors

$$A(t) = A_0 \sum_{q=-S}^{q=S} \exp\left(\frac{j2\pi qt}{T_F}\right) = A_0 \frac{x^{S+1/2} - x^{-S-1/2}}{x^{1/2} - x^{-1/2}} \quad \text{avec} \quad x = \exp\left(\frac{j2\pi t}{T_F}\right)$$

cette même expression peut alors s'écrire sous la forme

$$A(t) = MA_0 \frac{\text{sinc}(M \cdot t / T_F)}{\text{sinc}(t / T_F)} \quad (eq.I.5)$$

sinc étant la fonction sinus cardinal : $\text{sinc}(x) = \frac{\sin(x)}{x}$

L'intensité optique I , proportionnelle au carré du champ, s'écrit alors :

$$I(t, z) = \left|A\left(t - \frac{z}{c}\right)\right|^2 = M^2 \cdot |A_0|^2 \cdot \frac{\sin^2 c^2 [M \cdot (t - z/c) / T_F]}{\sin^2 c^2 [(t - z/c) / T_F]} \quad (eq.I.6)$$

La Figure.I.12 représente la forme de l'intensité I en fonction du temps à z donné.

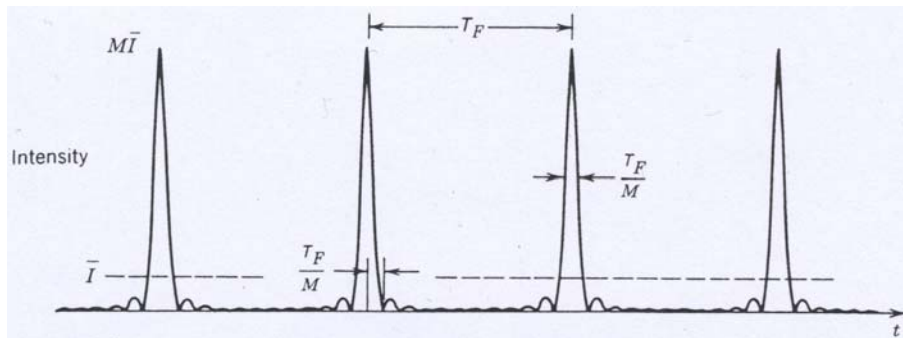


Figure.I.12 : Forme du signal $I(t)$.

Remarque : il est à noter que l'hypothèse selon laquelle tous les modes ont la même amplitude n'a été avancée que dans le but de simplifier les calculs. Le cas, plus réaliste, avec des modes d'amplitudes différentes permet cependant d'obtenir un résultat analogue [9].

Comme on peut le constater sur cette figure, la largeur des pulses dépend de l'écartement spectral entre les modes, et du nombre de modes impliqués M , qui est proportionnel à la largeur de raie $\Delta\nu$. La relation liant la largeur des pulses τ_{pulse} au nombre de modes M implique alors que cette largeur soit inversement proportionnelle à $\Delta\nu$. La fréquence de répétition T_F quant à elle dépend de la largeur physique de la cavité puisque $T_F = 2d/c$. Le tableau.I.1 résume les caractéristiques du train de pulses optiques en fonction des paramètres physiques de la cavité ainsi que des modes [9].

Fréquence de répétition	$T_F = 2d/c$.
Largeur du pulse	$\tau_{\text{pulse}} = T_F / M$
Intensité moyenne	$\bar{I} = M \cdot A_0 ^2$
Pic d'intensité	$I_p = M^2 A_0 ^2$

Tableau.I.1 : Caractéristiques du train de pulses générés par une MLLD.

$I(t,z)$ représente l'intensité d'un train de pulses optiques qui se propage à l'intérieur de la cavité, et qui est émis à chaque fois que l'un des pulses optiques atteint le miroir semi-réfléchissant de la cavité (Figure.I.13).

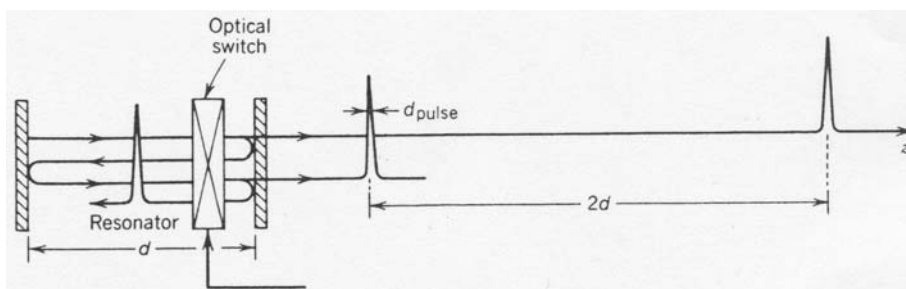


Figure.I.13 : Verrouillage actif des modes optiques.

Le verrouillage de phase offre l'avantage d'avoir des pics d'intensité optique M fois plus importante que la puissance optique moyenne \bar{I} . En utilisant des sources à largeurs de raie $\Delta\nu$ importantes (grand nombre de modes M), cette technique devient plus intéressante que le Q-switching pour la génération de train de pulses optiques.

Le verrouillage des phases des modes s'effectue de façon passive en intercalant un matériau absorbant saturable dans le milieu amplificateur, ou de façon active en utilisant un modulateur d'intensité commandé qui joue le rôle d'une porte qui s'ouvre uniquement pendant une durée égale à la largeur temporelle du pulse.

III.1.2.2 Performances

Cette technique, développée vers la fin des années 1980 [18], [19] a permis de générer des trains de pulses à la limite de la picoseconde. La largeur des pulses générés a pu être améliorée, en utilisant un nouveau type de MLLD, appelée Colliding-Pulse Mode-Locked Laser Diode (CPM-LD) [29]. Son principe de fonctionnement consiste à placer l'absorbant saturable au milieu de la cavité laser. Ainsi deux pulses se propageant en sens contraires, à l'intérieur de la cavité, entrent en 'collision' au niveau de l'absorbeur, générant ainsi un pulse plus court. Cette technique améliorée a permis la génération de pulses en dessous de la picoseconde en largeur temporelle, avec des fréquences de répétition de l'ordre de 40 GHz.

D'autres techniques ont été également associées au principe de la MLLD pour réduire la largeur des pulses, tout en gardant un spectre le plus étroit possible. On citera l'intégration monolithique d'une MLLD avec un modulateur à électroabsorption à puits quantiques multiples (MQW-EAM) [30], ou la synchronisation de train de pulses générés grâce à une autre MLLD à fréquence de répétition plus basse [20]. Des fréquences de répétition dépassant les 100 GHz ont ainsi été obtenues.

III.1.3 Verrouillage de modes dans un laser à fibre dopée Erbium

III.1.3.1 Principe

Le verrouillage des modes dans un laser à fibre dopée Erbium est une technique similaire à celle décrite dans le paragraphe précédent. La différence vient du fait que la cavité laser est constituée d'une boucle de fibre dopée Erbium, qui joue le rôle du milieu amplificateur. Le verrouillage de modes est réalisé avec un modulateur d'intensité, modulé à une fréquence f_m qui est une harmonique (d'ordre m) de l'espacement spectral entre les modes de la cavité ν_F (eq.I.7).

$$f_m = m \cdot \nu_F = m \frac{c}{2 \cdot n_g \cdot L} \quad (eq.I.7)$$

n_g et L étant respectivement l'indice de réfraction et la longueur de la fibre.

La Figure.I.14 montre le schéma d'un laser à fibre dopée Erbium à verrouillage de modes [12]. Les deux sources à 1.48 nm fournissent le pompage nécessaire à l'amplification, et qui est injecté dans la fibre dopée grâce aux multiplexeurs de longueurs d'ondes (WDM). Le modulateur d'intensité à base de Niobate de Lithium (LiNbO₃) permet de réaliser le verrouillage des modes dans la cavité constituée par la fibre. La largeur à mi-hauteur T_{FWHM} des pulses générés est donnée par [21] :

$$T_{FWHM} = 0.445 \cdot \left(\frac{\gamma}{\Delta_m} \right)^{1/4} \cdot \left(\frac{1}{f_m \cdot \Delta \nu} \right)^{1/2} \quad (eq.I.8)$$

γ est le coefficient de gain aller/retour et Δ_m l'amplitude du signal de modulation du modulateur d'intensité.

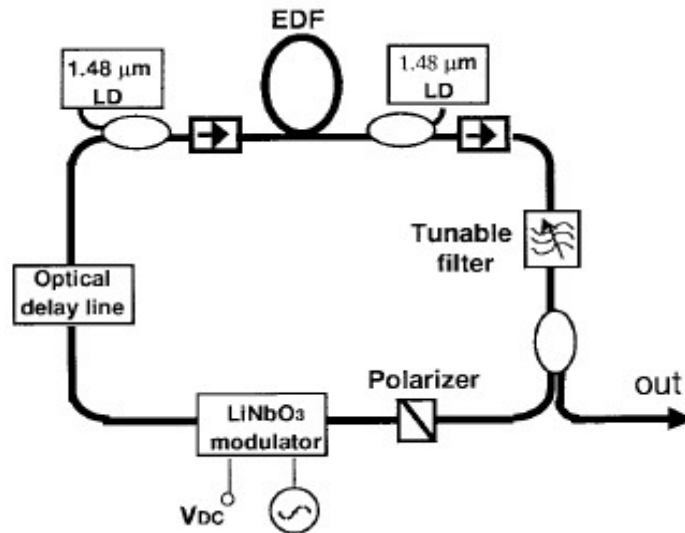


Figure.I.14 : Schéma d'une ML-EDFL [12].

Ainsi, en augmentant la fréquence f_m , on peut réduire la largeur des pulses générés. Des pulses de largeur inférieure à 5 ps ont pu être générés par injection dans le modulateur d'un signal de fréquence $f_m = 20$ GHz.

III.1.3.2 Performances et limitations

En variant la longueur d'onde centrale du filtre optique, il est possible de sélectionner la longueur d'onde d'émission de la source pulsée [12]. Ainsi, un train de pulses optiques de largeur 3 à 3.5 ps, et une fréquence de répétition de 20 GHz, a pu être généré dans la gamme de 1550 à 1570 nm, comme le montre la Figure.I.15

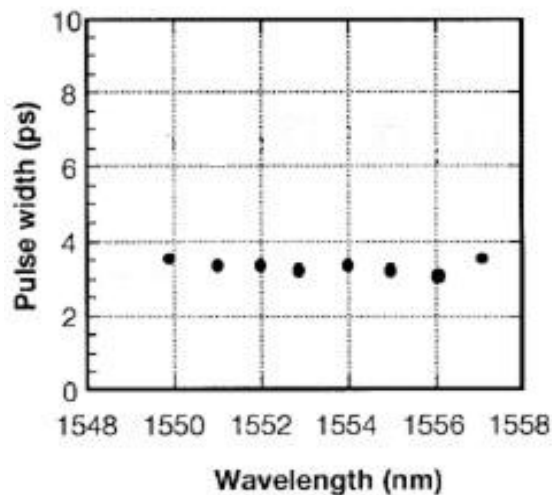


Figure.I.15 : Variation de la largeur du pulse généré T_{FWHM} avec la longueur d'onde [12].

Cette technique a le mérite de permettre la génération de pulse à la limite de la picoseconde, sans avoir recours à aucune technique supplémentaire de compression de pulses. Cependant, au vu de l'importante longueur de la cavité que constitue la fibre (environ 30 m), un grand nombre de modes entre en jeu (plus de 1000 modes pour une cavité de quelques dizaines de mètres), ce qui pose le problème de stabilité d'un tel nombre de modes. Les instabilités qui apparaissent dans les cavités laser en fibre dopée Erbium ont deux origines : la variation des états de polarisation des modes verrouillés, et la fluctuation de la longueur de la cavité à cause des variations de température.

Le problème de variation de la polarisation des modes verrouillés a été résolu par l'utilisation d'une cavité permettant le maintien de la polarisation [26].

La variation de la longueur de la cavité en fibre change l'espacement entre modes, longitudinaux ν_F . Par conséquent la fréquence f_m injectée n'est plus une harmonique de ν_F , ce qui constitue une condition nécessaire au verrouillage des modes. La solution consiste à récupérer une partie du signal en sortie de la cavité, puis d'en extraire, grâce à une boucle à verrouillage de phase, la nouvelle valeur ν_F , suite à la fluctuation de la longueur de la fibre. On en déduit alors la nouvelle f_m à injecter pour maintenir le verrouillage des modes.

III.1.4 Source laser continue modulée par un modulateur à électroabsorption

III.1.4.1 Principe

Un moyen relativement simple pour générer le train de pulses optiques consiste à moduler la lumière continue en sortie d'une source laser avec un modulateur. Le modulateur utilisé est un modulateur à électroabsorption (ElectroAbsorption Modulator : EAM), qui est constitué d'un matériau dont l'absorption croit sous l'effet d'un champ électrique externe appliqué via une électrode. Deux types de phénomènes physiques sont à la base de cette caractéristique : l'effet Franz-Keldysh dans les semiconducteurs III-V massifs, ainsi que l'effet Stark confiné dans un matériau à puits quantiques.

La figure.I.16 représente le principe de génération du train de pulses optiques l'EAM.

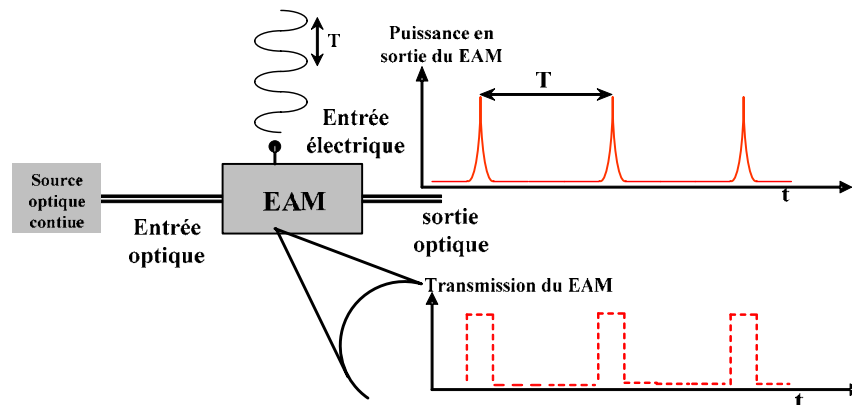


Figure.I.16 : Génération du train de pulse par modulation d'une source continue avec un EAM.

L'un des avantages de cette technique est que l'EAM a une courbe de transmission fortement non linéaire en fonction de la tension appliquée. Par conséquent, un simple signal sinusoïdal (de période T) injecté à l'entrée de son électrode permet la génération du train de pulses optiques, à la même période que celle du signal électrique.

Un autre avantage de cette technique est que les modulateurs à électroabsorption exploitant l'effet Stark sont fabriqués avec des guides en InGaAsP, ce qui permet l'intégration de la source laser et du modulateur sur le même substrat [28].

La Figure.I.17 présente un schéma de puce intégrant les deux composants [31]. En fait, les deux composants se trouvent sur la même puce, mais restent disjoints grâce à la barrière d'isolation. Le revêtement anti-réfléchissant permet de diminuer les pertes par réflexion. La source fonctionne en continue, mais la section d'absorption est polarisée avec une tension continue négative, la rendant très absorbante. La modulation est réalisée en superposant à cette tension continue un signal sinusoïdal qui permet de varier les pertes dans la région d'absorption. Bien que l'intégration des composants sur une même puce permette de diminuer les pertes introduites par l'EAM, par rapport à un composant EAM discret, d'environ 10 dB à

moins de 2 dB, elle réduit cependant considérablement la bande passante du composant, à cause de l'effet capacitif de l'électrode, et ne permet pas d'avoir des fréquences de modulation dépassant les 10 GHz. Il faut ajouter à cela la difficulté technique de réalisation de la barrière d'isolation entre le laser et l'EAM.

La modulation de la lumière continue avec un modulateur à électroabsorption réalisée séparément permet d'atteindre des fréquences bien plus importantes [22] [58] [59].

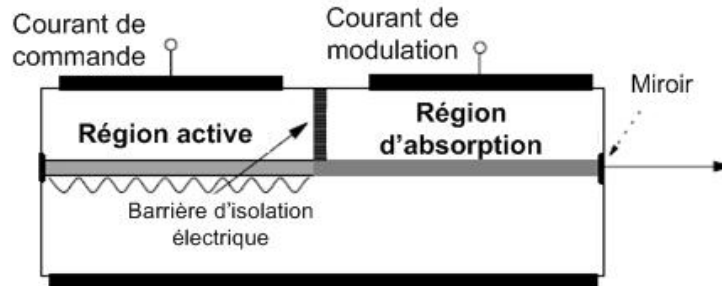


Figure.I.17 : Composant intégrant une source laser et un modulateur EAM [31].

III.1.4.2 *Performances et limitations*

Des trains de pulses relativement étroits ont été obtenus grâce à cette technique. Les pulses restent cependant plus larges que ceux des techniques décrites dessus. On citera la génération de train de pulses de largeur allant de 20 à 11 ps, à des fréquences de répétition comprises entre 10 et 40 GHz [23] [54] [22], mais impliquant des amplitudes des signaux électriques importantes (de l'ordre de 8 à 10 V pic à pic). L'amélioration de la conception de l'électrode a permis de réduire l'amplitude des signaux utilisés à des valeurs de l'ordre de 6 V pic à pic [57].

Afin de permettre l'utilisation de cette technique pour des systèmes OTDM à des débits dépassant les 100 Gb/s (nécessitant des pulses de largeur < 10 ps), une technique de compression, basée sur l'utilisation d'une fibre à dispersion compensée en sortie du modulateur, a été employée pour réduire la largeur des pulses. Ainsi, un train de pulses de 6,3 ps de large et d'une fréquence de répétition de 10 GHz a pu être généré [23]. L'association d'un composant intégrant sur la même puce une source laser DFB et un modulateur à électroabsorption, et d'une fibre à dispersion négative a permis la génération de pulses de largeur 2,5 ps à une fréquence de répétition de 15 GHz [28].

Cette technique a le mérite d'être de conception plus simple que les principes présentés dans les paragraphes précédents, principalement grâce à la réponse en absorption du modulateur, qui permet de générer des pulses optiques par application d'un simple signal sinusoïdal. Ce signal sert également pour la synchronisation du train généré avec une horloge externe. Cependant, son principal inconvénient, reste les importantes pertes engendrées dans les matériaux absorbants utilisés jusqu'à maintenant, et qui varient entre 10 et 13 dB (pour des composants EAM discrets). Ces pertes varient en fait selon la largeur du pulse généré. Par exemple, quand un pulse est généré avec un rapport cyclique de 20 %, alors 80 % de la puissance d'entrée est perdue. Le rapport cyclique des pulses et les pertes sont en fait complémentaires. Ceci se traduit, pour une fréquence de répétition donnée, par un compromis entre la largeur des pulses générés et les pertes d'insertion dans le composant au bout du compte.

L'étude plus détaillée du modulateur à électroabsorption sera faite dans le chapitre III, puisque ce composant permet de réaliser d'autres fonctions utilisables dans les systèmes de transmission en OTDM.

III.2 Systèmes de multiplexage en OTDM.

Le multiplexage est réalisé par codage électro-optique des données utilisateurs. Dans ce cas on utilise des circuits passifs tels que des coupleurs en association avec des modulateurs d'intensité électro-optiques.

La première méthode de multiplexage est un multiplexage en parallèle (Figure.I.18), elle est simple à concevoir, mais nécessite un contrôle rigoureux des retards introduits entre les différents canaux, un contrôle de plus en plus difficile à cause de l'augmentation des débits et la réduction des largeurs de pulses utilisés.

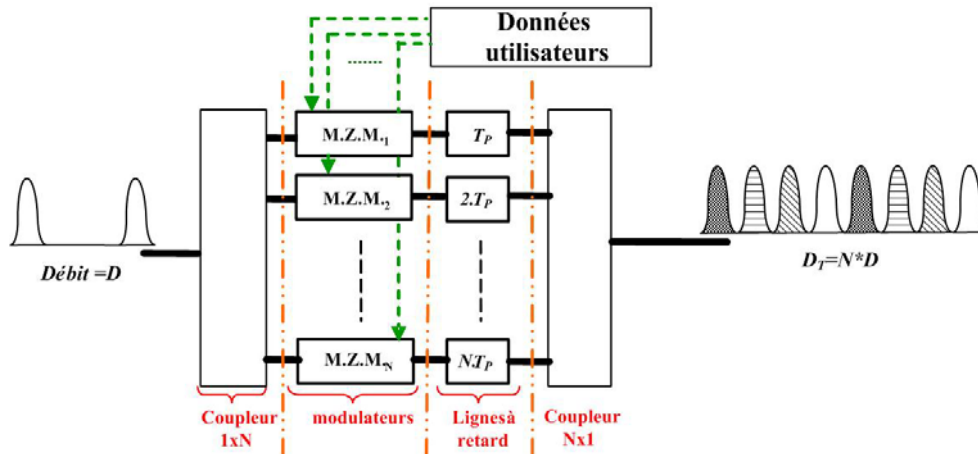


Figure.I.18 : Multiplexage temporel en parallèle.

Le train de pulses généré est distribué, à travers un coupleur $1 \times N$, sur N modulateurs d'intensités Mach-Zehnder (M.Z.M.), chacun étant dédié à un utilisateur. Ces modulateurs jouent le rôle de portes optiques, contrôlées par les signaux électriques représentant les données utilisateurs, à un débit $D=1/T$. Le multiplexage temporel est réalisé grâce à des lignes à retard constituées de N fibres, avec un retard constant entre deux lignes consécutives égale à T_p . Les données sont recombinaées dans le coupleur $N \times 1$ pour créer un signal de données de débit $D_T=N \times D$.

La seconde méthode, dite de multiplexage temporel en série. Elle est représentée sur la Figure.I.19. Elle consiste à utiliser une horloge optique à très haute fréquence de répétition, qui envoie le signal d'horloge à travers des commutateurs tout optiques (Comm. Opt.) cascades en série. Chaque commutateur module une partie du signal d'horloge avec les données de son utilisateur, qui sont elles même représentées de façon optique à l'origine [24].

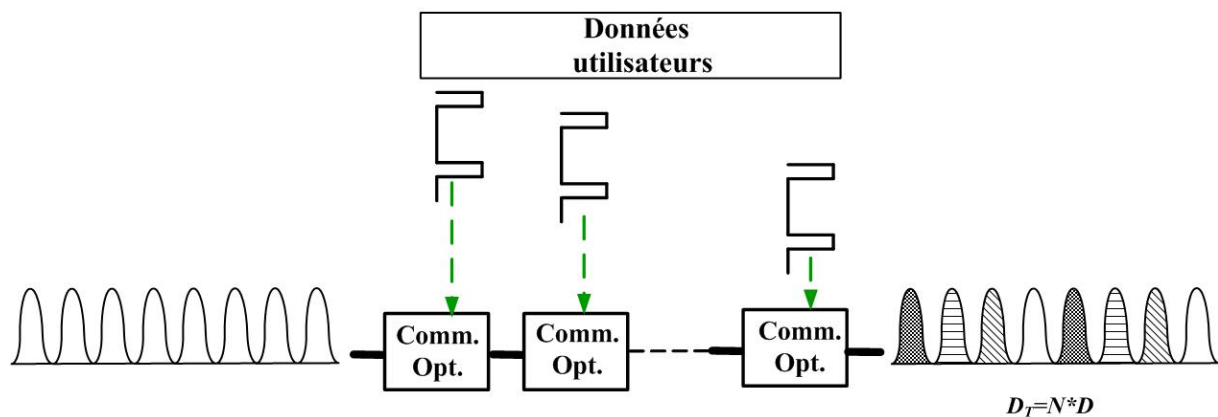


Figure.I.19 : Multiplexage temporel en série.

Une autre méthode utilise le multiplexage tout optique, n'impliquant aucun signal électrique, dans ce cas on utilise des principes de non-linéarité des composants optiques tels que le mélange à 4 ondes (*Four Wave Mixing*) (décrit plus loin). Cette dernière méthode a permis le multiplexage de 10 canaux à 10 Gb/s chacun en un signal à 100 Gb/s [8].

III.3 Systèmes de démultiplexage en OTDM

III.3.1 Introduction

Après transmission, les données individuelles de chaque utilisateur doivent être restituées pour être utilisées par le destinataire. Il faut donc pouvoir extraire le signal optique portant ces données à partir du signal obtenu en sortie du système de multiplexage, et passer ainsi du débit total des signaux multiplexés au débit utilisateur (N fois plus faible, N étant le nombre d'utilisateurs du système). Le démultiplexage en OTDM nécessite donc la réalisation d'une fonction de commutation, correspondant à la création d'une porte optique de transmission propre à chaque utilisateur (Figure.I.20).

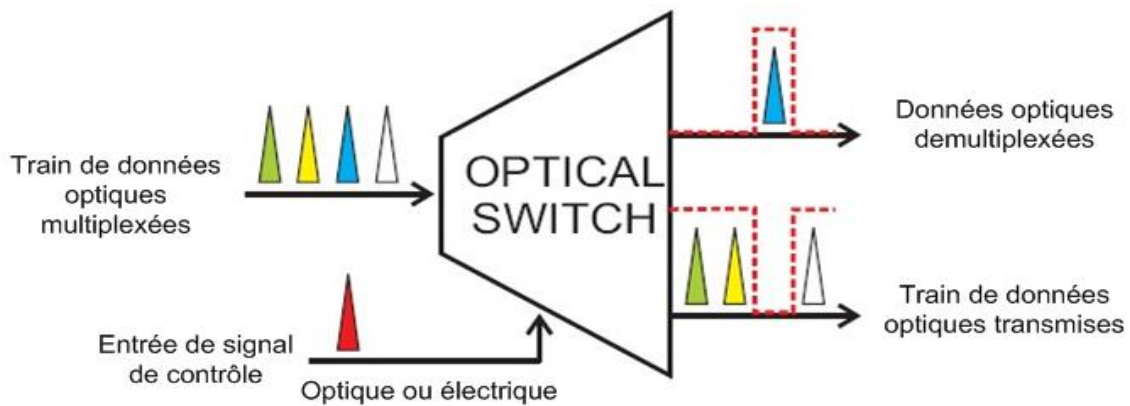


Figure.I.20 : Principe de fonctionnement d'un commutateur optique.

Cette fonction doit satisfaire un certain nombre de conditions : la durée de commutation du démultiplexeur ne doit pas dépasser la période d'un bit du signal de données, la fenêtre de commutation générée doit avoir un important taux d'extinction (supérieur à 10 dB), et doit enfin être stable temporellement et donc avoir un faible vacillement ou gigue (jitter).

Différentes approches ont été étudiées pour la réalisation d'une telle fonction. Elles sont répertoriées en deux catégories : le démultiplexage tout optique et le démultiplexage électrooptique. La première approche se base sur le contrôle du signal optique, constituant les données, par un autre signal optique extérieur, tandis que la seconde utilise un signal électrique comme moyen de contrôle du signal optique à traiter. Nous présenterons dans ce paragraphe l'ensemble de ces techniques, en détaillant leurs performances et limitations. Nous précisons enfin la méthode que nous avons choisie pour la réalisation de la fonction de démultiplexage.

III.3.2 Démultiplexage tout optique.

Des démultiplexeurs tout optique ont été réalisés en composant hybrides fibrés, puis les recherches effectuées dans ce domaine ont permis la réalisation de démultiplexeurs tout-optiques intégrés. Leur fonctionnement repose sur deux principes physiques : l'effet Kerr non linéaire dans des matériaux, ainsi que le mélange 4 ondes (*Four Wave Mixing*). L'effet Kerr est un effet optique non linéaire qui consiste à changer l'indice de réfraction d'un cristal

ou d'un verre sous l'effet d'un champ optique à forte intensité. Cet effet est à l'origine de la modulation de phase croisée (Cross Phase Modulation ou XPM), qui consiste à varier la phase d'un champ optique (celui des signaux de données dans notre cas, de longueur d'onde λ_S) à cause du changement d'indice de réfraction du milieu de propagation de la lumière, suite au passage d'un autre champ optique de forte intensité (du signal de contrôle, de longueur d'onde λ_C). Le matériau utilisé est un milieu non linéaire qui peut être un guide d'ondes optique, une fibre optique ou encore un composant optique à semi-conducteurs, tels que les amplificateurs optiques à semi-conducteurs (SOA). Deux types de démultiplexeurs tout optiques, basés sur ce principe, ont ainsi été réalisés : la 'Nonlinear Amplifying Loop Mirror' (NALM) [32], [33], et l'interféromètre Mach-Zehnder à base d'amplificateurs optiques à semi-conducteurs (SOA-MZM) [10]. Le mélange à 4 ondes FWM est également exploité dans les SOA. Il a la particularité d'extraire les données à une longueur d'onde différente de celle du signal à son entrée. Les deux solutions sont présentées dans les paragraphes suivants.

III.3.2.1 Nonlinear Amplifying Loop Mirror

Une NALM est en fait une version améliorée de l'interféromètre de Sagnac [32] [33], qui en diffère par l'ajout de l'élément non linéaire (le SOA) dans la boucle de fibre. L'entrée et la sortie de la boucle sont reliées à un coupleur 3 dB (Figure.I.21). Le principe de fonctionnement de ce composant consiste à renvoyer le signal injecté à son entrée vers sa source si les deux champs optiques au niveau du coupleur 3 dB ont la même phase après avoir parcouru la boucle, ou de le transmettre entièrement vers l'autre sortie du coupleur, si un déphasage de π a pu être réalisé dans la boucle entre les deux champs, issus du signal en entrée de la NALM (Figure.I.21).

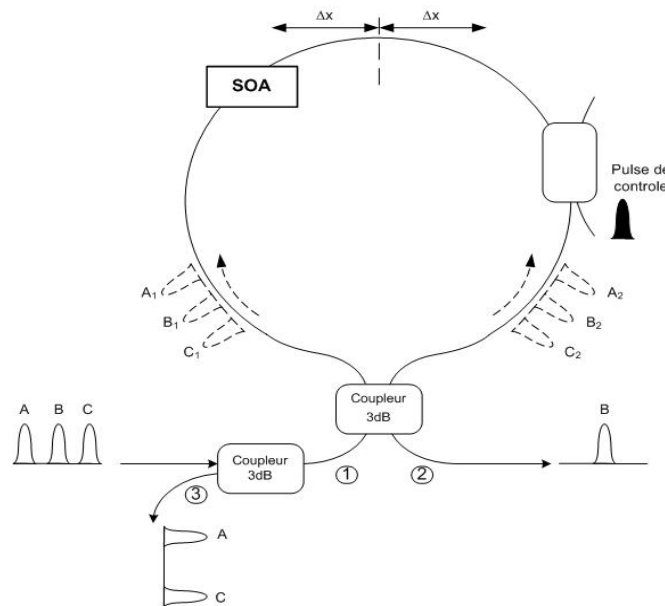


Figure.I.21 : Principe de fonctionnement d'une NALM.

Un train de pulses (appelé pulse de contrôle), dont la largeur et la fréquence correspondent à ceux des données d'un seul utilisateur, est injecté dans la boucle de façon à s'y propager uniquement dans le sens direct (sens contraire des aiguilles d'une montre). Le signal issu du système de multiplexage est injecté à l'entrée de la NALM ① puis est divisé dans le coupleur 3 dB en deux signaux optiques identiques qui parcourent la boucle dans deux sens opposés A1, B1 et C1 (respectivement A2, B2 et C2). Si un pulse de contrôle est injecté dans la boucle, il introduit un changement de l'indice de réfraction du SOA par effet Kerr. Si l'instant

d'arrivée du pulse de contrôle est bien choisi par rapport au pulse de données que l'on désire extraire (utilisateur B dans notre cas), alors le pulse B1 va subir un déphasage supplémentaire $\Delta\phi$ par rapport au pulse B2 à cause du changement d'indice de réfraction du SOA. Ce déphasage a pour valeur [12] :

$$\Delta\phi(t) = 2.k.n_2.L.[I_p(t) - I_{p,moy}]$$
, k étant la norme du vecteur d'onde du signal de contrôle, n_2 le coefficient non linéaire de Kerr, L la longueur de la boucle, I_p l'enveloppe temporelle de l'intensité du pulse de contrôle, et $I_{p,moy}$ sa puissance moyenne.

Les pulses C1 et C2, par contre, subiront le même déphasage supplémentaire, et resteront par conséquent en phase. Après le parcours de la boucle par les deux trains de pulses 1 et 2, les pulses A1 et A2 ont subi le même déphasage, et sont donc redirigés après leur combinaison vers l'entrée ① de la NALM, puis vers la sortie ③ à travers le second coupleur directionnel. B1 et B2 se retrouvent par contre déphasés de π , et sont par conséquent recombinaés vers la sortie ② au niveau du coupleur. Enfin, C1 et C2 ont également subi le même déphasage, et sont renvoyés vers la sortie ① puis ③. Tous les canaux peuvent être démultiplexés en utilisant la sortie ③ d'une NALM comme l'entrée ① d'une autre NALM pour extraire le canal suivant [7]. Cette technique de démultiplexage a permis d'extraire des données utilisateurs dans des systèmes OTDM de 160 Gb/s vers 10 Gb/s [34], de 100 Gb/s vers 6,3 Gb/s [6] et de 640 Gb/s vers 80 Gb/s puis vers 10 Gb/s [35].

L'inconvénient de cette technique tient dans la combinaison SOA – fibre, qui exige un contrôle rigoureux des longueurs initiales des fibres constituant la boucle, puis la nécessité de stabiliser ces longueurs contre les perturbations thermiques et mécaniques. Un contrôleur de polarisation ainsi qu'une ligne à retard optique sont souvent utilisés à cet effet.

III.3.2.2 Demultiplexage avec interféromètre Mach-Zehnder

Ce type de démultiplexeur est constitué d'un interféromètre de type Mach-Zehnder, dont chacun des bras comporte un SOA (Figure.I.22).

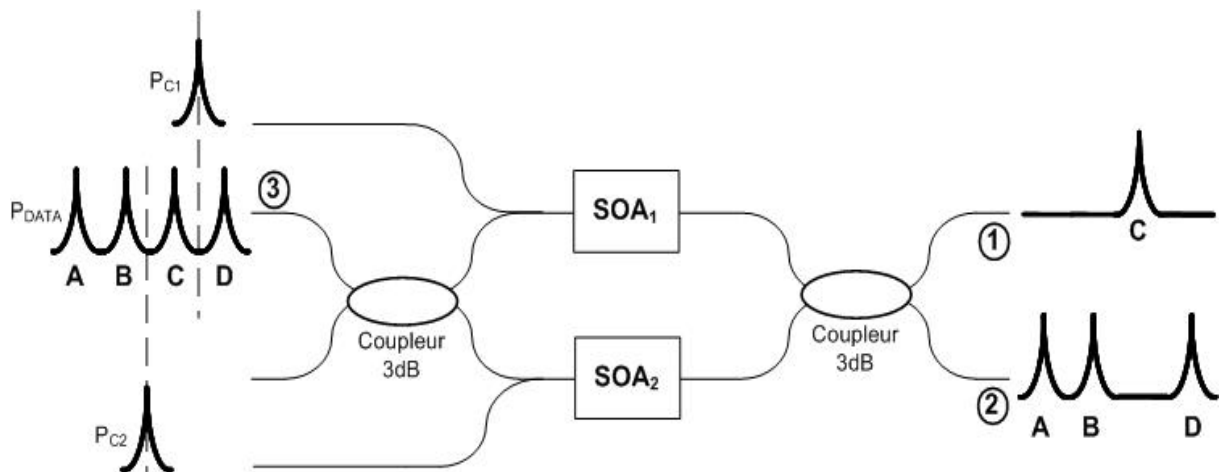


Figure.I.22 : Principe de fonctionnement du démultiplexeur par interféromètre de Mach-Zehnder.

L'entrée du dispositif est constituée d'un coupleur qui divise chaque pulse du train de pulses P_{DATA} à l'entrée ③ en deux pulses identiques se propageant dans les deux bras. À la sortie, au niveau du coupleur, les deux pulses interfèrent pour reconstituer le pulse initial qui sort soit par la voie ① soit par la voie ② selon la différence de phase entre les deux pulses. Cette différence de phase est apportée au niveau des SOAs grâce à l'injection de deux pulses de contrôle de forte intensité P_{C1} et P_{C2} dans les deux bras de l'interféromètre. Les deux

pulses de contrôle sont issus de la même source et sont décalés dans le temps afin de traverser chacun les SOA à des instants différents.

L'injection du pulse de contrôle à travers le SOA modifie ses propriétés optiques à savoir sa réponse en gain et en phase. Le fait d'injecter les pulses de contrôle dans les deux bras fait que les deux trains de pulses de données subissent le même effet au niveau des SOAs.

Cependant, en décalant d'un certain retard les instants d'injection des pulses de contrôle dans les bras, on décale dans le temps la variation de la réponse en gain et surtout en phase des SOAs. Ceci a pour conséquence de créer une fenêtre temporelle durant laquelle il y a une différence de phase de π entre les deux bras. Le pulse que l'on souhaite extraire se trouvant dans cette fenêtre temporelle (de largeur égale au retard entre les deux pulses de contrôle) est alors dirigé vers la sortie ① du coupleur 3 dB en sortie du dispositif. Tous les autres pulses du train de pulse à l'entrée ③ subissent quant à eux le même retard au niveau des deux bras de l'interféromètre, et sont par conséquent dirigés vers la sortie ②. [10].

Ce genre de dispositif connaît les mêmes limitations que la NALM, à savoir le besoin de contrôler et stabiliser les longueurs des deux bras de l'interféromètre, en plus de la nécessité de synchroniser avec grande précision les deux pulses de contrôle avec le train de données, afin de pouvoir sélectionner les données de l'utilisateur souhaité.

Ce dispositif a permis le démultiplexage de données utilisateurs à 10,5 Gb/s à partir d'un signal de données multiplexées à 168 Gb/s [11]. La configuration du système global de démultiplexage est précisée dans le schéma de la Figure.I.23. Le rôle du filtre optique en sortie du dispositif est d'éliminer les pulses de contrôle que l'on retrouve également à la sortie du système. Ceci ajoute la contrainte d'avoir un filtre optique suffisamment fin pour restituer spectralement le signal démultiplexé, tout en éliminant l'importante composante à la longueur d'onde du signal de contrôle, à cause de la forte intensité du pulse P_c . Le résultat de démultiplexage est représenté sur la Figure.I.24.

Une étude de ce dispositif, autant que démultiplexeur dans un système de transmission en OTDM sera faite en détail dans les chapitres suivants.

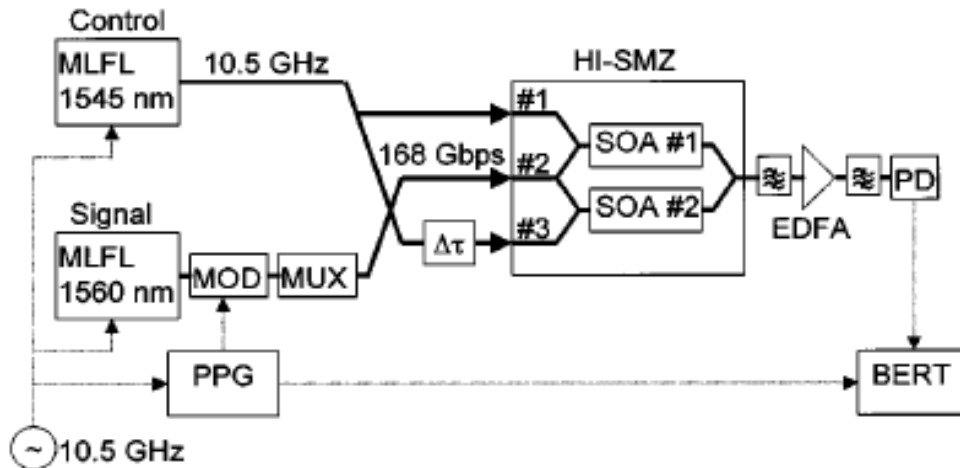


Figure.I.23 : Expérience de démultiplexage de pulse à 10,5 Gb/s à partir d'un train à 168 Gb/s [11].

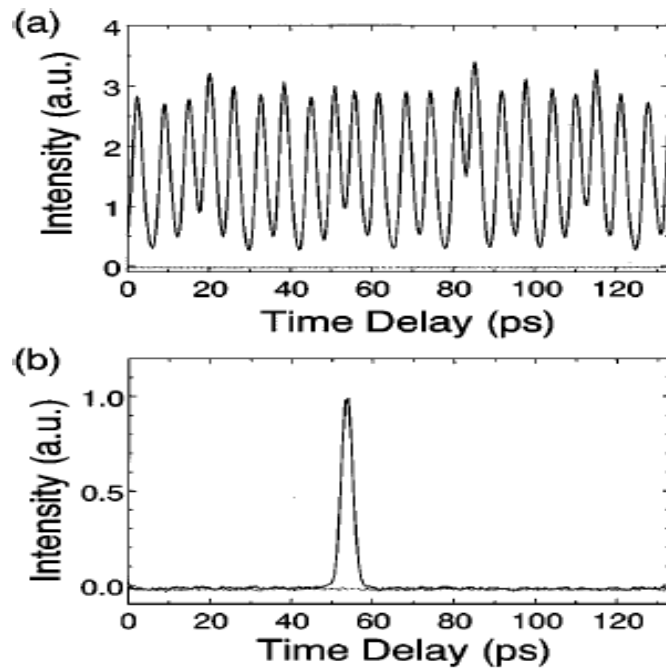


Figure.I.24 : (a) Train de pulses à 168 Gb/s.
(b) Pulse démultiplexé à la sortie du dispositif [11].

III.3.2.3 Démultiplexage par mélange 4 ondes

La technique de démultiplexage par mélange à 4 ondes (FWM) utilise les caractéristiques de non linéarité du 3^{ème} ordre dans les matériaux optiques. Son principe est schématisé sur la Figure.I.25.

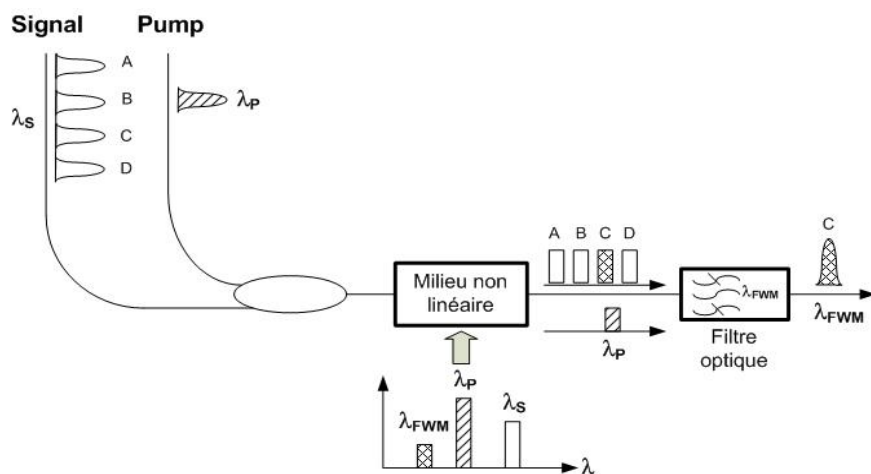


Figure.I.25 Principe de démultiplexage par mélange 4 ondes (FWM).

Le signal de données multiplexées (à la longueur d'onde λ_S) est injecté dans un milieu non linéaire, en même temps qu'un pulse optique de contrôle (de longueur d'onde λ_C). Ce signal de contrôle joue le rôle de pompe pour le processus de mélange à 4 ondes. Dans la fenêtre temporelle où le pulse de pompe est superposé au signal utilisateur qu'on souhaite extraire, le processus de mélange FWM permet de générer un pulse optique à une nouvelle longueur d'onde λ_{FWM} , telle que $\omega_{FWM} = 2\omega_C - \omega_S$, ω_S , ω_C et ω_{FWM} étant les pulsations optiques des signaux de données, de contrôle et du signal généré par mélange, respectivement. Le nouveau pulse généré est une image du pulse optique représentant le canal qu'on souhaite

démultiplexer. Un filtre optique (centrée sur la longueur d'onde λ_{FWM}) permet alors de séparer le nouveau signal généré du train de pulse initial et du signal de contrôle, le démultiplexage est ainsi réalisé. Les premiers dispositifs utilisaient des fibres à maintien de polarisation comme milieu non linéaire pour réaliser le mélange 4 ondes. Cependant, le défaut majeur d'un tel milieu était le faible facteur de non linéarité dans les fibres qui nécessitait l'utilisation des très longues distances de fibre pour obtenir un mélange efficace. Le SOA a alors remplacé la fibre en tant que milieu non linéaire dans les nouveaux dispositifs, permettant ainsi un important gain en compacité.

Des expériences de démultiplexage pour des systèmes OTDM à des débits allant jusqu'à 200 Gb/s ont pu être réalisées avec succès avec un tel dispositif [36]. La Figure.I.26 montre le schéma typique d'une expérience de démultiplexage basé sur ce principe, pour un système de transmission en OTDM. Cette technique souffre cependant de la limitation due à un faible rapport signal à bruit du signal généré.

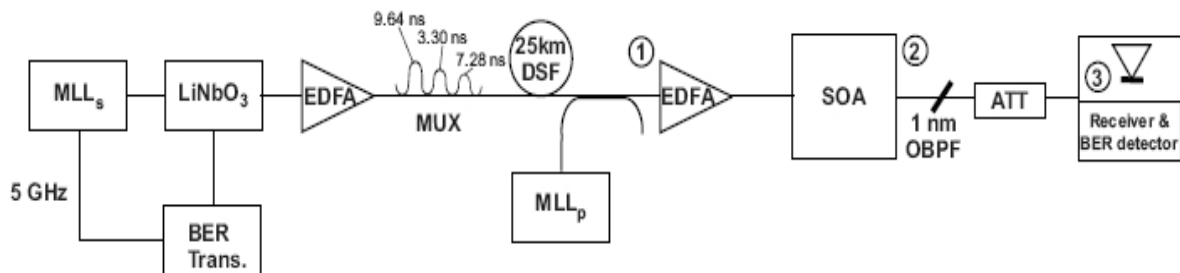


Figure.I.26 Schéma d'un système de démultiplexage basé sur le FWM dans un SOA [36].

III.3.2.4 *Mode locked laser diode*

Une autre technique, basée sur l'utilisation d'une diode laser à verrouillage de modes (MLLD) comme démultiplexeur a également été démontrée. L'extraction des données d'un canal se fait par élimination des autres canaux par l'absorbant saturable de la MLLD, dont l'absorption est contrôlée grâce à une autre MLLD [37] [38].

III.3.3 Démultiplexeur électrooptique : le modulateur à électroabsorption

Les démultiplexeurs électrooptiques utilisent des composants tels que le modulateur d'intensité Mach-Zehnder en LiNbO_3 [1], ou le modulateur à électroabsorption EAM. En effet la variation de l'absorption de ce composant peut être utilisée également pour créer une fenêtre de transmission permettant d'extraire les données d'un utilisateur à partir des données multiplexées de tous les utilisateurs, et de réaliser par conséquent la fonction de démultiplexage temporel.

III.3.3.1 *Différentes fonctionnalités possibles avec le modulateur à électroabsorption*

Le modulateur à électroabsorption EAM est un composant électrooptique intéressant pour les systèmes de transmissions optiques. En effet, les travaux de recherches menés sur l'étude de ce composant ont montré un certain nombre de fonctionnalités réalisables grâce à lui. L'EAM a été utilisé par exemple dans une liaison en radio sur fibre (ROF) en tant que modulateur de transmission, pour tester la compatibilité d'une liaison optique avec les fréquences de la norme GSM [50]. Une fonction de conversion de longueur d'onde, très utilisée dans les systèmes de multiplexage en longueurs d'ondes WDM, a également pu être réalisée avec un EAM, pour remplacer l'amplificateur SOA, composant classiquement utilisé pour une telle fonction [51]. Le composant utilisé offrait l'avantage d'une faible dépendance à la polarisation du signal optique, ainsi que l'utilisation d'un signal de commande électrique

relativement faible. Stöhr *et al* ont également pu démontrer l'utilisation de l'EAM en tant que photodétecteur. En effet, l'absorption dans le guide d'onde optique provoque la création de porteurs photo-générés au niveau de l'électrode [42] [43]. La modulation et la photodétection ont ainsi pu être réalisées simultanément à deux longueurs d'onde différentes, avec une responsivité supérieure à 0.8 A/W pour le photodétecteur, et de faibles pertes par insertion (7 dB). Le signal optique a été modulé à des fréquences atteignant 70 GHz [44].

III.3.3.2 L'EAM en tant que démultiplexeur

Dans les systèmes de transmission en OTDM, nous avons déjà vu qu'il était possible de générer un train de pulses optiques, en associant un EAM à une source laser continue. L'EAM offre en effet un certain nombre d'avantages tels que des taux d'extinction importants, grâce à sa forte absorption, mais aussi l'utilisation d'un simple signal sinusoïdal pour générer le train de pulses. Le pulse généré en sortie de l'EAM correspond en fait à la création d'une porte temporelle, contrôlée par le signal sinusoïdal, pendant laquelle le signal en entrée de l'EAM est transmis, alors qu'il est coupé (absorbé) le reste du temps. Si le signal continu en entrée de l'EAM est remplacé par un signal modulé, tel que le signal optique issu du système de multiplexage temporel, il suffirait alors que la porte de transmission créée dans l'EAM corresponde temporellement au pulse représentant les données d'un utilisateur, pour pouvoir extraire ce pulse, en absorbant tous les pulses des autres utilisateurs. Il est ainsi, possible d'utiliser l'EAM en tant que démultiplexeur dans un système de transmission en OTDM. La fréquence de la sinusoïde appliquée à l'EAM correspondrait alors au débit de données d'un seul utilisateur.

III.3.3.3 Evolution du design

Des travaux de recherches à la fin des années 1980 ont permis la conception des premiers EAMs, pour générer des pulses optiques [22] [54] [55] [23]. La dépendance de la réponse en fréquence aux différents paramètres de conception de l'EAM a été étudiée par Mitomi *et al* [56]. Le design de tels composants introduisait une constante de temps en RC qui limitait la bande passante des premiers EAM à des fréquences inférieures à 20 GHz. Un nouveau modèle de conception de ce composant, appelé EAM à onde progressive (Traveling Wave EAM), a été étudié et développé au milieu des années 1990 [46] [47]. Ces nouveaux modèles permettaient une plus longue section d'interaction entre les champs électrique et optique, ce qui améliorait l'efficacité de la modulation et le taux d'extinction, et réduisait l'amplitude des signaux électriques de commande nécessaires. La limitation imposée par les éléments RC localisés de l'électrode a ainsi pu être dépassée, permettant la réalisation de composants avec des bandes passantes dépassant les 40 GHz [48] [45]. Quant aux fenêtres de transmission susceptibles d'être générées, elles ont été réduites de 25 à moins de 4 ps, sans l'association d'aucune autre technique de compression de pulses optiques telles que celles citées dans les paragraphes précédents. Des études plus récentes ont également permis de caractériser avec précision la dépendance des EAMs en fonction de la température et de la puissance optique en entrée du composant [49] [62]. Une autre amélioration a été ensuite apportée au modèle TW-EAM. Ce nouveau modèle, appelé EAM à ondes stationnaire (Standing wave EAM) se distingue du TW EAM par une terminaison en circuit ouvert de l'électrode au lieu du 50 Ω utilisé dans le TW EAM, et une la longueur de l'électrode différente [57]. Ce dernier modèle a permis de réduire l'amplitude de la tension de commande, avec des performances égales en termes de taux d'extinction, de largeur de la fenêtre générée, ainsi que de bande passante, en plus de plus faibles pertes d'insertion.

III.3.3.4 *Performances*

Des expériences de systèmes de transmission en OTDM, utilisant des EAM ont démontré l'efficacité d'un tel composant dans la réalisation de systèmes de démultiplexage temporel. Ainsi, un système OTDM à 8×10 Gb/s a été démontré, en utilisant uniquement des EAMs, pour la génération du train de pulses optiques, ainsi que le démultiplexage [58]. Ce système a permis la transmission des données de tous les utilisateurs avec des taux d'erreur binaire inférieurs à 10^{-10} .

La faisabilité d'un autre système de transmission en OTDM entièrement basé sur l'utilisation d'EAMs a été prouvée, pour une transmission à 4×30 Gb/s. Le démultiplexage des pulses de données dans ce système, dont la largeur était inférieure à 10 ps (8,3 ps), a pu être réalisé en utilisant un composant constitué de deux TW-EAMs montés en cascades, intégrés sur la même puce. Des taux d'erreurs binaires de 10^{-12} ont pu être obtenus dans cette expérience [59].

Le passage au modèle SW-EAM a permis de repousser encore la limite des débits atteints en utilisant les EAMs comme composants de base de la partie démultiplexage. Ainsi, le démultiplexage d'un signal de données, de 160 Gb/s vers 10 Gb/s a pu être réalisé en utilisant un SW-EAM [60]. La fenêtre de transmission permettant le démultiplexage avait pour largeur 5 ps, et a été obtenue en commandant le SW-EAM avec une sinusoïde de fréquence 40 GHz et d'amplitude $6 V_{pp}$, ce qui est un niveau inférieure aux amplitudes habituelles de commande des EAMs, qui sont de l'ordre de $10 V_{pp}$.

III.3.3.5 *Triple fonctionnalité*

Dans un système de transmission OTDM réel, il est nécessaire de récupérer le débit binaire d'un utilisateur, puis de générer un signal d'horloge qui permet la synchronisation entre le signal de données et le système de démultiplexage, afin de réaliser cette fonction de façon efficace.

Hormis la possibilité d'extraction des données d'un utilisateur à partir du train de données multiplexées avec un EAM, les deux fonctions de récupération d'horloge du signal de données, ainsi que la génération d'un signal d'horloge optique ont pu être réalisées en utilisant un EAM [66] [65]. Ces fonctions ont pu être réalisées également dans des systèmes de transmission à 160 Gb/s [52] [61]. Le signal optique d'horloge est généré à une longueur d'onde λ_2 différente de celle des données, par injection d'un signal optique continue en entrée de l'EAM avec le signal de données.

Il est donc possible de concevoir un système réel de démultiplexage en OTDM, en utilisant uniquement des EAMs, puisque ce composant permet de remplir toutes les fonctionnalités nécessaires dans le processus d'extraction des données d'un utilisateur dans un réseau de transmission optique.

III.3.3.6 *Composants commerciaux*

Les travaux de recherches menés sur le développement des EAM pour les différentes fonctionnalités citées ci-dessus, ont permis le développement de composants de laboratoires très performants. La technologie de développement des EAMs est désormais suffisamment mature, pour que des composants commerciaux existent déjà pour la réalisation de liens allant jusqu'à 40 Gb/s. Les modules commerciaux intégrant des diodes laser avec des EAM permettent de réaliser des transmissions atteignant les 10 Gb/s. Ils ont des bandes passantes entre 8 et 15 GHz [67] [68].

Les composants contenant uniquement des EAM, qui servent dans le démultiplexage en OTDM, offrent de meilleures performances [64] [63] [25]. Ces composants permettent la génération de fenêtres de transmission dont la largeur varie entre 80 et 17 ps. Leurs bandes

passantes sont également plus larges, allant jusqu'à 40 GHz. Ils disposent également de taux d'extinctions dépassant les 30 dB, pour des signaux électriques de commande d'amplitude inférieure à $6 V_{pp}$, et des pertes par insertion de moins de 8 dBm. Ces composants sont donc idéaux en tant que démultiplexeurs dans des systèmes de transmission à 40 Gb/s.

III.3.3.7 Démultiplexage par Modulateurs d'intensité Mach-Zehnder en cascade.

La technique de démultiplexage électrooptique basée sur l'utilisation d'un modulateur d'intensité consiste à cascader des modulateurs d'intensité de Mach-Zehnder en LiNbO_3 , chacun constituant un étage qui permet de diviser par deux le débit du signal en sortie de l'étage précédent, en sélectionnant la moitié des utilisateurs. Le dernier étage permet alors d'extraire les données du dernier canal sélectionné. La (Figure.I.27) montre un système de démultiplexage permettant d'extraire un canal parmi quatre, en utilisant 3 modulateurs électro-optiques montés en série. Le démultiplexage nécessite un signal d'horloge qui vient commander les 3 modulateurs par des signaux sinusoïdaux de fréquence égale au débit d'un seul utilisateur, et des amplitudes de $4V_\pi$, $2V_\pi$ et V_π respectivement. Cette technique, développée au début des années 1990 [39]-[41] [7], permet d'utiliser des composants commerciaux disponibles. Par contre, elle est limitée en performance par la réponse dynamique des modulateurs, et nécessite en plus des tensions de commande qui peuvent devenir importantes avec l'augmentation du nombre d'utilisateurs, puisque qu'il faut $\ln_2(N)$ modulateurs commandés par des signaux d'amplitudes allant de V_π à $2^{N-1} \times V_\pi$ pour extraire un utilisateur parmi N . (À titre d'exemple les modulateurs d'intensité commerciaux ont actuellement des V_π variant entre 4 à 12 V).

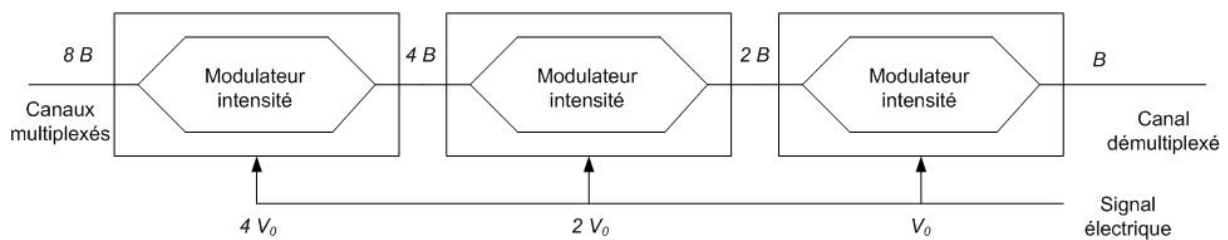


Figure.I.27 Schéma d'un système de démultiplexage utilisant des modulateurs d'intensité en cascade.

III.3.4 Comparaison et conclusion :

Un certain nombre de méthodes de démultiplexage dans les systèmes OTDM ont été présentées. Elles diffèrent selon le principe physique utilisé à chaque fois, la nature du signal de contrôle (optique ou électrique), ainsi que la complexité, la nature des matériaux utilisés.

Les systèmes de démultiplexage tout optique exploitent les caractéristiques non linéaires dans des milieux tels que les fibres ou les amplificateurs optiques à semi-conducteurs (SOA) pour la réalisation du démultiplexage. Ces techniques offrent des très hautes performances en termes de débits, puisque les recherches menées là-dessus ont prouvé la possibilité de les utiliser dans des systèmes de transmission à plus de 1 Tb/s.

Cependant, ces techniques présentent un certain nombre d'inconvénients et de difficultés. Leur conception reste relativement complexe, et implique l'utilisation de plusieurs composants autres que le dispositif de démultiplexage lui-même. Hormis l'encombrement causé par la fibre, la réalisation des dispositifs avec des composants fibrés souffre de problèmes d'instabilités dues aux variations de conditions thermiques et mécaniques externes. La solution pour ces contraintes passe par une stabilisation thermique du dispositif et l'utilisation de lignes à retard pour compenser les variations des chemins optiques. Les composants intégrés permettent de passer outre ces limitations, mais le débit de transmission

est alors figé par les paramètres de dimensionnement de chaque composant, et un seul débit binaire peut alors être utilisé pour un composant donné.

L'inconvénient majeur des systèmes de démultiplexage tout optiques restent néanmoins le besoin d'une source optique pulsée pour générer les trains de pulses de contrôle. Ces sources pulsées doivent être très performantes, car en plus de la condition de devoir générer des pulses de largeurs égales à celles des données utilisateur, leurs pulses doivent avoir une grande puissance crête (plus de 16 dBm) afin que le processus non linéaire dans les matériaux utilisés soit suffisamment efficace pour le démultiplexage. Ces sources doivent être également contrôlable par un signal externe, pour synchroniser les pulses de contrôle avec les données utilisateur qu'on souhaite extraire. La propagation des pulses de contrôles jusqu'en sortie des dispositifs de démultiplexage nécessite leur élimination pour garder uniquement le signal de données démultiplexées avant la détection. Cela passe par l'utilisation supplémentaire de filtres optiques, qui doivent être d'autant plus performants que les longueurs d'onde utilisés pour les signaux de contrôle sont proches de celles du signal de données.

Bien que conçus pour des performances plus modestes, l'EAM est un composant qui a prouvé son efficacité pour la réalisation de systèmes de démultiplexage en OTDM. Les systèmes utilisant les EAMs ne nécessitent pas d'autres composants, ce qui offre un avantage en termes de coût et d'encombrement. Le signal de contrôle, dans le cas d'une telle solution, peut être facilement obtenu grâce à des synthétiseurs. Ces mêmes signaux d'ailleurs peuvent servir d'horloge pour l'ensemble du système de transmission. Ce composant est donc un candidat intéressant pour la réalisation de la partie démultiplexage d'un système OTDM qui se voudrait bas coût, à des débits variant entre 10 et 40 Gb/s.

IV Conclusion du chapitre I

Ce chapitre a permis de présenter l'évolution des systèmes de transmission, les besoins qui ont menés à l'apparition des systèmes de transmission optiques, ainsi que les avantages apportés par ces derniers. L'ensemble des techniques de multiplexage utilisées dans les systèmes optiques ont été présentées, avec leurs caractéristiques, avantages et limitations.

L'OTDM est une technique de multiplexage temporel, née à l'origine pour les systèmes électriques sans fils et étendue au domaine optique. Grâce à des techniques de génération de pulses optiques, et de démultiplexage très évoluées, l'OTDM a permis la réalisation d'expériences de transmission à des débits très élevés, dépassant le Tb/s dans les laboratoires. Ces techniques restent cependant difficiles à mettre en œuvre. Les versions commerciales de la plupart d'entre elles sont coûteuses, et pas toujours disponibles.

Ce travail de thèse consiste à étudier et concevoir un système de transmission bas coût en OTDM, et suffisamment rapide.

Dans les chapitres qui vont suivre, nous allons étudier la possibilité de concevoir des solutions peu coûteuses qui permettront d'atteindre l'objectif de chacune des parties constituant une chaîne de transmission en OTDM.

La conception de chaque partie passera par une étude théorique, suivie de simulations permettant de justifier le choix de la solution, avant la validation expérimentale. L'évaluation finale de la qualité de transmission du système se fera grâce à la mesure du taux d'erreur binaire (BER).

Nous proposerons une solution simple pour générer le train de pulses optiques nécessaire au système de transmission étudié. Le démultiplexage sera réalisé grâce à l'utilisation d'un EAM. Ce composant présente en effet de nombreux avantages, et semble être le mieux adapté aux performances visées par le système conçu. Le système permettra la transmission des données de 4 utilisateurs, pour un débit global de 10 Gb/s.

V Bibliographie

- [1] Y. K. Chen, C. J. Hu, C. C. Lee, K. M. Feng, M. K. Lu, C. H. Chung, Y. K. Tu, and S. L. Tzeng, “Low-crosstalk and compact optical add-drop multiplexer using a multiport circulator and fiber Bragg gratings,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 12, pp. 1394–1395, 2000.
- [2] Govind P. Agrawal, “Fiber-optic communication systems,” 3^{ème} édition, *WILEY-INTERSCIENCE*, 2002.
- [3] M. K. Smit and C. van Dam, “PHASAR-based WDM-devices: Principles, design and applications,” *IEEE J. Sel. Topics Quantum Electron.*, vol. 2, pp. 236–250, 1996.
- [4] S. Kim, K. Yu, and N. Park, “A new family of space/wavelength/time spread three-dimensional optical code for OCDMA networks,” *J. Lightwave Technol.*, vol. 18, pp. 502–511, 2000.
- [5] P. R. Prucnal, M. Santoro, and F. Tan, “Spread spectrum fiber-optic local area network using optical processing,” *J. Lightwave Technol.*, vol. 4, pp. 547–554 1986.
- [6] T. Yamamoto, E. Yoshida, and M. Nakazawa, “Ultrafast nonlinear optical loop mirror for demultiplexing 640 Gbit/s TDM signals,” *Electron. Lett.*, vol. 34, pp. 1013–1014, 1998.
- [7] E. Bodtker and J. E. Bowers, “Techniques for optical demultiplexing in high bit rate communication systems,” *J. Lightwave Technol.*, vol. 13, pp. 1809–1810, 1995.
- [8] S. Kawanishi, K. Okamoto, M. Ishii, O. Kamatani, H. Takara, and K. Uchiyama, “All-optical time division multiplexing of 100 Gbit/s signal based on four-wave mixing in a travelling-wave semiconductor laser amplifier,” *Electron. Lett.*, vol. 33, pp. 976–977, 1997.
- [9] Bahaa, E. A Saleh, Malvin Carl Teich, “Fundamentals of Photonics”, *WILEY-INTERSCIENCE*, 1991.
- [10] K. I. Kang, T. G. Chang, I. Glesk, and P. R. Prucnal, “Comparison of Sagnac and Mach–Zehnder ultrafast all-optical interferometric switches based on a semiconductor resonant optical nonlinearity,” *Applied Optics*, Vol. 35, No. 3, 1996.
- [11] S. Nakamura, Y. Ueno, K. Tajima, J. Sasaki, T. Sugimoto, T. Kato, T. Shimoda, M. Itoh, H. Hatakeyama, T. Tamanuki, and T. Sasaki, “Demultiplexing of 168-Gb/s Data Pulses with a Hybrid-Integrated Symmetric Mach–Zehnder All-Optical Switch,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 12, no. 4, april 2000.
- [12] Satoki Kawanishi, “Ultrahigh-Speed Optical Time-Division-Multiplexed Transmission Technology Based on Optical Signal Processing,” *IEEE J. Quantum Electron.*, 1998, vol.4, n° 11, pp. 2064-2079.
- [13] A. Takada, T. Sugie, and M. Saruwatari, “High-speed picosecond optical compression from gain-switched 1.3 μm distributed feedback (DFB) LD through highly dispersive single-mode fiber,” *J. Lightwave Technol.*, vol. LT-5, pp. 1525–1533, 1987.
- [14] M. Nakazawa, K. Suzuki, and E. Yamada, “Femtosecond optical pulse generation using a distributed-feedback laser diode,” *Electron. Lett.*, vol. 26, pp. 2038–2040, 1990.
- [15] R. P. Davey, K. Smith, R. Wyatt, D. L. Williams, M. J. Holmes, D. M. Pataca, M. L. Rocha, and P. Gunning, “Subpicosecond pulse generation from a 1.3 μm DFB laser gain-switched at 1 GHz,” *Electron. Lett.*, vol. 32, pp. 349–351, 1996.
- [16] M. Miyamoto, M. Tsuchiya, H.-F. Liu, and T. Kamiya, “Generation of ultrafast (~ 65 fs) pulses from 1.55 μm gain-switched distributed feedback (DFB) laser with soliton compression by dispersion arrangements,” *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. 35, pp. L1330–L1332, 1996.

- [17] R. P. Davey, K. Smith, R. Wyatt, D. L. Williams, M. J. Holmes, D. M. Pataca, M. L. Rocha, and P. Gunning, "Subpicosecond pulse generation from a 1.3 μm DFB laser gain-switched at 1 GHz," *Electron. Lett.*, vol. 32, pp. 349–351, 1996.
- [18] R. S. Tucker, U. Koren, G. Raybon, C. A. Burrus, B. I. Miller, T. L. Koch, and G. Eisenstein, "40 GHz active mode-locking in a 1.5 μm monolithic extended-cavity laser," *Electron. Lett.*, vol. 25, pp. 621–622, 1989
- [19] J. E. Bowers, P. A. Morton, A. Mar, and S. W. Corzine, "Actively mode-locked semiconductor lasers," *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 25, pp. 1426–1439, 1989.
- [20] X. Wang, H. Yokoyama, and T. Shimizu, "Synchronized harmonic frequency mode-locking with laser diodes through optical pulse train injection," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 8, pp. 617–619, 1996.
- [21] A. E. Seigman, "Lasers," *University Science Books*, Mill Valley, CA, 1986.
- [22] M. Suzuki, H. Tanaka, N. Edagawa, K. Utaka, and Y. Matsushima, "Transform-limited optical pulse generation up to 20-GHz repetition rate by a sinusoidally driven InGaAsP electroabsorption modulator," *J. Lightwave Technol.*, vol. 11, pp. 468–473, 1993.
- [23] D. G. Moodie, A. D. Ellis, and C. W. Ford, "Generation of 6.3 ps optical pulses at a 10 GHz repetition rate using a packaged electroabsorption modulator and dispersion compensating fiber," *Electron. Lett.*, vol. 30, pp. 1700–1701, 1994.
- [24] M. Eiselt, W. Pieper, and H. G. Weber, "All-optical high speed demultiplexing with a semiconductor laser amplifier in a loop mirror configuration," *Electron. Lett.*, vol. 29, pp. 1167–1168, 1993.
- [25] www.mitsubishichips.com
- [26] H. Takara, S. Kawanishi, and M. Saruwatari, "20 GHz transform-limited optical pulse generation and bit-error-free operation using a tunable, actively modelocked Er-doped fibre ring laser," *Electron. Lett.*, vol. 29, pp. 1149–1150, 1993.
- [27] J. Zyskind and R. Berry, "in Optical Networks; A Practical Perspective," 2nd ed., *Morgan Kaufmann Publishers*, San Francisco, 2002.
- [28] K. Suzuki, K. Iwatsuki, S. Nishi, M. Saruwatari, K. Sato, and K. Wakita, "2.5 ps soliton pulse generation at 15 GHz with monolithically integrated MQW-DFB-LD/MQW-EA modulator and dispersion decreasing fibre," in Tech. Dig. Optical Amplifiers and their Applications, OSA Tech. Dig. Series 14. *Washington, DC: Opt. Soc. America*, 1993, p. 314
- [29] Y. K. Chen, M. C. Wu, T. Tanbun-Ek, R. A. Logan, and M. A. Chin, "Subpicosecond monolithic colliding-pulse mode-locked multiple quantum-well lasers," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 58, pp. 1253–1258, 1991.
- [30] A. Takada, K. Sato, M. Saruwatari, and M. Yamamoto, "Pulse width tunable subpicosecond pulse generation from an actively modelocked monolithic MQW laser/MQW electroabsorption modulator," *Electron. Lett.*, vol. 30, pp. 898–900, 1994.
- [31] Harry J. R. Dutton, "Understanding Optical Communications," *First Edition, International Technical Support Organization*, September 1998.
- [32] <http://www.photonics.com/dictionary/>
- [33] M. Eiselt, "Ring-Interferometer mit Halbleiterlaserverstärker: Grundlagen und Anwendungen," PhD thesis, Technische Universität Berlin, Germany, 1994
- [34] K. Suzuki, K. Iwatsuki, S. Nishi, M. Saruwatari, "Error-Free Demultiplexing of 160 Gbit/s Pulse Using Optical Loop Mirror Including Semiconductor Laser Amplifier," *Electron. Lett.*, vol. 30, pp. 1501-1503, 1994.
- [35] I. Glesk, J.P. Sokoloff, P.R. Prucnal, "Demonstration of All-Optical Demultiplexing of TDM Data at 250 Gbit/s," *Electron. Lett.*, vol. 30, pp. 339-341, 1994.
- [36] T. Morioka, H. Takara, S. Kawanishi, K. Uchiyama, M Saruwatari, "Polarisation-Independent All-Optical Demultiplexing up to 200 Gbit/s Using Four-Wave Mixing in a Semiconductor Laser Amplifier," *Electron. Lett.*, 32, pp. 840-842, 1996.

- [37] I. Ogura, H. Kurita, Y. Hashimoto, T. Shimizu, H. Yokoyama, "Demonstration of All-Optical Clock Recovery and Demultiplexing With a Simple-Geometry Utilizing Mode-Locked Laser Diodes," *Proc. IOOC/ECOC'97* 2, pp. 77-80, 1997.
- [38] H. Yokoyama, Y. Hashimoto, H. Kurita and I. Ogura, "Two-stage All-optical Subharmonic Clock Recovery using Modelocked Semiconductor Laser," *Electron. Lett.*, vol. 36, pp. 1577-1578, 2000.
- [39] G. E. Wickens, D. M. Spirit, L. C. Blank, "20 Gbit/s, 205km Optical Time Division Multiplexed Transmission System," *Electron. Lett.*, vol. 27, pp. 973-974, 1991.
- [40] G. E. Wickens, D. M. Spirit, L. C. Blank "Nonlinear Transmission of 20 Gb/s Optical Time-Division-Multiplexed Data, Over 205km of Dispersion Shifted Fibre," *Electron. Lett.*, vol. 28, pp. 117-118, 1992.
- [41] A. D. Ellis, T. Widdowson, X. Shan, G. E. Wickens and D. M. Spirit, "Transmission of a True Single Polarisation 40Gbit/s Soliton Data Signal Over 205 km Using a Stabilised Erbium Fibre Ring Laser and 40GHz Electronic Timing Recovery," *Electron. Lett.*, vol. 29, pp. 990-991, 1993.
- [42] A Stöhr, K. Kitayama, and D Jäger, "Error Free Full Duplex Optical WDM-FDM Transmission using an EA-transceiver," *International Topical Meeting on Microwave Photonics MWP'98*, Princeton, October 1998.
- [43] A Stöhr, K. Kitayama, and D Jäger, "Full-Duplex Fiber-Optic RF Subcarrier Transmission using a Dual-Function Modulator/Photodetector," *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 7, July 1999.
- [44] O. Humbach, A. Stöhr, U. Auer, E. C. Larkins, J.D. Ralston, and D Jäger, "Strained-Layer Multiple Quantum Well InGaAs/GaAs Waveguide Modulators Operating at 1 μm ," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 5, no. 1, January 1993.
- [45] Sheng Z. Zhang, Yi-Jen Chiu, Patrick Abraham, and John E. Bowers, "25-GHz Polarization-Insensitive Electroabsorption Modulators with Traveling-Wave Electrodes," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 11, no. 2, pp. 191-193, February 1999.
- [46] K. Kawano, M. Kohtoku, M. Ueki, T. Ito, S. Kondoh, Y. Noguchi, and Y. Hasumi, "Polarization-Insensitive Traveling-Wave Electrode Electroabsorption (TW-EA) Modulator with Bandwidth Over 50 GHz and Driving Voltage less than 2 V," *Electron. Lett.*, vol. 33, pp. 1580-1581, 1997.
- [47] K. Giboney, M. Rodwell, and J. Bowers, "Traveling-Wave Photodetector Theory," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 45, pp. 1310-1319, 1997.
- [48] Yi-Jen Chiu, Hsu-Feng Chou, Volkan Kaman, Patrick Abraham, and John E. Bowers, "High Extinction Ratio And Saturation Power Traveling-Wave Electrode Electroabsorption Modulator," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 14, no. 6, pp. 792-794, June 2002.
- [49] Jongin Shim, Bin Liu and John E. Bowers, "Dependence of Transmission Curves on Input Optical Power in an Electroabsorption Modulator," *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 40, no. 11, pp. 1655-1628, November 2005.
- [50] P. T. Tang, L. C. Ong, B. Luo, A. Alphonse and M. Fujise, "Transmission of Multiple Wireless Standards over a Radio-over-Fiber Network," *2004 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Fort Texas, June 2004.
- [51] N. EL Dahdah, J. Decobert, A. Shen, S. Bouchoule, C. Kazmierski, G. Aubin, B.-E. Benkelfat, and A. Ramdane, "New Design of InGaAs/ InGaAlAs MQW Electroabsorption Modulator for High-Speed All-Optical Wavelength Conversion," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 16, no. 10, pp. 2302-2304, October 2004.
- [52] J. P. Tukiewicz, E. Tangdionga, G. Lehmann, H. Rohde, W. R. Zhou, E. S. R. Sikora, A. Lord, D. B. Payne, G.-D. Khoe, and H. de Waardt, "160-Gb/s Networking Using Deployed Fiber," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 23, no. 1, pp. 225-235, January 2005.

- [53] S. Kim, K. Yu, and N. Park, "A new family of space/wavelength/time spread three-dimensional optical code for OCDMA networks," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 18, pp. 502-235, January 2005.
- [54] M. Suzuki, H. Tanaka, K. Utaka, N. Edagawa, and Y. Matsushima "Transform Limited 14 ps Generation with 15 GHz Repetition Rate by InGaAsP Electroabsorption Modulator," *Electron. Lett.*, vol. 28, pp. 1007-1008, 1992.
- [55] M. Suzuki, H. Tanaka, and H. Akiba, "High-speed Characteristics at High Input Optical Power of GaInAsP Electroabsorption Modulator," *Electron. Lett.*, vol. 24, pp. 1272-1273, 1988.
- [56] Osamu Mitomi, Shunji Nojima, Isamu Kotaka, Koichi Wakita, Kenji Kawano, and Mitsuru Naganuma, "Chirping Characteristic and Frequency Response of MQW Optical Intensity Modulator," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 10, no. 1, pp. 225-235, January 1992.
- [57] Hsu-Feng Chou, Yi-Jen Chiu, John E. Bowers, Lavanya Rau, Suresh Rangarajan, and Daniel J. Blumenthal, "Standing-wave Enhanced Electroabsorption Modulator for 80 Gb/s to 10 Gb/s OTDM Demultiplexing," *28th European Conference on Optical Communication, ECOC 2002*, vol. 3, Issue 8, pp. 1-2, September 2002.
- [58] D.D. Marcenac, A.D. Ellis and D.G. Moodie, "80Gbit/s OTDM using electroabsorption modulators," *Electron. Lett.* Vol. 34, pp. 101-103, 1998.
- [59] V. Kaman and J.E. Bowers, "120 Gbit/s OTDM system using electroabsorption transmitter and demultiplexer operating at 30GHz," *Electron. Lett.*, vol. 36, pp. 1477-1479, 2000.
- [60] Hsu-Feng Chou, Zhaoyang Hu, John E. Bowers, Daniel J. Blumenthal, Kohsuke Ishimura, Ryo Inohara, and Masashi Usami, "Simultaneous 160-Gb/s Demultiplexing and Clock Recovery by Utilizing Microwave Harmonic Frequencies in a Traveling-Wave Electroabsorption Modulator," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 16, no. 2, pp. 608-610, February 2004.
- [61] Hsu-Feng Chou, Yi-Jen Chiu, Wei Wang, John E. Bowers, and Daniel J. Blumenthal, "Compact 160 Gb/s Demultiplexer Using a Single-Stage Electrically Gated Electroabsorption Modulator," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 15, no. 10, pp. 1458-1460, October 2003.
- [62] Luca Billia, Jintian Zhu, Tirumala Ranganath, David P. Bour, Scott W. Corzine and Gloria E. Höfler, "40 Gb/s EA Modulators With Wide Temperature Operation and Negative Chirp," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 17, no. 1, pp. 49-51, January 2005.
- [63] www.oki-europe.de
- [64] www.ciphotonics.com
- [65] Volkan Kaman, Adrian J. Keating, Sheng Z. Zhang, and John E. Bowers, "Simultaneous OTDM Demultiplexing and Detection Using an Electroabsorption Modulator," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 12, no. 6, pp. 711-713, June 2000.
- [66] I. D. Phillips, A. Gloag, D. G. Moodie, N. J. Doran, I. Bennion, and A. D. Ellis, "Drop and Insert Multiplexing with Simultaneous Clock Recovery Using an Electroabsorption Modulator," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 10, no. 2, pp. 291-293, February 1998.
- [67] www.avanex.com
- [68] www.ee.nec.de

Chapitre II

SYSTEME DE MULTIPLEXAGE A 4×2.5 GB/S.

Sommaire

I	Introduction	36
II	Outils de simulation et de test	36
III	Simulation du système de multiplexage temporel	44
IV	Système expérimental de multiplexage à 2 utilisateurs	53
V	Comparaison des performances composant/ système avec deux sources optiques.	68
VI	Amélioration des performances du système	75
VII	Conclusion du chapitre II	86
VIII	Bibliographie	87

I Introduction

Ce chapitre propose une étude de la partie multiplexage du système de transmission que nous étudierons ici. Une solution simple et bas coût permet de générer le train d'impulsions nécessaire au système de multiplexage à 4×2.5 Gb/s, pour transmettre les données de 4 utilisateurs.

Ce chapitre sera décliné en cinq parties.

La première sera consacrée à la description du simulateur système COMSIS, ainsi que des outils de test du système de multiplexage.

La seconde abordera la simulation du système décrit. Cette simulation se fera en plusieurs étapes, dont chacune introduira de nouveaux éléments qui rendront le système simulé le plus proche possible de la réalité.

La réalisation expérimentale du système de multiplexage sera abordée dans la troisième partie. On y exposera les résultats obtenus avec deux sources optiques différentes, ainsi que les contraintes liées à l'utilisation de chacune d'entre elles.

La quatrième partie va permettre de corrélérer les performances du système, obtenues dans la partie précédente, aux caractéristiques de bruit des deux sources étudiées.

Enfin, la dernière partie apportera une dernière amélioration au système de multiplexage, à travers l'exploitation du principe de fonctionnement des modulateurs d'intensité du système en mode Dual Drive.

II Outils de simulation et de test

II.1 Outils de simulation COMSIS

Face à la complexité croissante des architectures et systèmes développés, les outils de simulation ont acquis un rôle important. Ils sont de plus en plus utilisés afin d'optimiser les paramètres qui interviennent dans la réalisation d'un système. Ils permettent d'obtenir une prévision des résultats attendus expérimentalement. Ils permettent désormais également d'utiliser lors d'une simulation, des éléments expérimentaux tels que des signaux relevés avec des appareils de mesure ou encore des courbes caractéristiques de composants réels. Cette partie décrit l'outil de simulation système qu'on va utiliser COMSIS [1] – [3].

II.1.1 Présentation du logiciel

COMSIS est un logiciel de simulation système développé par la société IPSIS, qui permet de modéliser, simuler, et analyser des modules allant du simple dispositif au système complet.

Toutes les fonctions d'éditations et de traitements sous COMSIS s'articulent autour de l'éditeur de schéma-bloc (Figure.II.1).

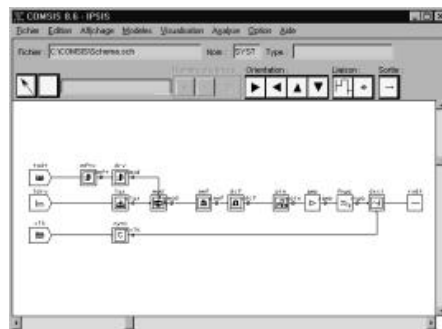


Figure.II.1 : L'éditeur de schéma-bloc de COMSIS

La définition des paramètres des blocs se fait par attribution de valeurs numériques ou par paramètres formels. Il est également nécessaire d'insérer des variables intermédiaires aux entrées et sorties des opérateurs. On peut ainsi accéder aux signaux en chaque point du schéma.

L'ensemble des blocs utilisés dans un schéma de simulation est regroupé dans des bibliothèques, classées par thème. Nous avons travaillé avec la version 8.7.7.

II.1.2 La simulation

La simulation d'un système sous COMSIS se passe en 3 phases : la modélisation du système, suivie d'une analyse de la liaison, et enfin la simulation proprement dite.

II.1.2.1 La modélisation du système

Le système de transmission est constitué d'une cascade de modules caractérisés par une grandeur de sortie dépendant de grandeurs d'entrée. Ces modules opèrent sur des *signaux utiles*, contenant l'information à transmettre. La façon selon laquelle ces dispositifs opèrent sur les signaux utiles, quant à elle, dépend *des signaux de contrôle ou de commande*, qui sont inhérents aux différents modules

COMSIS propose de traiter 3 types de systèmes : continus, discrets et échantillonnés. La nature réelle des signaux traités implique l'utilisation des systèmes continus.

Les résultats de simulation

COMSIS propose plusieurs types d'analyses, afin de déterminer les caractéristiques d'un composant isolé, ou encore d'évaluer les performances d'une liaison entière.

II.1.2.2 Les différentes analyses

Les différentes analyses sont présentes sous le menu Analyse de l'éditeur de schéma-bloc.

- **L'analyse statique** : permet de déterminer certaines courbes caractéristiques de dispositifs de la bibliothèque des composants.
- **L'analyse de stabilité** : permet de calculer la réponse en fréquence et les marges de stabilité d'un système, à partir de la représentation en diagrammes de Bode, Black et Nyquist.
- **L'analyse de transfert de boucle** : permet d'obtenir les mêmes résultats que l'Analyse de stabilité mais pour des systèmes en boucles (asservissement).
- **La réponse fréquentielle** : permet de calculer la réponse fréquentielle d'un opérateur de filtrage. La réponse fréquentielle est alors affichée en amplitude et en phase.
- **La simulation temporelle** : permet de déterminer la réponse de tout un système à des signaux dans le domaine temporel. Cette dernière catégorie de simulation sera la principale utilisée dans ce travail, car on cherchera à évaluer le comportement de notre système de multiplexage vis à vis de signaux externes (données) représentés dans le temps.

A l'issue de la simulation temporelle, la fenêtre d'Évaluation des Performances propose différents traitements sur les variables simulées. Ils sont examinés dans le paragraphe suivant.

II.1.2.3 La visualisation et le traitement des résultats

Suite à la simulation, COMSIS permet d'afficher plusieurs types de résultats, tels que l'Affichage temporel direct, le bilan de puissance, le facteur Q... (Figure.II.2).

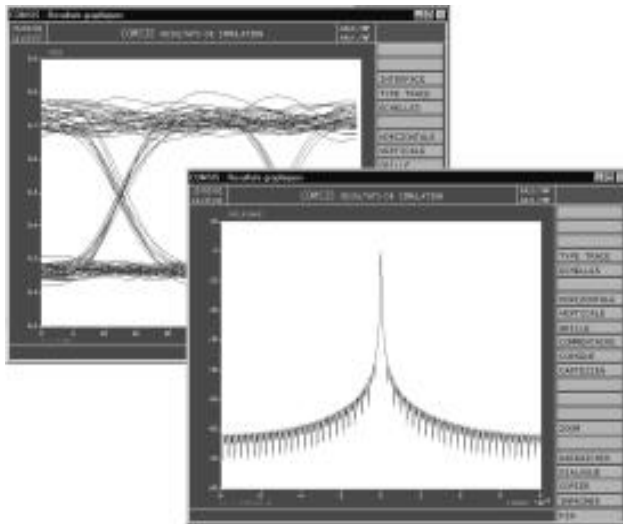


Figure.II.2 : Fenêtre graphique de visualisation des résultats sous COMSIS.

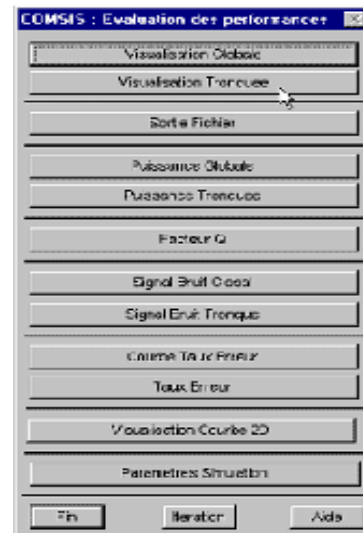


Figure.II.3 : Fenêtre d'évaluation des performances.

La simulation temporelle permet d'exploiter les résultats en proposant un certain nombre de possibilités, listées dans la fenêtre d'Évaluation des Performances (Figure.II.3).

- **Visualisation des résultats de simulation**

Plusieurs types de pré-traitements sur les variables sont possibles, avant de les afficher :

a. La réponse temporelle : Cette commande permet d'observer directement les variables simulées, sans pré-traitement. L'abscisse des courbes est constituée d'une base de temps.

b. Les fonctions de corrélation : permettent de calculer la fonction d'autocorrélation d'un signal et la fonction d'intercorrélation de deux signaux. COMSIS [4], [5].

c. Le diagramme de l'œil : le diagramme de l'oeil est obtenu en utilisant une variable d'horloge de synchronisation, pour générer la base de temps appropriée. Des mesures sont alors possibles, telles que l'ouverture horizontale, verticale, taux d'extinction, facteur Q...

d. Le diagramme vectoriel ou trajectoire : en combinant l'amplitude et la phase des données numériques, on obtient ce diagramme, qui est en fait la représentation de la composante en quadrature en fonction de la composante en phase du signal modulé.

e. La vue tridimensionnelle : permet de visualiser l'évolution des composantes en phase et en quadrature, d'un signal en fonction du temps.

f. Le diagramme de constellation : l'échantillonnage des données du diagramme vectoriel d'un signal aboutit au diagramme de constellation. COMSIS permet de faire des mesures identiques à celles réalisées par l'analyseur de constellation de la société Hewlett-Packard [6].

g. La transformée de Fourier : La transformée de Fourier étant complexe, COMSIS édite, dans deux cadres différents, la partie réelle et la partie imaginaire [7].

h. La densité spectrale de puissance : elle permet d'avoir une idée sur la largeur de bande nécessaire pour transmettre un signal. Elle est définie pour un processus stationnaire, comme la transformée de Fourier de la fonction d'autocorrélation. Les signaux représentés en enveloppe complexe sont traités avec la méthode des périodogrammes modifiés [7] - [9].

i. La puissance instantanée : ce pré-traitement permet de visualiser la variation de la puissance instantanée d'un signal en fonction du temps.

j. L'histogramme : ce pré-traitement permet de visualiser la distribution des échantillons d'une variable. Cette fonction est particulièrement adaptée à l'analyse de distributions des valeurs prises par la variable sur laquelle s'effectue la décision.

k. La fonction de distribution cumulative : l'échelle des ordonnées est une échelle logarithmique représentant une probabilité en pourcentage. L'échelle des abscisses est une échelle en décibel (dB) considérant l'offset par rapport à la puissance moyenne du signal.

- **Sauvegarde des résultats de simulation**

Chaque variable simulée peut être stockée dans un fichier binaire. Les résultats de simulation sauvegardés peuvent alors être ré-exploités par COMSIS ou une autre application.

II.2 Outil de test : le Parallel Bit Error Rate Tester (ParBERT)

II.2.1 Introduction

Le Agilent ParBERT 8150 est un outil de test modulaire pour les liaisons électriques / optiques à des débits atteignant allant de 675 Mb/s à 45 Gb/s. Il est composé de modules de génération de séquences de données, mais aussi d'analyse des séquences transmises par le système étudié. Ces séquences peuvent être de type pseudo-aléatoires (PRBS) ou définies par l'utilisateur. C'est un outil de test idéal pour les systèmes de multiplexage / démultiplexage, ou encore de systèmes 10 Gb Ethernet. La partie Hardware est contrôlée, via un ordinateur, avec le logiciel accompagnant. Ce dernier permet de définir l'ensemble des signaux générés par les modules générateurs, mais aussi les procédures de mesures de la qualité de la transmission au niveau des modules d'analyse (mesure du Taux d'Erreur Binaire) [10].

Nous disposons de deux modules de génération, ainsi que de deux modules d'analyse. Chacun étant associé à un module d'horloge centrale, comme résumé le tableau.II.1. Dans la première étape de système de transmission, qui est le multiplexage, seul le module Générateur du ParBERT sera utilisé. Nous en faisons donc la description dans ce qui suit.

Module	Type	Débit maximal (Gb/s)
Agilent E4809A	Horloge centrale	13.5
Agilent N4872A	Générateur	13.5
Agilent N4873A	Analyseur	13.5
Agilent E4808A	Horloge centrale	3.35
Agilent E4862B	Générateur	3.35
Agilent N4863B	Analyseur	3.35

Tableau.II.1 : Modules disponibles à la plateforme PLATEST pour l'Agilent ParBERT 8150.

II.2.2 Module générateur à 13.5 Gb/s.

II.2.2.1 Module d'horloge centrale E4809A.

Ce module contient un séquenceur qui permet de déterminer la façon de générer un signal d'horloge, selon l'un des modes suivants :

- Single : génération une seule fois de la séquence de données définie.
- Looped : génération un certain nombre de fois déterminé de la séquence de données.
- Infinitely : génération continue et infinie de la séquence de données.
- Event handling : la génération est contrôlée par la réception d'un signal externe.
- Synchronisation : la séquence est générée à la réception d'un signal d'horloge externe.

La Figure.II.4 représente le module d'horloge centrale E4809A. Les connectiques sur ce module se divisent en deux types :

- **Connectiques de sortie :**

a. System Clock Outputs : génère le signal d'horloge envoyé au module de données **N4872A**. Les fréquences d'horloges varient entre 20.834 MHz et 13.5 GHz.

b. Trigger Output : génère un signal TTL, utile pour synchroniser un système extérieur tel que l'oscilloscope à échantillonnage afin de visualiser correctement les signaux.

- **Connectiques d'entrée**

a. Clock Input : permet de synchroniser le module à un signal externe, selon 2 modes :

⇒ Direct clock mode : le signal externe est directement amené à la sortie GigaClock.

⇒ Indirect clock mode : une boucle à verrouillage de phase (PLL) est utilisée pour générer le signal d'horloge du module, en multipliant la fréquence du signal externe.

b. Start Input : On génère les données dès qu'un signal externe est injecté sur cette entrée.

c. Reference Input : permet de générer le signal d'horloge en synchronisation avec une horloge externe à 10 MHz. Ce genre d'horloge existe sur les synthétiseurs de fréquences.

II.2.2.2 Module de génération de séquences de données N4872A.

Ce module génère des séquences de données à un débit entre 620 MHz et 13.5 GHz. Les séquences générées peuvent être de type PRBS ou bien définies par l'utilisateur. La Figure.II.5 représente le module de générateur de séquence à 13.5 Gb/s **N4872A**.

L'entrée Sys Clk IN reçoit le signal d'horloge émis par le module **E4809A**. La sortie CLK. Les deux sorties OUT et OUT génèrent deux séquences de données complémentaires, entre lesquelles on peut introduire un retard variable grâce à l'entrée DELAY CTRL. Toutes les connectiques ont une impédance d'entrée (ou de sortie) de 50 Ohm [10].

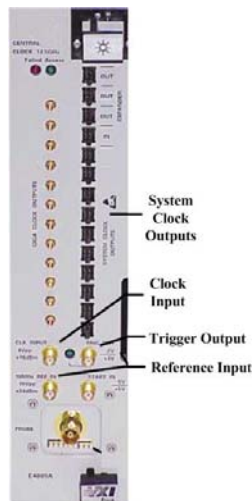


Figure.II.4 : Module d'horloge centrale E4809A à 13.5 Gb/s.



Figure.II.5 : Module de génération de données à 13.5 Gb/s N4872A.

II.2.3 Module générateur à 3.35 Gb/s.

II.2.3.1 Module d'horloge centrale E4808A.

Le séquenceur de ce module permet de générer le signal d'horloge sur le même modèle que le module à 13.5 Gb/s. La Figure.II.6 représente le module d'horloge centrale **E4808A**

Ce module a des connectiques qui remplissent les mêmes rôles que celles à 13.5 Gb/s :

- **Connectiques de sortie**

a. System Clock Outputs : génère l'horloge qui synchronise les séquences de données.

b. Trigger Output : génère un signal TTL à une fréquence maximale de 675 MHz.

- **Connectiques d'entrée**

- a. Clock / ref. input : cette connectique sert à synchroniser le module sur un autre signal d'horloge externe.
- b. External Input : a un rôle similaire à celui de Start Input du module 13.5 Gb/s.

II.2.3.2 Module de génération de séquences de données E4862B.

Le module **E4862B** fonctionne selon le même principe que le module à 13.5 Gb/s, à des débits entre 20.834 MHz et 3.35 GHz. Ce module contient 4 canaux de sortie qui permettent de générer 4 séquences de données indépendantes. Chacune possède une sortie OUT et $\overline{\text{OUT}}$.

La Figure.II.7 représente le module de générateur de séquence à 3.35 Gb/s **E4862B**.

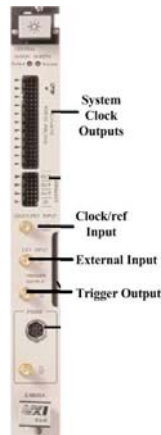


Figure.II.6 : Module d'horloge centrale E4808A à 3.35 Gb/s.

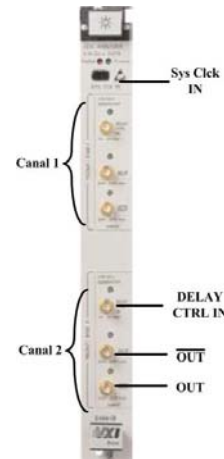


Figure.II.7 : Module de génération de séquences à 3.35 Gb/s E4862B.

Il est également possible d'introduire un retard variable entre les deux sorties OUT et $\overline{\text{OUT}}$ en injectant un signal électrique dans l'entrée DELAY CTRL IN. Les connectiques ont une impédance d'entrée (ou de sortie) de 50 Ohm [10].

II.3 Critères de qualité

La transmission réelle d'un signal diffère de la transmission idéale, du fait des défauts des modules d'émission et de réception, ainsi que des perturbations introduites par le canal de propagation. En réalité, du bruit se superpose au signal lors de sa propagation et le déforme.

Dans le cas d'une information numérique (comme c'est le cas dans cette étude), le bloc de réception prend des décisions, à partir du signal reçu, pour reconstituer une suite de données binaires, en assignant à chaque pulse optique détecté un bit 0 si le niveau du pulse est en dessous d'un seuil défini, ou un bit 1 dans le cas inverse. Cependant, l'atténuation, la dispersion et les différents bruits que subit le signal entraînent des erreurs. L'élément déterminant de la qualité de la transmission devient alors le nombre d'erreurs existant dans le signal régénéré. Le critère de qualité utilisé au bout d'une liaison est le taux d'erreur binaire (TEB). Mais ce critère n'est mesurable qu'une fois que l'on a extrait les données propres d'un canal (utilisateur), donc seulement en sortie du système de démultiplexage.

Cela dit, on peut mesurer les performances des transmissions en sortie du système de multiplexage grâce à d'autres critères de qualité, ces critères ayant eux même un impact sur la valeur du TEB après démultiplexage. La mesure de ces critères permet d'avoir une première idée sur la qualité de la transmission, et de conclure quant à l'évolution ultérieure du TEB.

Parmi ces critères figure le facteur Q, qui est lié au rapport signal à bruit, ainsi que le taux d'extinction. Ces deux critères peuvent être mesurés sur un oscilloscope à échantillonnage, à partir du relevé du diagramme de l'œil du signal en sortie du système de multiplexage.

Nous disposons à la plateforme de test de l'oscilloscope numérique à échantillonnage **Agilent 86100B Infinium DCA**. Cet appareil constitue un outil de visualisation et de mesure de la qualité de transmission du signal numérique, puisqu'il permet de relever et d'analyser le diagramme de l'œil en sortie du système de multiplexage, et d'en extraire un certain nombre de facteurs significatifs, liés à la qualité de transmission [11] [12].

La construction du diagramme de l'œil se fait par superposition, dans une fenêtre temporelle, de l'ensemble des symboles binaires constituant la séquence de données binaires transmises. La Figure.II.8 montre un exemple du relevé du diagramme de l'œil obtenu pour 4 canaux multiplexés dans le temps, et affiché dans une fenêtre temporelle de 100 ps. Sur cet exemple, les données sont codées en RZ, et chaque canal a un time slot de 25 ps.

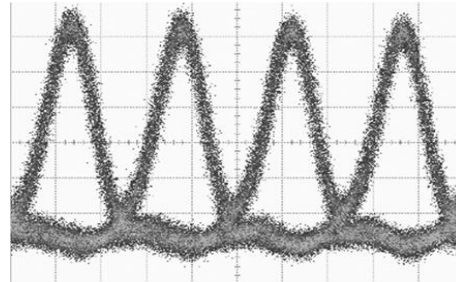


Figure.II.8 : Exemple de diagramme de l'œil.

À partir du relevé du diagramme de l'œil, l'oscilloscope détermine les niveaux de puissance correspondant aux niveaux logiques '1' et '0'. Ces niveaux sont déterminés en analysant l'histogramme des parties supérieure et inférieure de l'œil dans une fenêtre temporelle centrée au milieu de celui-ci. Dans le cas du codage en RZ, la fenêtre correspond à 5% de la largeur de l'œil (Figure.II.9). On mesure par conséquent la puissance accumulée pour le niveau '1' ainsi que pour le niveau '0' dans un même laps de temps.

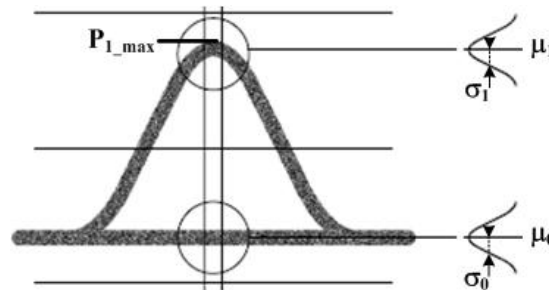


Figure.II.9 : Éléments de mesure sur un digramme de l'œil en RZ.

Il est à noter que la puissance mesurée au centre du niveau '1' est différente de la puissance maximale du niveau '1'. Cette dernière représente la valeur maximale de puissance optique atteinte par le niveau '1' parmi l'ensemble des valeurs superposées dans le diagramme de l'œil. L'histogramme tracé à partir des puissances accumulées permet alors de déduire la valeur moyenne de puissance du niveau '1' : μ_1 (respectivement '0' : μ_0), qui est la moyenne centrée de l'histogramme tracé pour le niveau '1' (respectivement '0'). L'histogramme permet également de mesurer les écarts types des deux niveaux σ_1 et σ_0 . L'ensemble de ces éléments permet de mesurer les critères de qualité suivants :

- Le taux d'extinction ou Extinction Ratio (E.R.)

Il est défini en linéaire par :

$$E.R. (\text{lin.}) = \frac{\mu_1 - \text{niveau d'obscurité}}{\mu_0 - \text{niveau d'obscurité}} \quad (\text{eq.II.1})$$

Le niveau d'obscurité représente le niveau de signal résiduel dans l'oscilloscope quand aucun signal n'est appliqué à son entrée. Pour déterminer ce niveau, il est nécessaire d'effectuer une calibration de l'entrée du canal avant toute mesure du taux d'extinction. L'oscilloscope permet de faire une mesure directe en dB du taux d'extinction.

- Le facteur Q

Le signal mesuré à l'entrée du canal de l'oscilloscope contient une contribution due au signal 'utile' ainsi qu'un apport en bruit dû à l'ensemble des éléments de la chaîne de transmission. Dans le diagramme de l'œil qui retrace le signal mesuré, 'le signal utile' est représenté par les niveaux moyens μ_1 et μ_0 . Le 'bruit' représente les déviations des puissances optiques autour de ces niveaux moyens, il est quantifié en combinant les écarts-types μ_1 et μ_0 .

On définit donc le facteur Q à partir de relevé du diagramme de l'œil par :

$$Q = \frac{\mu_1 - \mu_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad (eq.II.2)$$

L'oscilloscope permet également de mesurer d'autres éléments tels que :

- L'amplitude de l'œil

L'amplitude de l'œil représente simplement la différence entre les deux niveaux moyens μ_1 et μ_0 . Cette mesure ne prend pas en considération le bruit superposé au signal utile (Figure.II.10).

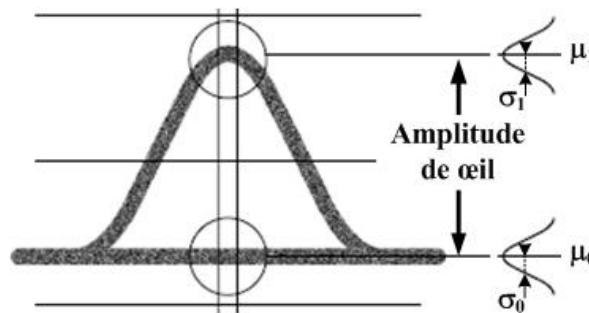


Figure.II.10 : Mesure de l'amplitude de l'œil.

- L'ouverture de l'œil

L'ouverture de l'œil permet de quantifier l'impact du bruit sur l'ouverture verticale de l'œil (Figure.II.11). L'oscilloscope calcule ce facteur à partir de μ_1 , μ_0 , σ_1 et σ_0 par l'expression :

$$\text{ouverture de l'oeil} = \frac{\mu_1 - 3.\sigma_1}{\mu_0 - 3.\sigma_0} \quad (eq.II.3)$$

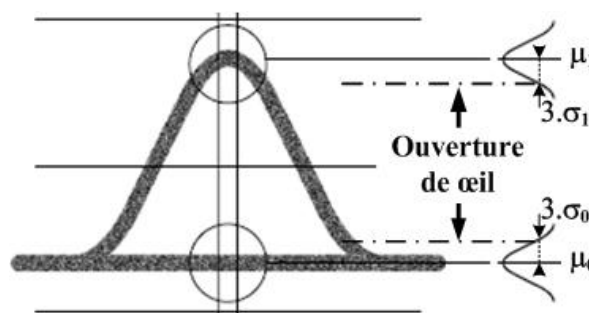


Figure.II.11 : Mesure de l'ouverture de l'œil.

L'oscilloscope permet également de faire des mesures temporelles sur le diagramme de l'œil, telles que les temps de montée et de descente, la largeur du pulse [11].

II.4 Conclusion

Nous avons présenté l'ensemble des éléments qui vont servir dans la partie multiplexage du système, que ce soit lors de la simulation ou la réalisation expérimentale de cette partie. Nous avons également défini les éléments qui serviront de critères de qualité pour évaluer la qualité de transmission des données des utilisateurs en sortie de la partie multiplexage.

Nous abordons dans le paragraphe suivant, la simulation du multiplexage sous COMSIS.

III Simulation du système de multiplexage temporel

III.1 Caractéristiques des éléments utilisés en simulation

Les caractéristiques de tous les éléments utilisés dans la partie multiplexage ont été déterminées, afin de définir leurs comportements dans la simulation de cette partie.

III.1.1 Modulateurs d'intensité Mach-Zehnder (MZM)

III.1.1.1 Principe

Le MZM est un composant essentiel dans la conception de la partie multiplexage du système, où il joue deux rôles. Associé à la source optique continue, le MZM permet de générer le train de pulses optiques nécessaire au système de transmission. Le second rôle, qui consiste à coder les données utilisateurs a été présenté dans le chapitre précédent.

Le principe de fonctionnement du MZM sera présenté ultérieurement. D'un point de vue système, le MZM peut être défini comme un composant qui permet de moduler la puissance optique à son entrée, sous l'effet d'un signal électrique appliqué à son électrode (Figure.II.12).

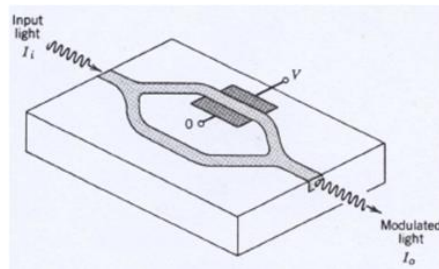


Figure.II.12 : Schéma d'un modulateur d'intensité MZM.

La fonction de transfert T du MZM qui lie la puissance optique à son entrée P_{in} , à la puissance optique à sa sortie P_{out} a pour expression :

$$T = \frac{P_{out}(t)}{P_{in}} = \alpha \cdot \cos^2 \left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{V(t)}{V_{\pi}} \right) \quad (eq.II.4)$$

avec :

- $P_{out}(t)$: l'intensité optique à la sortie du modulateur en fonction du temps t .
- P_{in} : l'intensité optique à l'entrée du modulateur en fonction du temps t .
- $V(t)$: la tension appliquée à l'électrode du MZM.
- α : le facteur de pertes d'insertion.
- V_{π} : Cette tension, appelée tension d'extinction, correspond à celle nécessaire au MZM pour passer d'un état de transmission maximale à celui de transmission minimale. Elle est caractéristique du composant, et dépend de la géométrie de l'électrode, de l'indice de réfraction du matériau utilisé, et de ses coefficients de tenseur électro-optique [13].

L'expression de T définit la fonction de transfert 'théorique' du MZM. Les courbes mesurées en réalité sont différentes. La Figure.II.13 représente une courbe de transfert pratique d'un MZM. Elle permet de déduire tous les éléments caractéristiques du MZM.

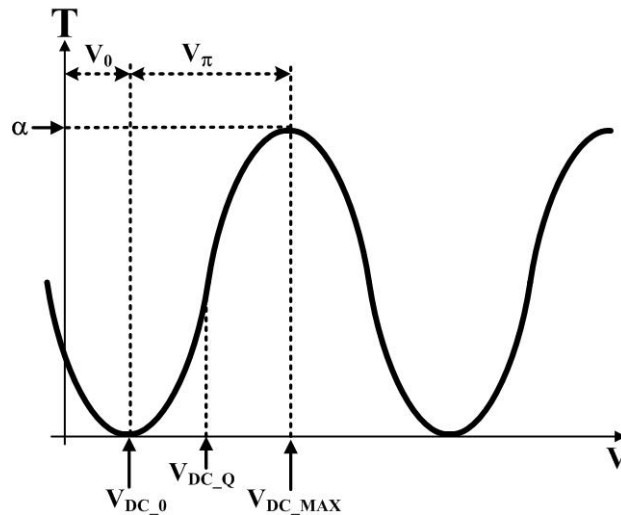


Figure.II.13 : Courbe caractéristique $T(V)$ d'un composant MZM réel.

On constate qu'il existe, par rapport à la théorie, une tension de décalage V_0 qui est également caractéristique de chaque MZM.. Le signal $V(t)$ de commande est constitué d'une composante continue V_{DC} , qu'on appelle tension de polarisation continue, et d'une composante variable $V_{RF}(t)$. Il existe trois tensions particulières sur la courbe $T(V)$:

- V_{DC_0} : qui est la tension du minimum de transmission du MZM, et qui vaut V_0 .
- V_{DC_max} : qui la tension du maximum de transmission du MZM. Elle vaut $V_0 + V_\pi$.
- V_{DC_Q} : appelée tension de quadrature, elle se situe au milieu des deux tensions V_{DC_0} et V_{DC_max} . autour de cette tension, $T(V)$ est pratiquement une fonction linéaire.

III.1.1.2 Caractérisation des modulateurs du système de multiplexage.

Pour les besoins de la simulation, les modulateurs utilisés dans le multiplexage ont été caractérisés, pour extraire les valeurs de V_π, V_0 et α . Le principe est exposé sur la Figure.II.14.

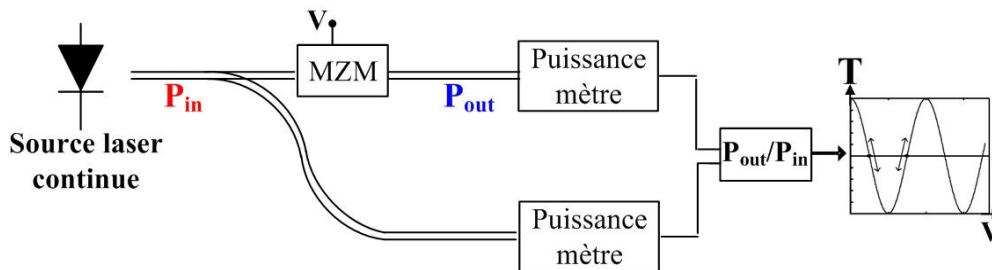


Figure.II.14 : Principe de mesure de la courbe $T(V)$ d'un modulateur MZM

On applique un signal optique continu à l'entrée du modulateur, d'intensité P_{in} connue. On varie ensuite la tension continue V appliquée au MZM, en mesurant pour chaque valeur la puissance optique P_{out} . Le rapport P_{out}/P_{in} en fonction de V permet de tracer la courbe $T(V)$.

Nous disposons de 3 modulateurs MZM identifiés par leurs numéros de série :

- Un modulateur **MZM_75630** de bande passante de 40 GHz.
- Deux modulateurs **MZM_89184** et **MZM_89187** de bande passante de 20 GHz.

La bande passante représente la composante spectrale maximale du signal $V(t)$.

Les figures Figure.II.15.a, Figure.II.15.b et Figure.II.15.c représentent les courbes mesurées $T(V)$ pour les 3 modulateurs. Les valeurs extraites de V_π, V_0 et α permettent de superposer à la courbe mesurée, la courbe théorique (eq.II.4) utilisant les valeurs extraites. On peut ainsi extrapoler la courbe $T(V)$ pour une fenêtre plus large de variation de la tension V .

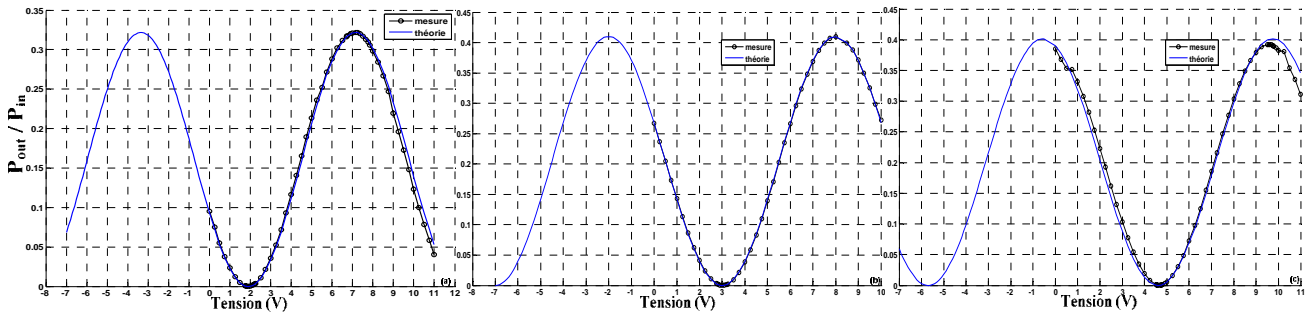


Figure.II.15 : Courbes T(V) théoriques et mesurées des modulateurs
 (a) MZM_75630. (b) MZM_89184. (c) MZM_89187.

Le tableau.II.4 résume les valeurs déduites des paramètres de chacun des modulateurs.

Modulateur	V_{π} (V)	V_0 (V)	α (linéaire)	α (dB)
MZM_75630	5.3	1.75	0.322	-4.92
MZM_89184	5	3	0.41	-3.872
MZM_89187	5.15	4.6	0.40	-3.957

Tableau.II.3 : Valeurs des paramètres caractéristiques des MZMs.

Les valeurs obtenues sont en cohérence avec celles avancées par le fabricant.

Le modulateur à plus large bande passante, **MZM_75630**, sera réservé à la génération du train de pulses optiques. Il sera donc associé à la source optique continue, et sera désigné dans le manuscrit en tant que ‘modulateur source’. Les deux autres modulateurs, **MZM_89184** et **MZM_89187**, serviront au codage des données des utilisateurs, grâce aux signaux de données électriques à 2.5 Gb/s. Ils seront désignés en tant que ‘modulateurs utilisateurs’.

III.1.2 Coupleurs 1×4 et 4×1

Les coupleurs 1×4 et 4×1 sont des composants passifs. Ils servent à distribuer le train de pulse optiques aux entrées des modulateurs qui codent les données des utilisateurs, puis de recombinaison les pulses optiques codées au niveau de la sortie du système de multiplexage. En terme de pertes, Il est indispensable que les bras du coupleur soient les plus équilibrés possibles, pour éviter les différences d’amplitudes des pulses qui arrivent sur les modulateurs. Les pertes par insertion des bras des coupleurs utilisés ont été mesurées (tableau.II.2).

	Coupleur 1×4				Coupleur 4×1			
Bras n°	1	2	3	4	1	2	3	4
Pertes (dB) (à $\lambda = 1550$ nm)	6.765	6.75	6.672	6.815	6.66	6.48	6.52	6.465

Tableau.II.2 : Pertes par insertion mesurées pour les deux coupleurs.

L’écart en pertes par insertion est faible entre les bras d’un même coupleur. Il est au maximum de 0.14 dB entre les bras du coupleur 1×4, et inférieur à 0.2 dB entre ceux du coupleur 4×1. Les bras des deux coupleurs peuvent donc être considérés comme équilibrés.

III.1.3 Amplificateur Optique

La création des amplificateurs optiques a constitué un tournant pour le développement des systèmes de transmission optique (Figure.I.1). Les amplificateurs optiques sont désormais une vraie alternative à la solution lourde et coûteuse des répéteurs-régénérateurs. Leur large bande d'amplification permet de couvrir toutes les bandes optiques utilisées par les systèmes WDM.

Le principe de fonctionnement des amplificateurs optiques repose sur l'émission stimulée. L'amplification du signal est cependant accompagnée d'une émission spontanée de photons, qui est la cause d'amplification du bruit de signal optique.

L'apport en bruit d'un amplificateur optique est quantifié grâce à sa figure de bruit F_n (eq.II.5). SNR_{in} et SNR_{out} représentent respectivement les rapports signal à bruit en entrée et sortie de l'amplificateur. Ce facteur a pour expression approximative celle donnée par eq.II.6.

$$F_n = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} \quad (eq.II.5) \quad F_n = 2.n_{sp} \cdot \frac{G-1}{G} + \frac{1}{G} \quad (eq.II.6)$$

n_{sp} est le facteur d'émission spontanée, et G le gain (linéaire) de l'amplificateur [14]. Le facteur de bruit peut atteindre des valeurs comprises entre 6 et 8 dB.

- **Amplificateur optique à semi-conducteur (Semi-conducteur Optical Amplifier)**

Développé dans les années 1980, l'amplificateur optique à semi-conducteur (SOA) utilise le même principe de fonctionnement qu'un laser, avec un pompage électrique par injection de courant. Le SOA présente l'avantage d'intégration monolithique avec d'autres composants (Chapitre I), il présente cependant des non-linéarités surtout à saturation de gain.

- **L'amplificateur Raman [15]**

L'amplificateur Raman utilise l'effet non-linéaire de la diffusion Raman dans la fibre optique. Son gain atteint quelques dizaines de décibels, mais l'importante dégradation du rapport signal à bruit en fort gain, limite l'utilisation de cet amplificateur à de faibles gains.

- **L'amplificateur à fibre dopée Erbium (Erbium Doped Fiber Amplifier : EDFA)**

Le milieu est encore la fibre, sauf que l'amplification se fait grâce aux éléments *terre-rare* qui la dopent. Les longueurs d'ondes d'amplification et la bande spectrale de gain, dépendent par conséquent de l'ion dopant. L'Erbium est le principale élément utilisé dans les systèmes de transmission, car il opère à des longueurs d'ondes proches de la 3^{ème} fenêtre des télécommunications. La Figure.II.16 représente la configuration d'un amplificateur EDFA.

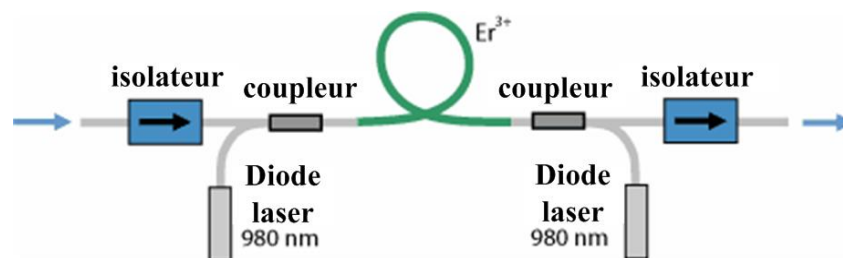


Figure.II.16: Schéma d'un amplificateur optique à fibre dopée Erbium.

Le pompage se fait optiquement grâce à des sources qui opèrent à 980 nm ou à 1480 nm. Le signal de pompe peut se propager dans le même sens que celui du signal à amplifier, on parle alors de configuration de propagation directe, ou encore dans le sens opposé, on parle dans ce cas de configuration de propagation inverse. Les gains obtenus avec les EDFA peuvent atteindre 45 dB, et les puissances de saturation varient entre 0 à 10 mW. Les performances offertes par l'amplificateur EDFA en font un composant idéal pour les systèmes de communication à fibre optique. Nous avons donc décidé d'utiliser ce type d'amplificateur.

Les caractéristiques d'un amplificateur optique varient selon sa position dans une chaîne de transmission (Figure.II.17) [16].

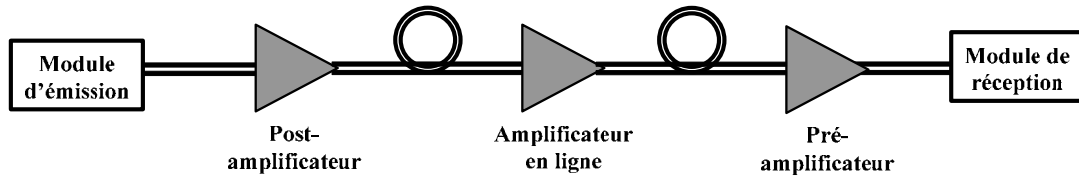


Figure.II.17: Différentes configurations d'utilisation d'un amplificateur optique dans une chaîne de transmission.

Un 'post-amplificateur' doit être capable de recevoir un fort signal optique, d'où la nécessité d'avoir une importante puissance de saturation. Un 'amplificateur en ligne' doit avoir un important gain, avec un apport en bruit moyen. Enfin, en bout de chaîne, le signal en entrée du récepteur a accumulé beaucoup de bruit, et il a également subi une forte atténuation. Le 'pré-amplificateur' doit par conséquent amplifier le signal 'utile', avec un apport minimal en bruit. Le facteur de bruit doit donc être le plus faible possible.

Nous disposons d'un EDFA à gain variable et à faible bruit, du fabricant **HOPECOM**. Les caractéristiques de cet amplificateur sont résumées dans le tableau.II.3.

Paramètre	Symbole	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unité
Bande d'amplification	λ		1528		1562	nm
Puissance en entrée	P_{in}		-35	-30	-10	dBm
Puissance de saturation en sortie	P_{sat}	$P_{in} = -30$ dBm		5		dBm
Figure de bruit	NF	$P_{in} = -30$ dBm $P_{out} = -5$ dbm		4.3		dB
		$P_{in} = -20$ dBm $P_{out} = -5$ dbm		4.8		dB
Dispersion des modes de polarisation	PMD	$P_{in} = -30$ dBm $P_{out} = -5$ dBm			0.3	dB _{p-p}
Courant de pompe tolérée	I_{pump_max}				250	mA

Tableau.II.3 : Caractéristiques de l'EDFA commercial utilisé dans le système de multiplexage.

Cet EDFA présente les caractéristiques d'un pré-amplificateur. S'il placé en sortie de la source optique continue ou du modulateur associé, le niveau de puissance à l'entrée de l'EDFA risque de l'endommager. Par contre, en sortie du coupleur 4×1 le signal optique est fortement atténué et bruité, ce qui nécessite une amplification avec un faible facteur de bruit tel que celui spécifiée pour l'EDFA présenté. Il serait donc judicieux de placer l'EDFA en sortie du coupleur 4×1, juste avant la détection du signal par le photodétecteur.

III.2 Simulation d'un système de multiplexage à deux utilisateurs

Le but des simulations est de prévoir autant que possible le comportement du système vis à vis des données à transmettre. Elles permettent également d'optimiser les paramètres de fonctionnement des composants sans avoir recours à des tests coûteux en temps et en argent. Afin que les simulations reflètent le plus fidèlement le comportement d'un système, la modélisation des éléments simulés se doit d'être la plus proche de la réalité. Ceci passe par une utilisation de modèles inspirés des caractéristiques réelles des composants simulés. Ce paragraphe présente la simulation du système de multiplexage qu'on étudie, et qui permet le multiplexage de deux canaux (utilisateurs).

Nous avons introduit au fur et à mesure, les caractéristiques mesurées, les vrais signaux de données, ainsi que les apports en bruit des éléments dans le modèle simulé.

III.2.1 Schéma de simulation du système de multiplexage

La figure.II.18 représente le schéma de simulation sous COMSIS, du système de multiplexage avec deux utilisateurs.

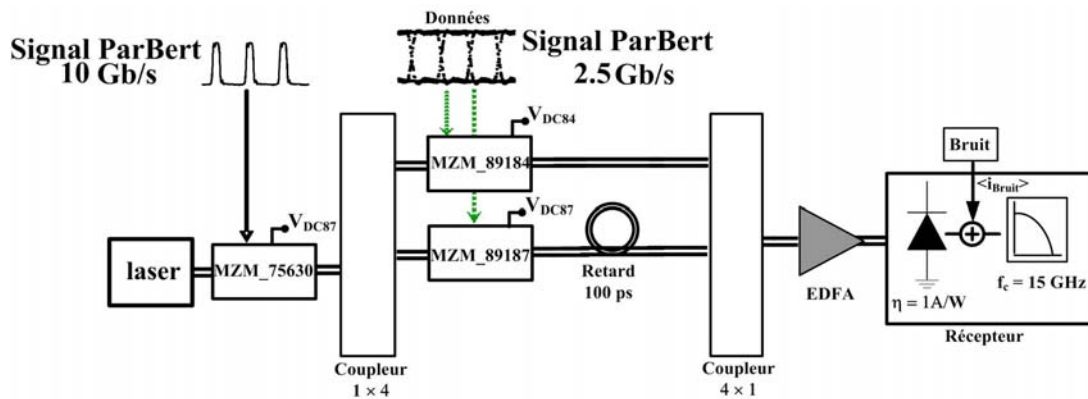


Figure.II.18 : Schéma de simulation du système de multiplexage.

Les considérations sur les composants sont les suivantes :

- La source optique continue est représentée par une source laser, délivrant une puissance de 8.5 mW. Le bruit de la source est représenté par le facteur de bruit relatif d'intensité (Relative Intensity Noises : RIN), de valeur moyenne -145 dB/Hz, valeur typique des sources laser commerciales. Le choix de la source sera traité dans le paragraphe V.

- Les paramètres de simulation des MZMs sont celles de leurs caractéristiques respectives (tableau.II.3). V_{dc_84} et V_{dc_87} sont les tensions de polarisations continues des modulateurs des utilisateurs. Ce modulateurs sont polarisés aux points de transmission minimale afin d'augmenter le taux d'extinction en sortie du système de multiplexage.

Le modulateur **MZM_75630** associé à la source est également polarisé au minimum de transmission. L'impact du choix de point de polarisation sur les performances transmission en sortie du système de multiplexage sera montré. Son signal de commande est issu du module 13.5 Gb/s du ParBERT (Figure.II.19.a). Il s'agit d'un train d'impulsions, obtenu grâce à un signal binaire de la forme {1, 0, 0, 0}, avec une fréquence de répétition de 2.5 GHz. Les valeurs mesurées des temps de montée et de descente du signal sont de : $T_{10-90} = 25$ ps. L'amplitude du pulse présente également des fluctuations de niveau. Afin d'être simulé, ce signal a été relevé avec l'oscilloscope, ce qui impose de limiter le nombre de périodes relevées, pour avoir une résolution maximale.

Les signaux électriques des données des utilisateurs (PRBS $2^{12}-1$ à 2.5 Gb/s) ont été relevés également à partir des deux canaux du module générateur à 2.5 Gb/s du ParBERT (Figure.II.19.b et Figure.II.19.c). Leur temps de montée et de descente vaut : $T_{10-90} = 70$ ps.

- Les lignes à retard sont modélisées par des fibres standard monomodes (Single Mode Fiber : SMF). Ce type de fibre est typiquement utilisé dans les systèmes de transmissions à la longueur d'onde 1550 nm. Le tableau.II.4 résume les caractéristiques de la fibre utilisée.

Paramètre	Valeur	Unité
Atténuation	0.25	dB/Km
Dispersion chromatique	17	ps / (nm.Km)
Effet Kerr	Non	dB
Effet Raman	Non	dB
Retard introduit	100.10^{-6}	μ s

Tableau.II.4 : Caractéristiques de la fibre SMF utilisée dans la simulation.

- L'amplificateur EDFA est utilisé avec un gain standard de 20 dB. Il sert à compenser les pertes dues au système de multiplexage, et faire émerger le signal utile du bruit accumulé.
- Le récepteur représente l'oscilloscope AGILENT 86100B, qui sert à visualiser expérimentalement le signal en sortie du système. Son entrée optique permet de relever et de représenter la trace temporelle ou encore le diagramme de l'œil de signaux optiques, grâce au photodétecteur intégré, dont la responsivité est normalisée à 1A/W. La bande passante du photodétecteur, limitée à 15 GHz, est représentée par un filtre passe-bas de Bessel du 1^{er} ordre. Sa réponse en amplitude est représentée sur la Figure.II.20.



Figure.II.19 : Traces temporelles des signaux de commande
 a) Signal de commande du MZM_75630 généré par le ParBERT.
 b), c) Signaux de données (PRBS) des utilisateurs à 2.5 Gb/s, générés par le ParBERT

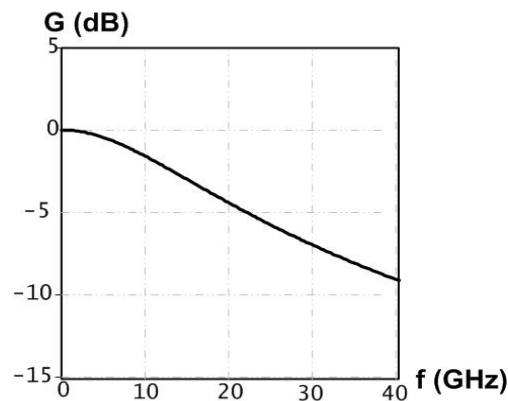


Figure.II.20 : Réponse en amplitude du filtre d'entrée de l'oscilloscope.

- Introduction du bruit de détection

Au bruit d'intensité relatif (RIN), déjà représenté au niveau de la source optique continue, deux bruits se superposent au courant photo-généré au niveau de l'oscilloscope. Il s'agit de l'apport en bruit à la détection, qui a pour origine deux sources.

a. Bruit thermique

Le mouvement aléatoire des électrons dans un conducteur, se traduit par une fluctuation du courant qui le traverse, ce qui manifeste le bruit thermique. La résistance de sortie du photodétecteur R_L va ajouter un courant de bruit thermique au courant produit par ce dernier. Ce courant i_{th} est modélisé par un processus aléatoire gaussien stationnaire, de densité spectrale de puissance N_{th} et de variance σ_{th}^2 .

$$N_{th}(f) = \frac{2.k.T}{R_L} \quad (eq.II.7) \quad \sigma_{th}^2 = \langle i_{th}^2(t) \rangle = \frac{4.k.T}{R_L} \Delta f \quad (eq.II.8)$$

- $k = 1.38 \cdot 10^{-23}$ J/K est la constante de Boltzmann.
- $T = 290$ K est la température ambiante.
- La résistance R_L vaut 50Ω .

COMSIS représente ce bruit par sa variance normalisée dans une bande spectrale $\Delta f = 1$ Hz : $\langle i_{therm}^2 \rangle = 3.2 \cdot 10^{-22}$ A²/Hz.

b. Bruit Schottky

Le bruit Schottky est causé par la nature aléatoire de génération des électrons, suite à l'incidence des photons sur le photodétecteur. Le courant est fonction de la puissance optique moyenne détectée, et a une densité spectrale N_q et de variance σ_{Sh} [14]:

$$N_q(f) = 2.q.\eta.P_{opt}.R_L \quad (eq.II.9) \quad \sigma_q^2 = \langle i_q^2(t) \rangle = 2.q.\eta.P_{opt}.\Delta f \quad (eq.II.10)$$

- $q = 1.6 \cdot 10^{-19}$ C : la charge de l'électron.
- $\eta = 1$: la responsivité de l'oscilloscope normalisée.
- $P_{opt} = 1.5$ mW : la puissance optique pic des pulses optiques en sortie de l'EDFA.

COMSIS représente ce bruit par sa variance normalisée dans une bande spectrale $\Delta f = 1$ Hz : $\langle i_{grenaille}^2 \rangle = 4.8 \cdot 10^{-22}$ A²/Hz.

Le bruit total à la détection est alors représenté par une source de courant de bruit gaussien de variance normalisée $\langle i_{Bruit} \rangle$:

$$\langle i_{Bruit} \rangle = \sqrt{\langle i_{therm}^2 \rangle + \langle i_{grenaille}^2 \rangle} \quad (pA/Hz^{1/2}) \quad (eq.II.11)$$

On a alors : $\langle i_{Bruit} \rangle = 28.3$ pA/Hz^{1/2}.

La figure.II.21 représente le diagramme de l'œil des données multiplexées après détection par le récepteur.

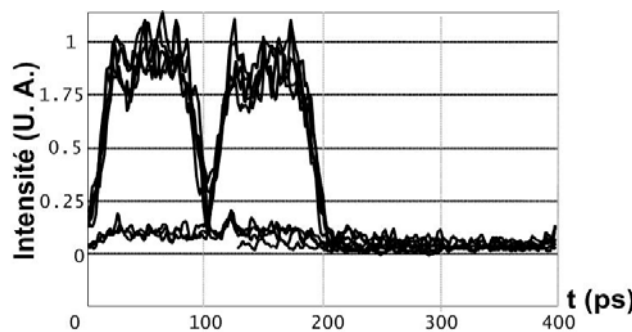


Figure.II.21 : Diagramme de l'œil du signal détecté en sortie du système simulé de multiplexage à 2 utilisateurs.

L'ensemble des effets liés aux temps de montée des signaux de commandes, de la limitation de la bande passante du récepteur et de l'addition des différents bruits se combinent dans le résultat obtenu pour le diagramme de l'œil en sortie du système. La bande passante du photodétecteur engendre une augmentation du temps de montée des pulses, ce qui réduit la largeur des pulses optiques multiplexés. Le bruit contribue à la fluctuation de l'amplitude du signal optique, et par conséquent à la dégradation de la fermeture verticale de l'œil. Cet effet est néanmoins diminué par la bande passante du récepteur qui élimine les composantes hautes fréquences dans le spectre du bruit ajouté.

III.2.2 Choix du point de polarisation du modulateur source

L'effet du choix de point de polarisation du modulateur **MZM_75630** a été étudié, sur le diagramme de l'œil en sortie du système de multiplexage. La tension de polarisation au minimum de transmission de ce modulateur est $V_{DC_0} = 1.75$ V (tableau.II.3). Le tableau.II.5 résume les valeurs du facteur Q, mesurées à partir du diagramme de l'œil, en fonction de la tension de polarisation appliquée. Cette dernière est exprimée en écart par rapport à V_{DC_0} .

Tension de polarisation du MZM_75630	Q
$V_{DC_0} - 0.3$	3.05
$V_{DC_0} - 0.2$	3.47
$V_{DC_0} - 0.1$	3.93
V_{DC_0}	5.45
$V_{DC_0} + 0.1$	5.1
$V_{DC_0} + 0.2$	4.5
$V_{DC_0} + 0.3$	3.24

Tableau.II.5 : Variations du facteur Q avec la tension de polarisation continue du MZM_75630.

Pour les tensions de polarisation inférieures à V_{DC_0} , la dégradation du facteur Q s'explique par une augmentation de la valeur moyenne μ_0 et une réduction de μ_1 (eq.II.2). Pour les tensions supérieures à V_{DC_0} , les deux puissances moyennes μ_0 et μ_1 sont augmentées, mais cette augmentation s'accompagne d'une augmentation du bruit optique, et donc des facteurs σ_1 et σ_0 (eq.II.2). Cela explique la dégradation du facteur Q. La tension V_{DC_0} est par conséquent celle qui réalise le meilleur compromis sur les paramètres μ_1 , μ_0 , σ_1 et σ_0 et qui permet par conséquent d'obtenir un facteur Q optimal.

III.3 Conclusion

Nous avons donc effectué la simulation de la partie multiplexage de notre système de transmission, en utilisant un modèle le plus proche possible de la réalité. La simulation a également permis de conclure quant au choix de la tension de polarisation continue du modulateur associé à la source, qui permet d'optimiser les performances du multiplexage.

IV Système expérimental de multiplexage à 2 utilisateurs

Ce paragraphe aborde la réalisation expérimentale du système de multiplexage, simulé dans le paragraphe précédent (Figure.II.18). La mesure des retards de groupes (Groupe Delay : G.D.) des composants utilisés sera effectuée, puis le schéma de synchronisation de l'ensemble du système à une horloge de référence sera décrit. Le paragraphe présente ensuite les performances en sortie du système réalisé, à travers l'étude de deux types de sources : une source optique incohérente, puis une source laser cohérente. Enfin, la problématique des interférences cohérentes, liées à la nature cohérente de cette source sera traitée, et une solution permettant de les éliminer sera proposée.

IV.1 Mesure du retard de groupe des composants du système de multiplexage

Le multiplexage temporel impose la nécessité de connaître les temps de parcours du signal optique à travers les différents chemins du système de multiplexage. La détermination des retards de groupes (G.D.) des composants impliqués dans la réalisation du système de multiplexage a pour but de déterminer la combinaison de ces composants qui permet de décaler les signaux des 2 utilisateurs de 100 ps, réalisant ainsi leur multiplexage temporel.

Le AGILENT All Test Set Parameter (ATSP) est un outil qui permet de mesurer un certain nombre d'éléments caractéristiques des composants optiques fibrés, tels que la dispersion chromatique, les pertes par insertion, et le retard de groupe (G.D). La mesure de ce dernier utilise le principe d'interférométrie homodyne à balayage (Figure.II.22).

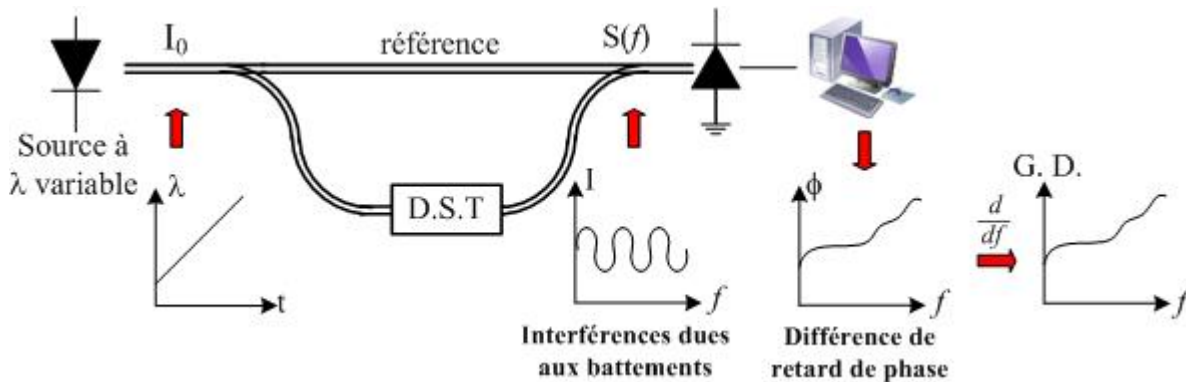


Figure.II.22 : Principe de mesure du G.D. des dispositifs avec le ATSP.

La source laser réglable permet d'effectuer le balayage en longueur d'onde, et le signal $S(f)$ détecté par le puissance-mètre est déterminé par l'expression :

$$S(f) = \frac{I_0}{4} \cdot \left(1 + T(f) + 2\sqrt{T(f)} \cdot \cos\left(2\pi f \cdot (\tau_{\phi_DUT}(f) - \tau_{\phi_REF})\right) \right) \quad (eq.II.12)$$

I_0 est la puissance optique du laser, $T(f)$ la réponse en fréquence optique du dispositif et τ_{ϕ_DUT} et τ_{ϕ_REF} sont respectivement les retards de phases introduits par le dispositif et par un trajet de référence. Le dernier terme de *eq.II.12* exprime le battement du signal optique en sortie pour la fréquence optique f . Connaissant la valeur du temps τ_{ϕ_REF} , le logiciel de traitement différencie le terme de différence de retard de phase $(2 \cdot \pi \cdot f \cdot (\tau_{\phi_DUT}(f) - \tau_{\phi_REF}))$ par rapport à f , pour obtenir la valeur du retard de groupe G.D., exprimé par :

$$G.D.(f) = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\left[2\pi f \cdot (\tau_{\phi_DUT}(f) - \tau_{\phi_REF})\right]}{df} = \tau_{\phi_DUT}(f) + f \frac{d(\tau_{\phi_DUT}(f))}{df} - \tau_{\phi_REF} \quad (eq.II.13)$$

L'avantage de cette méthode réside dans l'extraction automatisée des valeurs du G.D. en fonction de la longueur d'onde optique. La mesure effectuée bénéficie également d'un grand degré de précision, inférieure à 0.1 ps. Cette méthode a été utilisée pour mesurer les G.D. des coupleurs ainsi que des MZM_89187 et MZM_89184. Le tableau.II.6 résume les résultats de mesure des G.D. des composants utilisés dans la partie multiplexage.

Composant	Coupleur 1×4				Coupleur 4×1				MZM 89184	MZM 89187
	bras 1	bras 2	bras 3	bras 4	bras 1	bras 2	bras 3	bras 4		
G.D. (ps)	14647	14491	14461	14447	14709	14618	14974	15041	15368	15442

Tableau.II.6 : Valeurs des G.D. mesurés avec le ATSP

IV.2 Détermination de la combinaison pour le multiplexage temporel à 2×2.5 Gb/s.

Il est désormais possible de déterminer la combinaison qui permet d'avoir deux trajets optiques, impliquant les bras des deux coupleurs ainsi que les deux MZMs, décalés de 100 ps.

Un programme sous MATLAB, a permis de calculer l'ensemble des combinaisons possibles entre les différents composants. Parmi ces possibilités, nous avons obtenu celle permettant d'atteindre notre objectif. Cette combinaison est présentée sur la Figure.II.23.

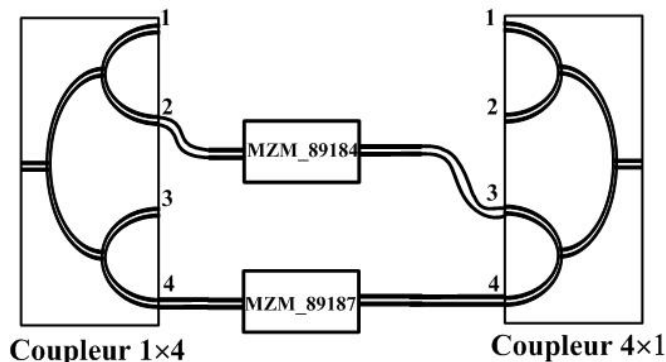


Figure.II.23 : Combinaison des composants permettant de décaler les deux canaux de 100 ps.

Les résultats du tableau.II.6 montrent que cette combinaison permet en fait d'avoir un décalage de 97 ps entre les deux canaux. Cette valeur est assimilable à 100 ps, car la différence est comprise dans la gigue sur la position des pulses.

L'intérêt de ce procédé est qu'il permet de réaliser le multiplexage des canaux sans utilisation de lignes à retard supplémentaire. Un gain est ainsi réalisé en termes de pertes d'insertion, mais aussi du coût global de réalisation du système.

IV.3 Schéma global du système avec synchronisation

Deux types de signaux électriques, créés au niveau du ParBERT, sont injectés dans le système de multiplexage. Le train de pulses électriques à 10 Gb/s, qui attaque l'entrée RF du modulateur d'intensité associé à la source optique continue, est généré par le module N4872A. Les données à transmettre sont quant à elles émises par les différents canaux du module E4862B. La génération des signaux pour chacun des deux modules (N4872A et E4862B) est réglée par son module d'horloge associé (respectivement E4809A et E4808A). Nous avons par conséquent besoin de synchroniser ces deux modules d'horloge.

Le module d'horloge **E4808A** va jouer le rôle d'horloge maître pour orchestrer l'ensemble du système. Il contrôlera simultanément la génération des données par le module **E4862B**, et la génération du signal d'horloge du module **E4809A**, afin que ce dernier permette, à son tour, la génération du train de pulses électriques créé par le module **N4872A** (Figure.II.24).

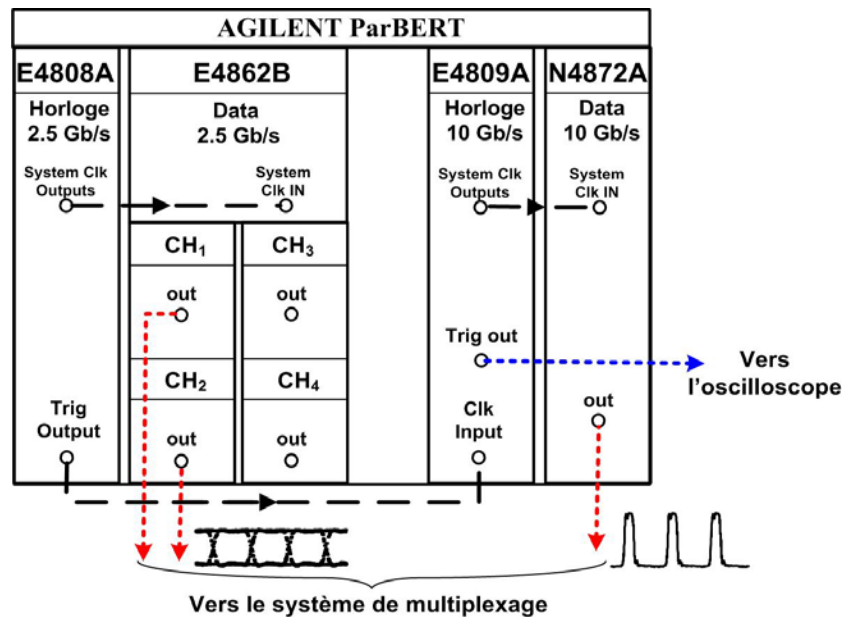


Figure.II.24 : Schéma de liaison entre les modules du ParBERT pour la synchronisation des signaux injectés dans le système de multiplexage.

Les modules d'horloge contrôlent les modules de données associés grâce à la liaison entre les sorties 'System Clock Outputs' et les entrées 'Sys Clk IN'. La liaison permettant au module **E4808A** de contrôler le module **E4809A** va être réalisée grâce au câble liant la connectique de sortie 'Trig Output' de **E4808A**, à la connectique d'entrée 'Clk Input' du **E4809A**. Ce dernier génère à son tour le signal de contrôle du module **N4872A**, qui génère le train de pulses électriques à 10 Gb/s. Tout le système est ainsi contrôlé par une unique horloge.

Nous abordons dans la suite la réalisation expérimentale du système de multiplexage.

IV.4 Système de multiplexage avec une source incohérente

Les systèmes de multiplexage en OTDM imposent de travailler dans un régime incohérent. En effet, le multiplexage temporel est réalisé par sommation des puissances des pulses optiques décalés, lors de leur recombinaison. Cette sommation des puissances est possible dans le régime incohérent, quand le retard introduit entre les deux pulses optiques τ_d est supérieur au temps de cohérence de la source optique utilisée τ_c .

Le temps de cohérence n'est généralement pas précisé pour les sources optiques commerciales. Mais, on peut le déduire à partir de la largeur spectrale $\Delta\nu$, grâce à la relation :

$$\tau_c = \frac{1}{\pi \cdot \Delta\nu} \quad (eq.II.14)$$

Pour une source optique émettant à la longueur d'onde centrale λ_0 , la largeur spectrale $\Delta\nu$ correspond à une largeur en longueur d'onde $\Delta\lambda$:

$$\Delta\lambda = \lambda_0^2 \cdot \frac{\Delta\nu}{c} \quad (eq.II.15)$$

Ces relations permettent donc de savoir si une source optique, utilisée dans notre système de multiplexage, permet d’être en régime incohérent, à partir de sa valeur de la largeur de raie.

IV.4.1 Largeur spectrale de la source incohérente

La première source optique continue étudiée est une source ASE (Amplified Spontaneous Emission) incohérente. Ce type de sources utilise l’amplification de l’émission spontanée dans une fibre dopée Erbium. La Figure.II.25 représente le spectre mesuré de cette source.

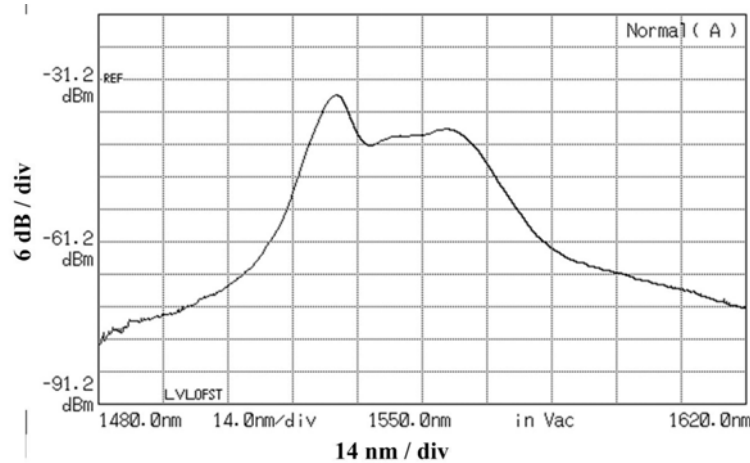


Figure.II.25 : Spectre mesuré de la source ASE.

La largeur spectrale à -3 dB de la source a été mesurée en référence par rapport à l’amplitude à 1550 nm. Elle vaut $\Delta\lambda = 36$ nm. On en déduit alors la largeur spectrale $\Delta\nu = 4590$ GHz, puis $\tau_c = 0.07$ ps. L’utilisation de cette source dans le système de multiplexage à 2×2.5 Gb/s (canaux décalés de 100 ps) permettrait donc d’être dans un régime incohérent.

Le choix de la puissance optique délivrée par la source continue dépend de plusieurs critères. Le principe de fonctionnement de la source ASE implique que l’augmentation de la puissance optique générée s’accompagne d’une augmentation du bruit d’intensité qui se propage le long du système de multiplexage, et se retrouve au niveau du diagramme de l’œil. D’un autre côté, nous souhaitons comparer les performances obtenues avec l’ASE à une source laser (voir paragraphe suivant). Cette dernière est commandée par un courant dont la valeur est limitée à 100 mA. Cette contrainte implique alors la limitation de la puissance à une valeur inférieure à 10 mW). Enfin le modulateur MZM utilisé pour la création du train de pulses optiques est limité à son entrée à une puissance optique continue inférieure à 10 mW.

Nous avons donc opté pour une puissance optique suffisamment importante pour palier aux pertes introduites par le système de multiplexage, mais limitée par les contraintes citées ci-dessus. La valeur choisie est de $P_{SOURCE} = 8.5$ mW.

IV.4.2 Choix du point de polarisation du modulateur source

Nous allons pouvoir constater expérimentalement l’impact du choix de point de polarisation du modulateur **MZM_75630** sur la qualité de multiplexage des deux canaux.

Dans un premier temps, les données de 2 utilisateurs sont composées d’une suite de ‘1’, à un débit de 2.5 Gb/s. La Figure.II.26 représente le résultat en sortie du système de multiplexage.

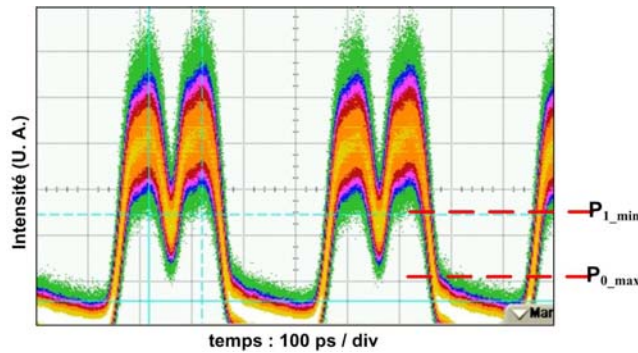


Figure.II.26 : Signal en sortie du système de multiplexage expérimental pour une séquence de données du type ‘111...’.

Il ne s’agit pas vraiment d’un diagramme de l’œil. On définit cependant un critère provisoire de qualité du signal multiplexé. $\Delta P_{10} = P_{1_min} - P_{0_max}$, qui représente la différence entre la valeur d’intensité la plus basse pour un niveau logique ‘1’ : P_{1_min} et la valeur maximale de la puissance à la base des pulses : P_{0_max} (Figure.II.26).

En partant de la tension de transmission minimale du modulateur **MZM_75630** : $V_{DC_0} = 1.75$ V, nous avons relevé la valeur de ΔP_{10} pour différentes valeurs de la tension de polarisation continue V_{DC} . Les résultats sont résumés dans le tableau.II.7.

V_{DC} (V)	ΔP_{10} (μW)
1.75	340
2.2	304
3.15	70
3.55	10

Tableau.II.7 : Évolution du paramètre ΔP_{10} en fonction du point de polarisation continue du MZM_75630.

On constate qu’une augmentation de V_{DC} implique une réduction de ΔP_{10} . Ceci est dû à une augmentation plus conséquente de P_{0_max} que P_{1_min} avec la valeur de V_{DC} . L’obtention d’un pulse d’amplitude maximale se fait donc à la polarisation $V_{DC_0} = 1.75$ V. Ce résultat est cohérent avec la conclusion tirée à partir des simulations de l’impact de variation de la tension de polarisation continue du **MZM_75630** sur la valeur du facteur Q (paragraphe III.2.2).

IV.4.3 Variation du facteur Q avec le gain de l’EDFA

Les données à transmettre sont désormais des séquences binaires du type PRBS ($2^{12}-1$) à 2.5 Gb/s. Le facteur Q est directement mesurable sur l’entrée optique de l’oscilloscope, qui, à partir du diagramme de l’œil, mesure les puissances optiques moyennes μ_1 et μ_0 , ainsi que les écarts types de bruit sur les niveaux logiques σ_1 et σ_0 , et en déduit le facteur Q (eq.II.2).

La Figure.II.27 montre les diagrammes de l’œil obtenus en sortie de l’EDFA, placé après le système de multiplexage (Figure.II.18), pour différents gains de l’EDFA.

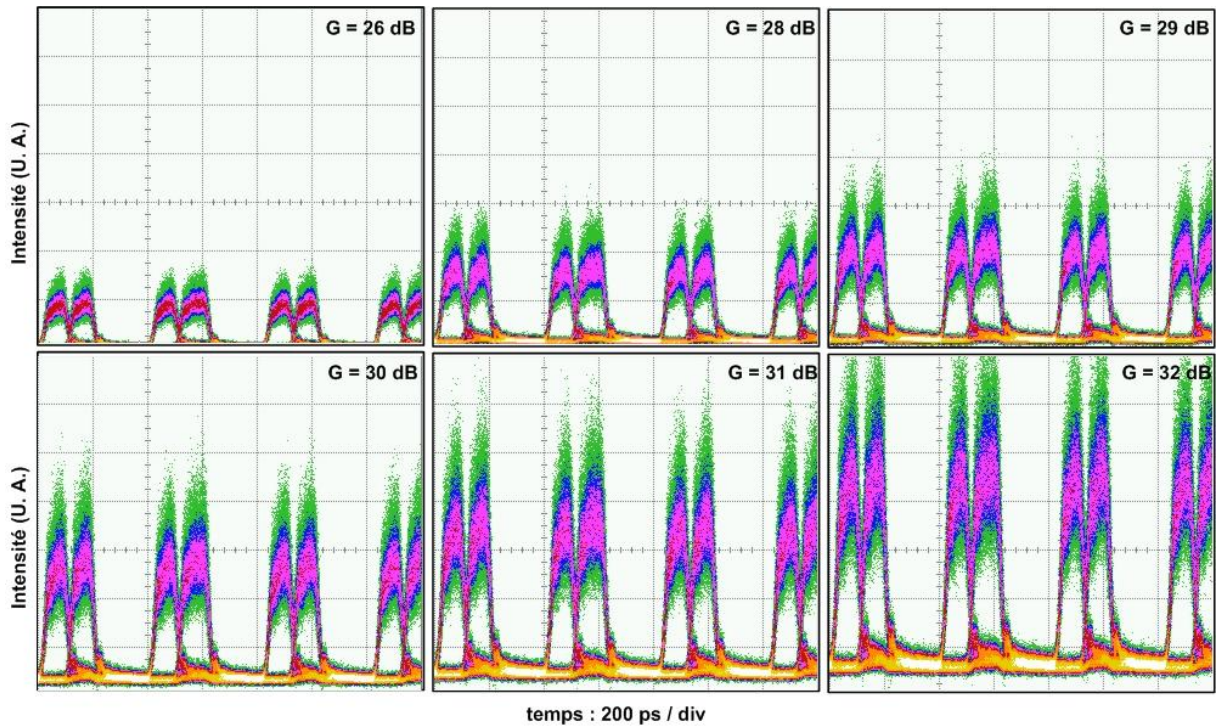


Figure.II.27 : Diagramme de l’œil en sortie du système de multiplexage expérimental pour différents gains du EDFA.

Le tableau.II.8 résume l’ensemble des valeurs du facteur Q mesurés.

GEDFA (dB)	26	28	29	30	31	32
Q	4.68	4.55	4.47	4.36	4.33	4.28

Tableau.II.8 : Évolution du facteur Q en sortie du système de multiplexage expérimental en fonction du gain du EDFA.

Nous avons constaté que l’augmentation du gain de l’EDFA permettait d’améliorer le facteur Q, mais que cette amélioration était limitée à des gains inférieurs à $G = 26$ dB. Au delà de cette valeur, l’amplification du bruit, parallèle à celle du signal ‘utile’, devenait prédominante et entraînait une décroissance du facteur Q.

Le résultat final obtenu pour le diagramme de l’œil en sortie du système de multiplexage (après l’EDFA), avec la source ASE est représenté sur la Figure.II.28.

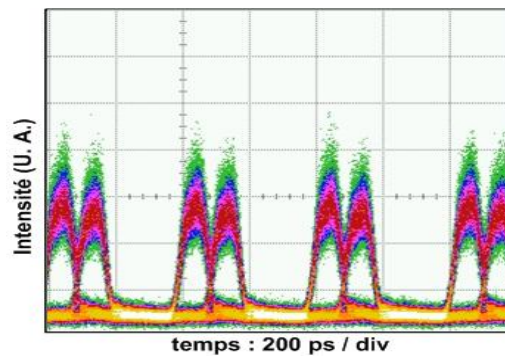


Figure.II.28 : Diagramme de l’œil en sortie du système de multiplexage expérimental à 2×2.5 Gb/s avec la source ASE.

Nous avons démontré la réalisation expérimentale du système de multiplexage à 4×2.5 Gb/s. Bien qu'on se soit limité pour l'instant à 2 utilisateurs, les fenêtres temporelles des deux utilisateurs sont cependant respectées, et peuvent servir à l'insertion de leurs données.

La source ASE est une source incohérente qui permet par conséquent de réaliser le multiplexage temporelle des données des utilisateurs, sans se soucier des interférences qui peuvent être occasionnées lors de la recombinaison des champs optiques des signaux de données. On constate, cependant, à partir des résultats présentés ci-dessus, que le niveau de bruit sur les amplitudes des pulses optiques reste important. Ce bruit d'intensité touche particulièrement le niveau logique '1'. L'amplification optique augmente l'effet de ce bruit d'intensité au-delà d'un certain seuil d'amplification.

D'un autre côté, l'importante largeur spectrale de la source ASE limite l'exploitation du système de multiplexage établi. En effet, l'une des perspectives d'utilisation de ce système est de pouvoir réaliser une combinaison de multiplexage temporel et en longueur d'onde OTDM/WDM. Il est donc nécessaire d'utiliser, une source à spectre plus étroit

IV.5 Système de multiplexage avec une e source optique cohérente

Les sources laser Distributed FeedBack (DFB) ont été très développées depuis la dernière décennie, particulièrement pour des systèmes de transmissions WDM. Cependant, en cas d'utilisation dans le système de multiplexage temporel étudié, la faible largeur spectrale d'une source DFB implique que les deux signaux optiques de données, décalés dans le temps, vont interférer de façon cohérente à l'entrée du coupleur 4×1. Cela engendrera des fluctuations aléatoires des puissances optiques des deux pulses représentant les données multiplexées.

IV.5.1 Bruit de phase d'une source cohérente

Le bruit de phase de la diode laser est dû à la fluctuation dans le temps de la phase instantanée $\phi(t)$ du champ électromagnétique de l'onde émise.

Le bruit de phase est caractérisé par le temps de cohérence τ_c , qui est un indicateur de la vitesse à laquelle le laser perd l'information sur sa phase initiale. Ce temps est lié à la largeur de raie d'émission $\Delta\nu$ de la source par la relation présentée dans l'équation *eq.II.14*.

IV.5.1.1 Théorie des interférences cohérentes

Des études précédentes ont mis en évidence l'impact du bruit de phase d'une source optique cohérente, dans un dispositif interférométrique tel que représenté sur la Figure.II.29. La configuration présente une onde optique continue, d'amplitude complexe $E_{in}(t)$, interférant avec elle même après un retard τ , et créant le champ en sortie d'amplitude $E_{out}(t)$.

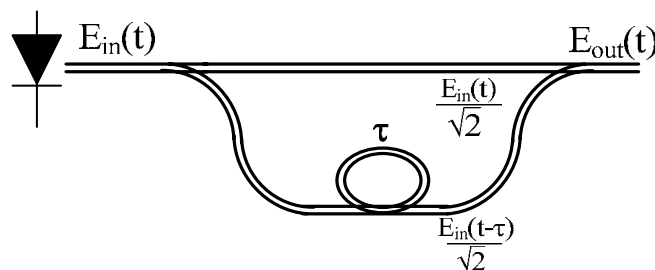


Figure.II.29 : Schéma de l'interféromètre déséquilibré introduisant un retard τ entre ses deux bras.

Le champ optique $E_{in}(t)$ a pour expression :

$$E_{in}(t) = E_{in} \cdot e^{(j(2\pi \cdot \nu_0 \cdot t + \phi_{in} + \phi(t)))} \quad (eq.II.16)$$

où ν_0 est la fréquence optique centrale, ϕ_{in} est la phase initiale du champ émis par la source, et $\phi(t)$ la bruit aléatoire de fluctuation de la phase à l'instant t .

L'intensité optique en sortie du dispositif $P_{out}(t)$ s'écrit alors [17]:

$$\begin{aligned} P_{out}(t) &= \langle |E_{out}(t)|^2 \rangle \\ &= \frac{1}{4} \langle |E_{in}(t)|^2 \rangle + \frac{1}{4} \langle |E_{in}(t-\tau)|^2 \rangle + \frac{|E_{in}(t)|^2}{2} \text{Re}[\gamma_{in}(\tau)] \end{aligned} \quad (eq.II.17)$$

Où $\langle \cdot \rangle$ représente la moyenne temporelle et Re la partie réelle. $\gamma_{in}(\tau) = \frac{\langle E_{in}(t) \cdot E_{in}^*(t-\tau) \rangle}{\langle |E_{in}(t)|^2 \rangle}$ est

appelée fonction de cohérence normalisée (ou **degrés de cohérence**).

IV.5.1.2 Adaptation du calcul théorique au système de multiplexage étudié

Dans le cas du système de multiplexage à deux utilisateurs que nous étudions, l'onde optique n'est plus une onde continue. Son amplitude varie sous forme d'une impulsion gaussienne pendant une durée T_p . La Figure.II.30 représente les formes temporelles des champs optiques à différents niveaux du système de multiplexage.

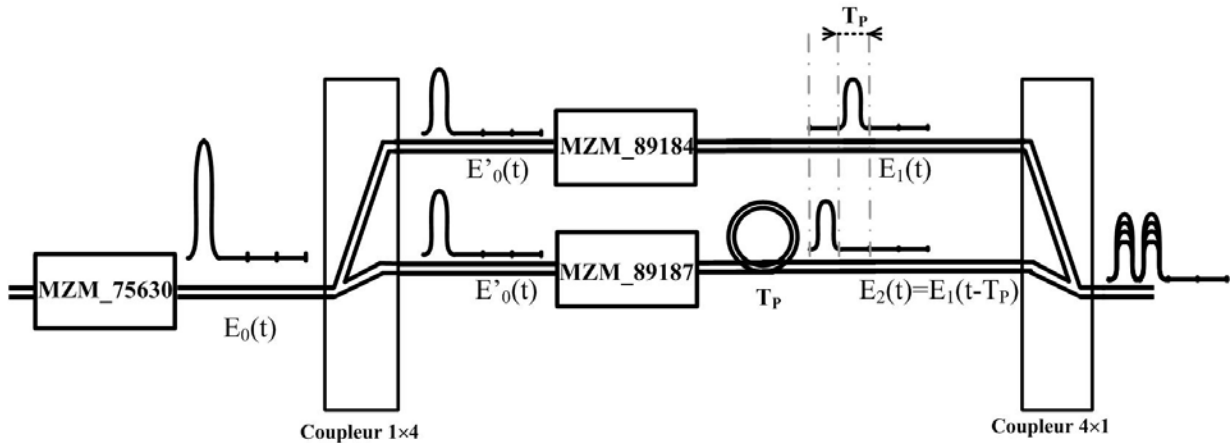


Figure.II.30 : Formes temporelles des champs optiques à différents niveaux du système de multiplexage à deux utilisateurs.

Les signaux optiques sont représentés sur une période du train de pulses, à savoir 400 ps.

Le champ $E_0(t)$, représentant le train de pulses optiques en entrée du système de multiplexage, a la même expression temporelle que celle définie pour le champ $E_{in}(t)$ (eq.II.16), sauf que son amplitude $E_{0_amp}(t)$ varie elle même avec le temps. Ce champ a pour expression :

$$E_0(t) = E_{0_amp}(t) \cdot e^{(j(2\pi \cdot \nu_0 \cdot t + \phi_0 + \phi(t)))} \quad (eq.II.18)$$

À la sortie du coupleur 4x1, ce champ se divise en deux champs optiques identiques :

$$E'_0(t) = E'_{0_amp}(t) \cdot e^{(j(2\pi \cdot \nu_0 \cdot t + \phi_0 + \phi(t)))}, \text{ avec } E'_{0_amp}(t) = \frac{E_{0_amp}(t)}{\sqrt{2}}.$$

La modulation de la puissance des pulses optiques dans les MZMs équivaut à la multiplication de l'amplitude $E_{0_amp}(t)$ par un facteur d'atténuation α . Les deux champs interférant à l'entrée du coupleur 4×1 ont alors pour expressions :

$$E_1(t) = E_{1_amp}(t).e^{j(2\pi\nu_0 t + \phi_0 + \phi(t))} \quad (eq.II.19)$$

$$E_2(t) = E_{2_amp}(t).e^{j(2\pi\nu_0(t-\tau) + \phi_0 + \phi(t-\tau))} \quad (eq.II.20)$$

Avec
$$E_{2_amp}(t) = E_{1_amp}(t-\tau) = \alpha \cdot \frac{E_{0_amp}(t)}{\sqrt{2}} \quad (eq.II.21)$$

τ représente le retard introduit entre les champs des deux utilisateurs. Il correspond dans le cas du système de multiplexage à la largeur de la fenêtre temporelle d'un canal T_p . La puissance optique $P_{out}(t)$, due aux interférences entre les deux champs optiques $E_1(t)$ et $E_2(t)$, en sortie du système de multiplexage, a donc pour expression :

$$\begin{aligned} P_{out}(t) &= \frac{1}{2} \langle |E_1(t) + E_2(t)|^2 \rangle \\ &= \frac{1}{2} \langle |E_1(t)|^2 \rangle + \frac{1}{2} \langle |E_1(t-T_p)|^2 \rangle + \text{Re} \left[\langle E_1(t).E_1^*(t-T_p) \rangle \right] \\ &= \frac{1}{2} \langle |E_1(t)|^2 \rangle + \frac{1}{2} \langle |E_1(t-T_p)|^2 \rangle + \langle |E_1(t)|^2 \rangle \cdot \text{Re}[\gamma_{in}(T_p)] \end{aligned} \quad (eq.II.22)$$

Nous allons étudier l'expression de la fonction de cohérence normalisée $\gamma_{in}(\tau)$. On a :

$$\begin{aligned} \gamma_{in}(\tau) &= \frac{\langle E_1(t).E_1^*(t-\tau) \rangle}{\langle |E_1(t)|^2 \rangle} \\ &= \frac{\langle E_{1_amp}(t).e^{j(2\pi\nu_0 t + \phi_0 + \phi(t))}.E_{1_amp}^*(t-\tau).e^{-j(2\pi\nu_0(t-\tau) + \phi_0 + \phi(t-\tau))} \rangle}{\langle |E_1(t)|^2 \rangle} \\ &= \frac{\langle E_{1_amp}(t).E_{1_amp}^*(t-\tau).e^{j2\pi\nu_0\tau}.e^{j\Delta\phi(t)} \rangle}{\langle E_{1_amp}^2(t) \rangle} \end{aligned} \quad (eq.II.23)$$

Les amplitudes des champs optiques étant des réels positifs, l'expression devient :

$$\gamma_{in}(\tau) = \frac{\langle E_{1_amp}(t).E_{1_amp}(t-\tau).e^{j2\pi\nu_0\tau}.e^{j\Delta\phi(t)} \rangle}{\langle E_{1_amp}^2(t) \rangle} \quad (eq.II.24)$$

Avec $\Delta\phi(t,\tau) = \phi(t-\tau) - \phi(t)$.

Le photodétecteur mesure la puissance optique en effectuant une moyenne sur un grand nombre de périodes des champs optiques. Sa bande passante est néanmoins assez grande pour détecter les variations temporelles de la puissance du signal optique, et donc celles des amplitudes des champs : $E_{1_amp}(t)$ et $E_{1_amp}(t-\tau)$.

Dans le système étudié, les temps de montée et de descente des pulses optiques sont d'environ $T_r = 30$ ps, tandis que la période des champs optiques est de $T_{Opt} = 5.16$ fs (pour $\lambda_0 = 1550$ nm). Les temps de variations de $E_{1_amp}(t)$ et $E_{1_amp}(t-\tau)$ sont donc très importants devant la période T_{Opt} , sur laquelle se fait le moyennage lors de la détection du signal optique.

Il est justifié par conséquent de sortir les termes $E_{1_amp}(t)$ et $E_{1_amp}(t-\tau)$ des termes de moyennes temporelles dans l'expression de $\gamma_{in}(\tau)$. Celle-ci devient alors.

$$\begin{aligned}\gamma_{in}(\tau) &= \frac{E_{1_amp}(t).E_{1_amp}(t-\tau).e^{j.2\pi.v_0.\tau}.\langle e^{j.\Delta\phi(t)} \rangle}{E_{1_amp}^2(t)} \\ &= \frac{E_{1_amp}(t-\tau)}{E_{1_amp}(t)}.e^{j.2\pi.v_0.\tau}.\langle e^{j.\Delta\phi(t)} \rangle\end{aligned}\quad (eq.II.25)$$

Le terme $\Delta\phi(t,\tau) = \phi(t-\tau) - \phi(t)$ représente la variation aléatoire de la phase optique entre les temps t et $t+\tau$. En général, le processus de bruit de phase $\phi(t)$ est un processus non stationnaire, mais sa variation $\Delta\phi(t,\tau)$ est une variable aléatoire stationnaire ergodique d'ordre deux, de moyenne nulle, et de variance $\sigma^2(\tau)$, décrite par une loi statistique gaussienne [19]. La densité de probabilité $\rho_\tau(\Delta\phi(t,\tau))$ associée à ce bruit a donc pour expression :

$$\rho_\tau(\Delta\phi(t,\tau)) = \frac{1}{\sqrt{2.\pi.\sigma^2(\tau)}} e^{\frac{-\Delta\phi^2(t,\tau)}{2.\sigma^2(\tau)}}\quad (eq.II.26)$$

Or, puisque $\Delta\phi(t,\tau)$ est à moyenne nulle on a alors : $\sigma^2(\tau) = \langle \Delta\phi^2(t,\tau) \rangle$

$$\text{D'où : } \rho_\tau(\Delta\phi) = \frac{1}{\sqrt{2.\pi.\langle \Delta\phi^2(t,\tau) \rangle}} e^{\frac{-\Delta\phi^2(t,\tau)}{2.\langle \Delta\phi^2(t,\tau) \rangle}}\quad (eq.II.27)$$

L'ergodicité d'ordre deux de $\Delta\phi(t,\tau)$ implique que sa moyenne temporelle est égale à sa moyenne statistique autant que fonction de la variable τ . Par conséquent on a :

$$\begin{aligned}\langle e^{j.\Delta\phi(t,\tau)} \rangle &= \int_{-\infty}^{+\infty} \rho_\tau(\Delta\phi).e^{j.\Delta\phi(t,\tau)}.d\Delta\phi \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2.\pi.\sigma^2(\tau)}} e^{\frac{-\Delta\phi^2(t,\tau)}{2.\sigma^2(\tau)}} .e^{j.\Delta\phi(t,\tau)}.d\Delta\phi\end{aligned}\quad (eq.II.28)$$

Or, d'après [20] nous avons :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2.\pi.\sigma^2(\tau)}} .e^{\frac{-\Delta\phi^2(t,\tau)}{2.\sigma^2(\tau)}} .e^{j.\Delta\phi(t,\tau)}.d\Delta\phi = e^{-\frac{\sigma^2(\tau)}{2}}\quad (eq.II.29)$$

La densité spectrale de puissance des fluctuations aléatoires de fréquence optique $S_{\delta\nu}(f)$ et la celle de fluctuations de phase $S_{\Delta\phi}(f)$ sont reliées par la relation établie par Y. Salvadé [21] :

$$S_{\Delta\phi}(f) = 4\pi^2 \tau^2 S_{\delta\nu}(f) \left(\frac{\sin(\pi\tau f)}{\pi\tau f} \right)^2\quad (eq.II.30)$$

Le bruit de fluctuations de la fréquence optique est ici supposé blanc, $S_{\delta\nu}(f)$ est donc constante : $S_{\delta\nu}(f) = C$. Par ailleurs, comme la variable $\Delta\phi(t,\tau)$ est de moyenne nulle, sa variance représente aussi son énergie, et la relation de Parseval permet alors d'écrire :

$$\sigma^2(\tau) = \int_0^{+\infty} S_{\Delta\phi}(f).df \quad (eq.II.31)$$

En remplaçant $S_{\Delta\phi}(f)$ par son expression en fonction de $S_{\delta\nu}(f)$, $\sigma^2(\tau)$ devient alors :

$$\sigma^2(\tau) = 2\pi^2 C\tau \quad (eq.II.32)$$

Cette variance croit donc linéairement avec le retard τ . On définit alors le temps de cohérence τ_c de la source optique selon :

$$\sigma^2(\tau) = 2 \frac{\tau}{\tau_c} \quad (eq.II.33)$$

En utilisant les *eq.II.25*, *eq.II.28*, *eq.II.29* et *eq.II.33*, on obtient l'expression finale de $\gamma_{in}(\tau)$:

$$\gamma_{in}(\tau) = \frac{E_{1_amp}(t-\tau)}{E_{1_amp}(t)} . e^{j.2\pi.\nu_0.\tau} . e^{-\frac{\tau}{\tau_c}} \quad (eq.II.34)$$

Comme τ correspond au retard entre les deux canaux des utilisateurs, T_p , on a alors :

$$\gamma_{in}(T_p) = \frac{E_{1_amp}(t-T_p)}{E_{1_amp}(t)} . e^{j.2\pi.\nu_0.T_p} . e^{-\frac{T_p}{\tau_c}} \quad (eq.II.35)$$

L'expression de la puissance optique $P_{out}(t)$ (*eq.II.22*) devient alors :

$$\begin{aligned} P_{out}(t) &= \frac{1}{2} \langle |E_1(t)|^2 \rangle + \frac{1}{2} \langle |E_1(t-T_p)|^2 \rangle + \langle |E_1(t)|^2 \rangle . \text{Re} \left[\frac{E_{1_amp}(t-T_p)}{E_{1_amp}(t)} . e^{j.2\pi.\nu_0.T_p} . e^{-\frac{T_p}{\tau_c}} \right] \\ &= \frac{1}{2} E_{1_amp}^2(t) + \frac{1}{2} E_{1_amp}^2(t-T_p) + E_{1_amp}(t) . \text{Re} \left[\frac{E_{1_amp}(t-T_p)}{E_{1_amp}(t)} . e^{j.2\pi.\nu_0.T_p} . e^{-\frac{T_p}{\tau_c}} \right] \end{aligned}$$

D'où l'expression finale de la puissance optique en sortie du système de multiplexage :

$$P_{out}(t) = \frac{1}{2} E_{1_amp}^2(t) + \frac{1}{2} E_{1_amp}^2(t-T_p) + E_{1_amp}(t) . E_{1_amp}(t-T_p) . e^{-\frac{T_p}{\tau_c}} . \cos(2\pi.\nu_0.T_p) \quad (eq.II.36)$$

La Figure.II.30 montre que dans la fenêtre temporelle d'un canal (de largeur T_p), la variation temporelle de l'amplitude $E_{1_amp}(t)$ est celle d'un pulse. Dans cette même fenêtre temporelle, l'amplitude $E_{2_amp}(t)$ correspond au faible niveau optique continu se trouvant à la base du pulse.

Le dernier terme dans l'expression de P_{out} (*eq.II.36*) implique le temps de cohérence de la source optique τ_c . Ce terme est négligeable, si la largeur de la fenêtre temporelle d'un canal T_p est importante devant τ_c . On tend alors vers un régime incohérent en sortie du système de multiplexage. Ce terme devient par contre important si la valeur de T_p est petite devant τ_c .

On vient donc de mettre en évidence l'impact des interférences cohérentes dans le système de multiplexage étudié. Le terme représentatif des ces interférences montre que leur

importance dépend du rapport entre le temps de cohérence de la source utilisée, et de la fenêtre temporelle d'un canal utilisateur, ce qui traduit le régime (cohérent ou incohérent) dans lequel se trouve les signaux optiques des utilisateurs lors de leur combinaison. Ces interférences engendrent une fluctuation aléatoire de la puissance optique du signal en sortie du système, comme nous allons le constater expérimentalement.

IV.5.2 Caractérisation de la largeur de raie de la source laser

Le temps de cohérence τ_C de la source optique est un facteur déterminant pour l'impact des interférences cohérentes sur le signal optique en sortie du système de multiplexage. Ce facteur peut être déduit à partir de la largeur de raie spectrale $\Delta\nu$ de la source. Il est donc nécessaire dans un premier temps de mesurer cette $\Delta\nu$ pour la source laser dont nous disposons.

La méthode présentée dans le paragraphe précédent pour la mesure du spectre optique de la source n'est pas utilisable dans le cas d'une source laser. En effet, la largeur spectrale $\Delta\lambda$ (calculée à -3 dB) du spectre d'une source laser est de l'ordre du pm. Cette valeur est trop faible par rapport à la résolution des analyseurs de spectre optique qui existent, ce qui nécessite l'utilisation d'une autre méthode.

Nous n'avons pas pu mettre en place la méthode présentée ci-dessous, mais nous en expliquons cependant le principe. Cette méthode de mesure de la largeur de raie des sources lasers, appelée montage auto-hétérodyne, est présentée sur la Figure.II.31 [17] [18].

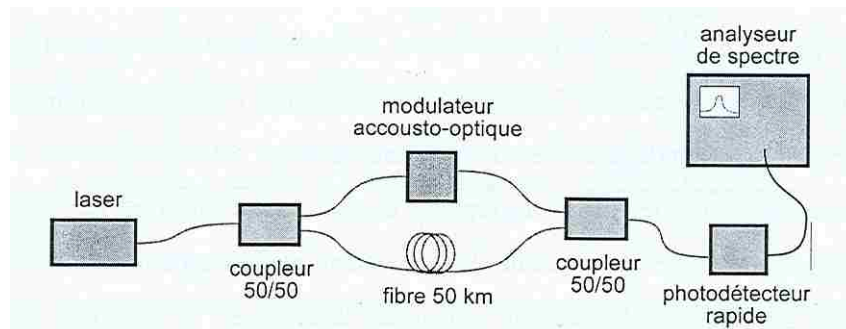


Figure.II.31 : Schéma de montage de mesure de la largeur de raie d'une source laser d'après [17].

La méthode consiste à faire interagir le signal de sortie du laser avec lui même dans un interféromètre de Mach-Zehnder déséquilibré. Le signal issu de l'interféromètre est envoyé sur un photodétecteur, puis injecté dans un analyseur de spectre électrique.

Le modulateur accousto-optique permet le décalage du spectre autour d'une fréquence non nulle (ici 40 MHz), pour une meilleure détection du spectre. La largeur à -3 dB du spectre donne la mesure de la largeur de raie $\Delta\nu$ (Figure.II.32).

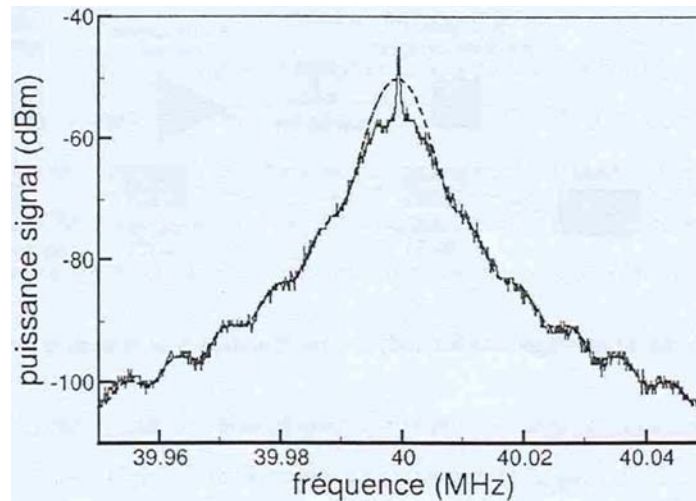


Figure.II.32 : Mesure de la largeur de raie d'un laser avec le montage auto-hétérodyne, et extrapolation de la courbe mesurée [17].

La largeur de raie $\Delta\nu$ de la source laser **FU-68PDF-5M63A** que nous utilisons, nous a été fournie par le fabricant. Elle vaut $\Delta\nu = 20$ MHz. Le temps de cohérence en est alors déduit : $\tau_C = 10.6$ ns. Cette valeur montre bien qu'avec une telle source, les signaux optiques des deux canaux multiplexés vont interférer dans un régime cohérent à l'entrée du coupleur 4x1.

IV.5.3 Mise en évidence expérimentale des interférences cohérentes

La mise en évidence expérimentale des interférences cohérentes en sortie de la partie multiplexage, en remplaçant la source ASE par la source cohérente laser DFB. Cette dernière sera utilisée à la même puissance optique continue, $P_{SOURCE} = 8.5$ mW, que la source ASE. Les données des utilisateurs sont du type PRBS ($2^{12}-1$).

La trace temporelle du signal en sortie de la partie multiplexage exhibe d'importantes fluctuations des niveaux optiques au maximum et la base des pulses. Ces fluctuations, observées avec la source laser DFB, arborent un caractère aléatoire prouvant qu'elles sont dues aux interférences cohérentes entre les signaux des deux utilisateurs.

Les fluctuations observées lors de l'utilisation de la source ASE étaient de caractère permanent, et représentaient l'effet du bruit présent dans toutes les sources optiques.

La Figure.II.33 représente les diagrammes de l'œil obtenus en sortie du système étudié, pour différentes valeurs de ΔV , ΔV étant l'écart par rapport à la tension de minimum de transmission du **MZM_75630** : $V_{DC_0} = 1.75$ V (déterminée au paragraphe III.1.1.2)

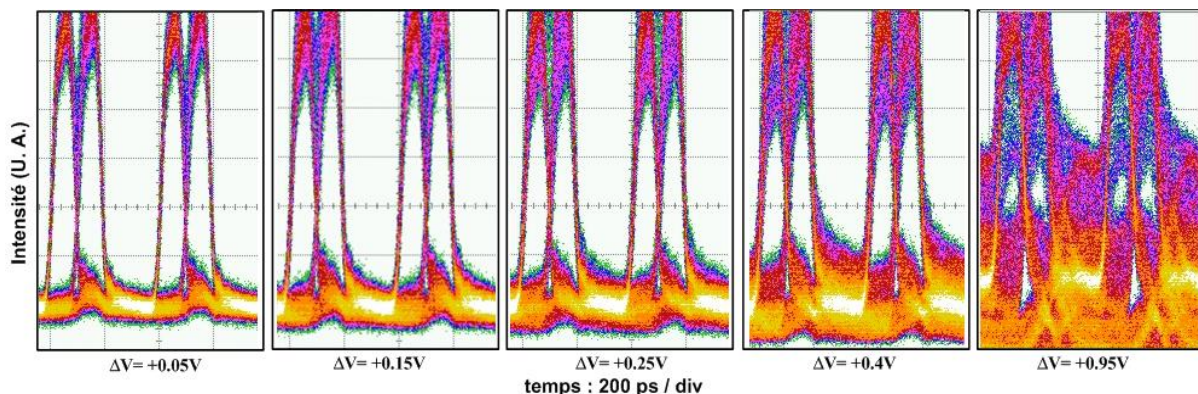


Figure.II.33 : Diagramme de l'œil en sortie du système de multiplexage expérimental avec la source laser pour différentes valeurs de ΔV .

Les fluctuations se traduisent par la dégradation de l'ouverture verticale du diagramme de l'œil. L'importance du bruit de fluctuation va en croissant avec ΔV . Le facteur Q se dégrade de pratiquement 80 % entre le meilleur et le pire cas ($\Delta V = 0.05$ V et $\Delta V = 0.95$ V).

IV.5.4 Analyse et solution

L'impact des interférences cohérentes, dues à l'utilisation de la source laser, a donc pu être observé expérimentalement. Sa représentation théorique est un terme qu'on retrouve dans l'expression de la puissance optique en sortie de la partie multiplexage (eq.II.36). Par conséquent, l'élimination du bruit de fluctuation d'amplitude dû aux interférences cohérentes passe par la réduction de ce terme. Il est le produit de 3 facteurs : $e^{-\frac{T_p}{\tau_c}}$, $E_{1_amp}(t)$ et $E_{1_amp}(t-T_p)$.

Le facteur $e^{-\frac{T_p}{\tau_c}}$ est d'autant plus significatif que la source utilisée a une largeur spectrale réduite, et donc un temps de cohérence τ_c plus important. Il est impossible de le varier, car les valeurs de τ_c et T_p sont respectivement fixées par la source optique, et les spécifications du système conçu, à savoir 4 utilisateurs pour un débit global de 10 Gb/s.

Les deux autres facteurs, $E_{1_amp}(t)$ et $E_{1_amp}(t-T_p)$, représentent les amplitudes des champs interférant en entrée du coupleur 4x1. Dans la fenêtre temporelle d'un utilisateur, de largeur T_p , la puissance du pulse optique est proportionnelle au carré de $E_{1_amp}(t)$. Ce pulse arrive au même instant t que le signal optique à la base du pulse, dont l'intensité est proportionnelle au carré de $E_{1_amp}(t-T_p)$ (Figure.II.30).

Le choix des tensions de polarisation des modulateurs des utilisateurs (**MZM_89184** et **MZM_89187** sur la Figure.II.30) permet de varier l'offset de puissance optique superposé aux pulses optiques en sortie de chaque modulateur, et qui contribue à l'augmentation des termes $E_{1_amp}(t)$ et $E_{1_amp}(t-T_p)$. La réduction de ces facteurs nécessite par conséquent de polariser les modulateurs **MZM_89184** et **MZM_89187** en leur tensions de transmission minimales respectives.

Il est cependant nécessaire de réduire davantage les facteurs $E_{1_amp}(t)$ et $E_{1_amp}(t-T_p)$, la Figure.II.30 montre que leurs valeurs dépendent de celle du champ optique $E_0(t)$ créé en sortie du modulateur source **MZM_75630**. Il faut donc réduire également ce champ, en choisissant la tension de polarisation continue adaptée pour le **MZM_75630**.

IV.5.5 Suppression du bruit de fluctuation lié aux interférences cohérentes

Le diagramme de l'œil en sortie de la partie multiplexage (après l'amplificateur EDFA) a été relevé, pour différentes valeurs de la tension de polarisation continue du **MZM_75630**, quantifiée par l'écart ΔV par rapport à V_{DC_0} . Ils sont représentés sur la Figure.II.34.

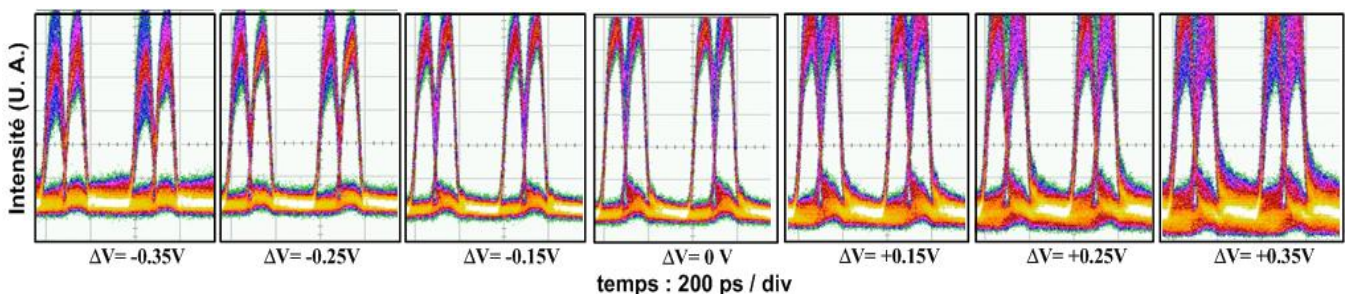


Figure.II.34 : Diagramme de l'œil en sortie du système de multiplexage expérimental avec la source laser, pour des tensions de polarisation autour de V_{DC_0} .

On a constaté une diminution des fluctuations aléatoires d'amplitude du signal optique en tendant vers la tension de polarisation V_{DC_0} , que ce soit par valeur croissante ou décroissante de la tension. Le bruit de fluctuations aléatoires disparaît pratiquement à la tension V_{DC_0} .

La dégradation du diagramme de l'œil a été quantifiée, en calculant, pour chaque valeur de ΔV , l'écart relatif $\frac{Q_0 - Q_{\Delta V}}{Q_0}$, $Q_{\Delta V}$ étant le facteur Q mesuré à un ΔV donné, et Q_0 celui mesuré à la tension V_{DC_0} . Les résultats sont résumés sur la Figure.II.35.

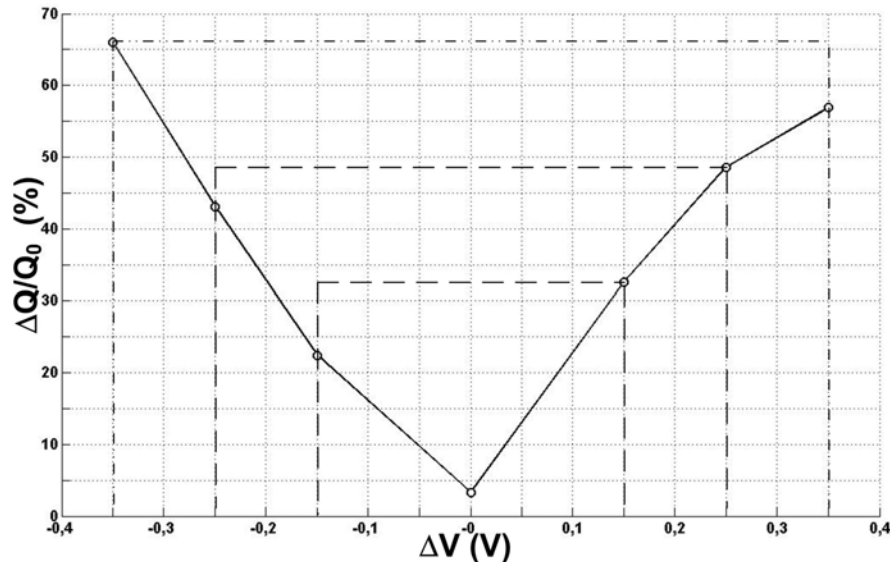


Figure.II.35 : Écart relatif sur le facteur Q mesuré en fonction des valeurs de ΔV

Le facteur Q se dégrade assez rapidement, à partir de faibles écarts par rapport à la tension de polarisation V_{DC_0} ($\Delta V=0$). Cependant, on constate qu'à valeur absolue égale de ΔV , l'écart du $Q_{\Delta V}$ par rapport à Q_0 , semble moins important pour un ΔV négatif qu'un ΔV positif.

Si on prend le cas $\Delta V= \pm 0.15V$, augmenter ΔV de 0 à 0.15 V se traduit par une augmentation des valeurs des facteurs $E_{1_amp}(t)$ et $E_{1_amp}(t-T_p)$, et donc du terme de bruit dans l'expression de la puissance optique en sortie du système de multiplexage (eq.II.36). Le bruit de fluctuation des niveaux logiques, s'en trouve alors accru, et le facteur Q dégradé.

Si on réduit ΔV de 0 à -0.15 V, on se place alors sur la courbe de transmission du **MZM_75630**, de façon à augmenter le niveau optique à la base des pulses générés de façon similaire au cas $\Delta V= +0.15V$, mais on réduit le niveau du maximum des pulses. Le facteur $E_{1_amp}(t-T_p)$ est encore augmenté, mais la valeur de $E_{1_amp}(t)$ est réduite, de façon à ce que produit $E_{1_amp}(t) \times E_{1_amp}(t-T_p)$ soit à nouveau augmenté, mais de façon moins significative que dans le cas $\Delta V= +0.15V$, la dégradation du facteur Q est alors moindre.

Cependant, cette explication reste valable dans une certaine limite. Ainsi, au delà d'une certaine valeur absolue de ΔV , la réduction de μ_1 , la puissance moyenne du niveau logique '1', dans le cas de valeurs $\Delta V < 0$ va détériorer le facteur Q de façon plus importante que l'augmentation des fluctuations des niveaux logiques pour les valeurs $\Delta V > 0$, à valeur absolue égale de ΔV . Le facteur Q aura alors tendance à se dégrader plus rapidement avec des valeurs négatives que positives de ΔV , comme c'est le cas pour le cas $\Delta V = \pm 0.35 V$.

IV.6 Conclusion

Ce paragraphe a permis de décrire les étapes de réalisation expérimentale du système de multiplexage avec 2 utilisateurs. Après avoir caractérisé temporellement l'ensemble des composants utilisés, nous avons établi un schéma de synchronisation permettant de contrôler tous les signaux dans le système par une horloge de référence.

Les performances en sortie du système de multiplexage ont ensuite été étudiées pour deux sources optiques continues différentes.

Avec une première source incohérente ASE, les performances de multiplexage ont été optimisées par choix du gain de l'EDFA et de la tension de polarisation du modulateur **MZM_75630** adaptés, en utilisant le facteur Q comme critère de qualité.

Le bruit de fluctuations aléatoires d'amplitude, lié à l'utilisation d'une source optique cohérente a été ensuite présenté. Sa contribution à la puissance optique en sortie du multiplexage a été exprimée en théorie, puis constaté expérimentalement. Une solution a été déduite pour supprimer ce bruit. Elle consiste à polariser les modulateurs du système à leurs tensions de transmission minimales. La suppression du bruit a été observée expérimentalement.

La polarisation à la tension V_{DC_0} permet donc d'optimiser les performances obtenues en sortie du système de multiplexage avec les des deux sources optiques étudiées. Nous allons donc comparer ces performances.

v Comparaison des performances composant/ système avec deux sources optiques.

V.1 Introduction

Ce paragraphe va nous permettre de comparer les performances des deux sources optiques, dans le but de déterminer la mieux adaptée des deux au système de transmission étudié. Cette comparaison se fera d'abord à l'échelle du système, en évaluant la qualité du multiplexage des données avec chacune des sources, puis au niveau du composant lui même, en comparant les bruits d'intensité propres des deux sources.

Nous présenterons les différents types de bruits qui existent dans les systèmes de transmissions optiques, en précisant leurs caractéristiques. Nous expliquerons également la méthodologie qui permet de déduire le bruit d'intensité relatif (RIN) de chaque source optique. Enfin, nous établirons une relation entre l'amélioration des performances apportée par une source optique par rapport à l'autre au niveau du système, et la différence entre les caractéristiques de bruit d'intensité des deux sources.

V.2 Comparaison des performances en sortie du système de multiplexage

La puissance optique en sortie du système de multiplexage, après amplification représentée sur le canal optique de l'oscilloscope, est en fait détectée par le photodétecteur interne de celui-ci. Elle est convertie en courant électrique équivalent, qui produit une tension aux bornes de la résistance de sortie du photodétecteur. En utilisant les valeurs de la responsivité du photodétecteur et sa résistance de sortie, l'oscilloscope permet de tracer la puissance optique à partir de la tension mesurée. Ainsi, le facteur Q peut être exprimé également en fonction des courants équivalents aux puissances optiques reçues par :

$$Q = \frac{i_1 - i_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad (eq.II.37)$$

i_i étant le courant moyen détecté pour le niveau logique $i=\{0;1\}$ et σ_i l'écart type du bruit de fluctuations de ce courant. Le facteur Q permet d'accéder au rapport signal à bruit (SNR) :

$$SNR = Q^2 = \left(\frac{i_1 - i_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \right)^2 \quad (eq.II.38)$$

Les figures Figure.II.36.a et Figure.II.47.b montrent les diagrammes de l'œil obtenus respectivement, avec les sources DFB et ASE utilisées à puissance de sortie égale.

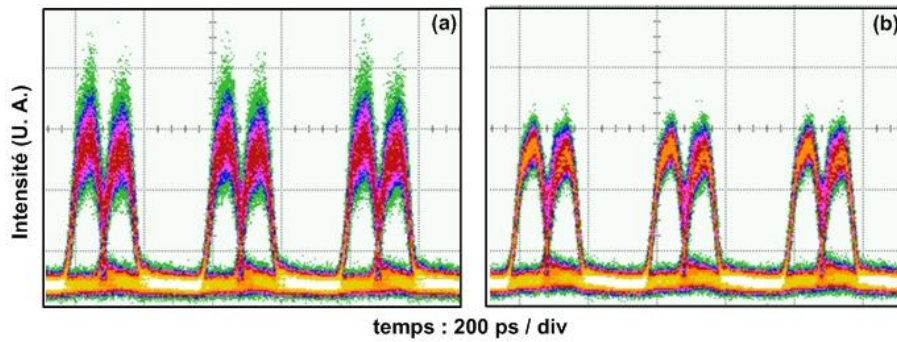


Figure.II.36 : Diagramme de l'œil mesuré en sortie du système de multiplexage avec (a) la source ASE. (b) la source laser.

Les histogrammes relevés pour les deux cas, permettent de constater que les termes i_1 , i_0 , et σ_0 restent sensiblement inchangés, pour les deux sources considérées, tandis que σ_1 est plus faible pour la source DFB que pour la source ASE, comme le confirment les diagrammes de l'œil relevés. La source DFB permet donc d'améliorer le facteur Q, et le SNR par conséquent. Cette amélioration a été quantifiée en calculant le rapport (exprimé en dB) entre les deux SNR mesurés avec les deux sources, qu'on note ΔSNR_{dB} . Nous obtenons alors une valeur de :

$$\Delta SNR_{dB} = 10 \cdot \text{Log} \left(\frac{SNR_{DFB}}{SNR_{ASE}} \right) = 9.6 \text{ dB}. \quad (eq.II.39)$$

Les facteurs σ_1 et σ_0 représentent l'ensemble des bruits accumulés le long de la chaîne de transmission sur les niveaux logiques '1' et '0'.

Dans le paragraphe III.2.1, nous avons présenté les bruit thermique et bruit de Schottky,. Ces bruits, qui s'ajoutent à la détection du signal optique, augmentent les valeurs des grandeurs σ_1 et σ_0 . Cependant, leur contribution est la même pour les deux sources, car leurs valeurs dépendent des puissances moyennes des niveaux logiques, égales pour les deux sources. Les deux sources se distinguent par contre par leurs bruits d'intensité relatifs. Nous traitons dans le paragraphe suivant ce type de bruit, et analysons sa contribution au bruit global en sortie du système de multiplexage.

V.3 RIN des sources optiques

V.3.1 Définition

Le bruit d'intensité de la source optique est un bruit qui dépend uniquement de la source optique. Ce bruit existe avant la détection même du signal.

Dans le cas de sources à cavité, telle que le laser DFB ou Fabry-Perot, ce bruit est provoqué par le battement entre le signal stimulé du laser et l'émission spontanée, générée à l'intérieur de la cavité laser [22].

Le bruit d'intensité est également présent dans les sources non-laser, comme les sources ASE. Il y est généré par le battement interférométrique entre différentes fréquences optiques de leurs spectres d'émission.

Un moyen utile pour quantifier un tel bruit est de l'exprimer comme le rapport entre le courant continu I_{DC} (correspondant à la puissance optique continue P_{Opt}) et les fluctuations de ce courant $\Delta i_{RIN}(t)$ (dues aux fluctuations de P_{Opt}), dans une bande de 1 Hz. Ce rapport est appelé bruit relatif d'intensité (RIN). Il s'écrit :

$$RIN = \frac{\langle \Delta i_{RIN}^2(t) \rangle}{I_{DC}^2} \quad (eq.II.40)$$

L'unité du RIN est le Hz^{-1} , mais il est souvent exprimé en dB/Hz.

V.3.2 Spectre du RIN d'une source Laser

Le spectre du RIN d'une source laser est similaire à celui représenté sur la Figure.II.48 [17].

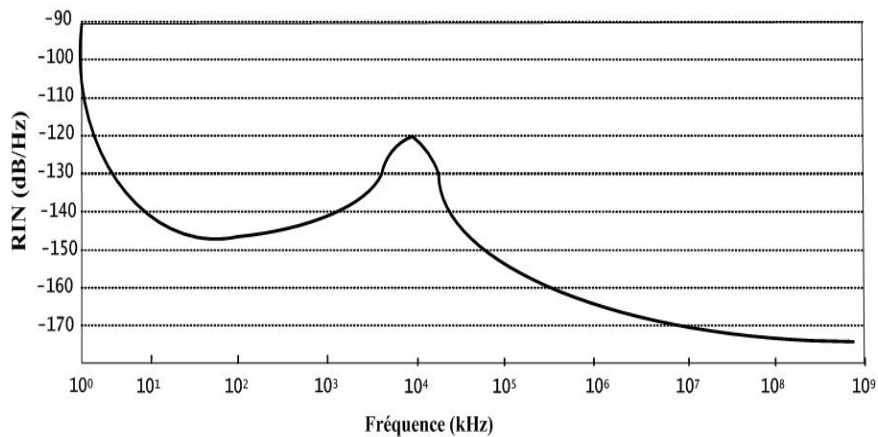


Figure.II.37 : Exemple de spectre du RIN d'une source laser.

Ce spectre est composé de 3 parties :

Une partie plate du spectre, due à l'émission spontanée, où le RIN a généralement des valeurs entre -140 et -150 dB/Hz.

Une partie avec un pic de résonance, dû au rehaussement de l'émission spontanée par le processus de relaxation dans les hautes fréquences. Ce pic se situe dans les gammes des GHz.

Enfin une partie dans les basses fréquences, liée au bruit de flicker en $1/f$, où le spectre est inversement proportionnel à la fréquence. Ce type de bruit est présent dans tous les composants électroniques et électro-optiques [23]. La zone de passage du bruit de flicker au bruit d'émission spontanée se situe entre 10 et 100 kHz.

Le pic de résonance a tendance à diminuer en amplitude et à se déplacer vers les fréquences supérieures, quand le courant de polarisation augmente.

V.3.3 Bruit total détecté

Le bruit RIN s'ajoute aux bruits thermique et Schottky au niveau du photodétecteur pour constituer un courant total. Les expressions des variances des courants générés par le bruit thermique et Schottky, σ_T et σ_{Sh} , sont fournies par les expressions *eq.II.8* et *eq.II.10*.

Les processus dont résultent ces trois bruits étant décorrélés, la variance du courant de bruit global s'obtient en sommant les variances des trois :

$$\sigma_{total} = \sqrt{\sigma_{th}^2 + \sigma_{Sh}^2 + \sigma_{RIN}^2} \quad (eq.II.41)$$

En remplaçant les termes des variances par leurs expressions respectives, on obtient alors :

$$\sigma_{total} = \sqrt{\frac{4.k.T}{R_L} \Delta f + 2.q.I_{DC} \Delta f + I_{DC}^2 \cdot RIN \cdot \Delta f} \quad (eq.II.42)$$

Cette expression reste valable dans l'hypothèse où le spectre des bruits considérés est constant sur la bande Δf . C'est le cas des bruits thermique et Schottky. Pour le bruit du RIN, il faut intégrer sur la bande Δf . L'expression de σ_{RIN}^2 devient alors [14] :

$$\sigma_{RIN}^2 = I_{DC}^2 \int_{\Delta f} RIN(f).df \quad (eq.II.43)$$

La Figure.II.38 montre un exemple du résultat de combinaison des sources de bruits au niveau du photodétecteur [22]. La résistance de sortie du photodétecteur vaut $R_L = 1 \text{ K}\Omega$.

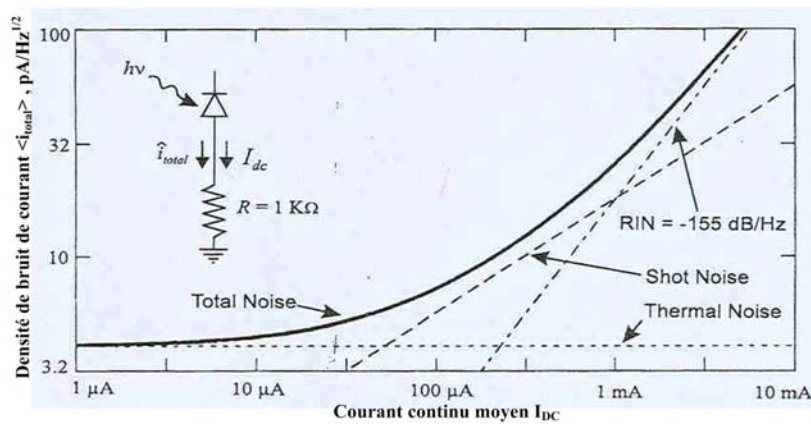


Figure.II.38 : Densité de courant de bruit total σ_{total} dans une bande de 1 Hz en fonction du courant moyen généré I_{DC} .

La figure montre la dépendance de tous les bruits, ainsi que celle du bruit total, calculé à partir de l'expression *eq.II.42*. On constate que pour des niveaux de courant faibles ($I_{DC} < 52 \mu\text{A}$) le bruit total est principalement dominé par la présence du bruit thermique. Pour des courants compris entre $52 \mu\text{A}$ et 1 mA , le bruit Schottky devient prépondérant. Quand le courant dépasse le mA, c'est le bruit d'intensité de la source optique qui domine.

Pour les liaisons optiques courtes, dont le système étudié fait partie, le bruit de RIN est donc prépondérant. Nous allons nous y intéresser, et le comparer pour les deux sources.

V.3.4 La mesure du RIN

La mesure du RIN s'effectue dans le domaine fréquentiel, en utilisant un analyseur de spectre. Ce dernier permet de tracer la densité spectrale de puissance d'un signal électrique issu de la détection du signal optique dont on souhaite caractériser le bruit.

La Figure.II.39 montre le schéma de mesure du RIN de chacune des sources optiques.

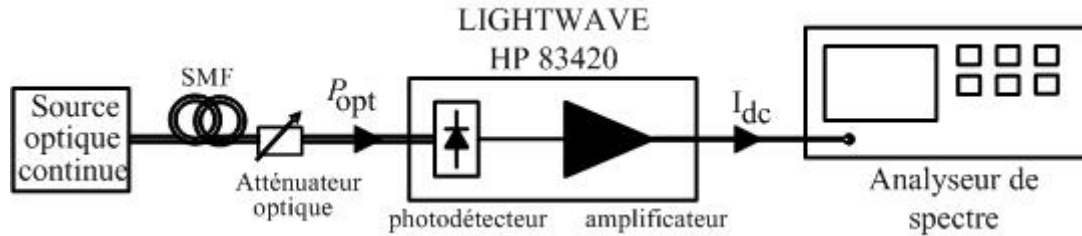


Figure.II.39 : Schéma de mesure du RIN des sources optiques.

La source émet la même puissance optique continue que dans le système de multiplexage. Elle est connectée à un atténuateur optique variable, dont le rôle est de simuler l'atténuation apportée par le système de multiplexage. Il permet alors d'obtenir une puissance optique équivalente au niveau logique moyen obtenu sur les diagrammes de l'œil relevés. Le signal est ensuite photodétekté puis amplifié électriquement grâce au Lightwave HP 83420. Ce dernier est équivalent à un photodétecteur de responsivité $\eta = 37,5$ A/W. Le courant résultant est envoyé sur l'analyseur de spectre. La densité spectrale de puissance est relevée sur une bande $B = 20$ GHz. Cette bande couvre celle du photodétecteur du canal optique de l'oscilloscope (15 GHz). La résistance de charge en sortie de Lightwave HP 83420 vaut 50Ω .

Le schéma présenté ici permet de mesurer la contribution du bruit d'intensité de la source, traduit par les fluctuations du courant généré I_{DC} ; cependant à ce bruit vont s'ajouter les bruits thermiques et de Schottky, tels que décrits dans la partie précédente. La différence avec le système de multiplexage, réside dans le fait que ces bruits vont être générés ici par les éléments de mesure que sont le LIGHTWAVE HP 83420 et l'analyseur de spectre. Ces bruits deviennent alors des grandeurs parasites, qu'il faut éliminer afin d'accéder à la vraie valeur du RIN de la source. Le schéma décrit ci-dessus permet de mesurer la densité spectrale de puissance de bruit N_{syst} , de l'ensemble composé de la source optique, et des éléments de mesure.

La densité spectrale de bruit thermique N_{th} (eq.II.7) est mesurable avec le même schéma. En effet, le bruit thermique étant indépendant de la puissance optique incidente, N_{th} est mesuré en faisant un relevé sur l'analyseur de spectre avec la source optique éteinte.

La densité spectrale de puissance du bruit Schottky N_q est donnée par l'équation eq.II.9. Le courant moyen I_{DC} se calcule à partir de la puissance optique P_{opt} qu'on a mesurée.

Le RIN_{source} est alors déduit de la mesure de N_{syst} en utilisant la formule [24] :

$$\begin{aligned} RIN_{source}(f) &= \frac{N_{syst}(f)}{P_{elec}} - \frac{N_q}{P_{elec}} - \frac{N_{th}(f)}{P_{elec}} \\ &= RIN_{syst}(f) - RIN_q(f) - RIN_{th}(f) \end{aligned} \quad (eq.II.44)$$

P_{elec} est la puissance électrique du courant moyen photodétekté I_{DC} , définie par :

$$P_{elec} = R_L \cdot (\eta \cdot P_{opt})^2 \quad (eq.II.45)$$

V.3.5 Les résultats de mesure du RIN.

Nous avons effectué la mesure qui nous a permis de déduire le RIN de chacune des deux sources optiques en utilisant la méthodologie décrite ci-dessus. Les mesures ont été faites avec des puissances P_{opt} en sortie de l'atténuateur correspondant à chacune des puissances optiques équivalentes au maximum du pulse optique et à son minimum sur le diagramme de l'œil en sortie du système de multiplexage, qu'on note respectivement P_{opt_1} et P_{opt_0} .

Pour la puissance P_{opt_0} nous avons constaté qu'une mesure de la densité spectrale à l'analyseur spectrale était invariable, que la source soit allumée ou éteinte. Ce constat a été fait pour les deux sources étudiées. La mesure à source éteinte représentant la densité spectrale du bruit thermique N_{th} , nous en déduisons que pour la puissance P_{opt_0} le bruit d'intensité est dominé par les autres bruits, ce qui le rend incalculable. La Figure.II.40 représente le RIN (dB/Hz) mesuré pour les deux sources optiques dans le cas de la puissance optique P_{opt_1} .

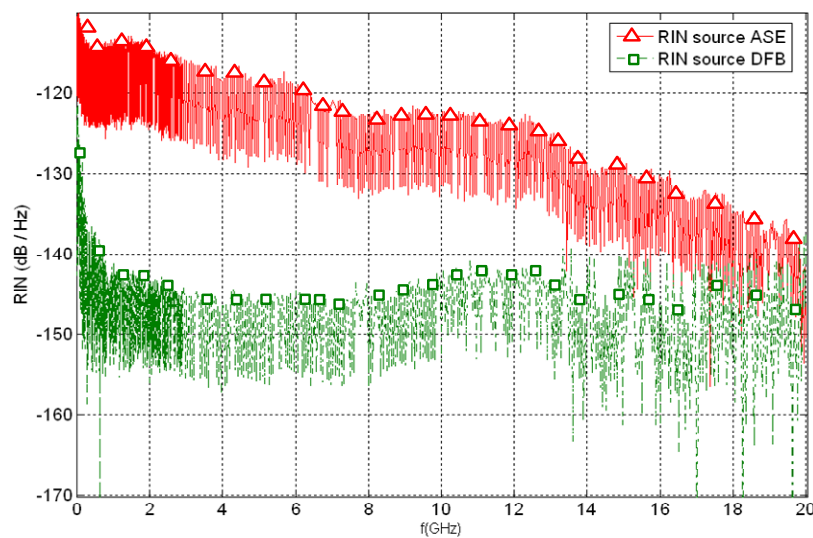


Figure.II.40 : Mesure de RIN des sources ASE et DFB.

On constate que la forme du RIN de la source DFB est cohérente avec sa description théorique. Le pic de résonance se trouve à $f = 11$ GHz. On constate également pour les deux sources la présence du bruit de flicker en basse fréquence.

Afin de comparer les bruits d'intensité des deux sources, nous avons calculé le rapport des puissances engendrées par ces bruits. On note ce rapport ΔRIN , il a pour expression (en dB) :

$$\Delta RIN_{dB} = 10 \cdot \text{Log} \left(\frac{\int_B RIN_{ASE}(f) \cdot df}{\int_B RIN_{DFB}(f) \cdot df} \right)^2 \quad (eq.II.46)$$

En effet, le RIN n'étant pas constant sur la bande de détection B , sa puissance est calculée par intégration de ses valeurs le long de cette bande. Nous obtenons alors une valeur :

$$\Delta RIN_{dB} = 10.36 \text{ dB} \quad (eq.II.47)$$

V.4 Corrélation des performances composant/système

Nous venons de comparer les performances des deux sources optiques. Cette comparaison s'est faite premièrement au niveau du système, en calculant le rapport Δ SNR des rapports signal à bruit obtenus avec les deux sources en sortie du système de multiplexage. Ensuite, nous avons comparé les sources à l'échelle du composant, par le biais de Δ RIN, qui représente le rapport des puissances dues aux bruits d'intensité propres des deux sources.

Les valeurs obtenues pour ces deux rapports peuvent être corrélées. En effet, le passage de la source ASE à la source DFB va réduire la valeur du paramètre σ_1 dans l'expression du SNR (eq.II.38), or ce paramètre s'écrit, pour chacune des deux sources, sous la forme [14] :

$$\sigma_{1_ASE} = \sqrt{\sigma_{th}^2 + \sigma_{Sh}^2 + \sigma_{RIN_ASE}^2} \quad (eq.II.48)$$

$$\sigma_{1_DFB} = \sqrt{\sigma_{th}^2 + \sigma_{Sh}^2 + \sigma_{RIN_DFB}^2} \quad (eq.II.49)$$

σ_{th}^2 et σ_{Sh}^2 étant respectivement les variances des courants dus aux bruits thermique et Schottky à la détection du signal optique en sortie du système de multiplexage. Le terme $\sigma_{RIN_ASE}^2$ (respectivement $\sigma_{RIN_DFB}^2$) s'exprime en utilisant l'égalité eq.II.43 :

$$\sigma_{RIN_ASE}^2 = i_1^2 \int_B RIN_{ASE}(f).df \quad (eq.II.50)$$

$$\sigma_{RIN_DFB}^2 = i_1^2 \int_B RIN_{DFB}(f).df \quad (eq.II.51)$$

i_1 étant le courant moyen équivalent à la puissance optique P_{opt_1} , après détection au niveau de l'oscilloscope, (μ_1 dans l'expression du SNR (eq.II.38).

Par conséquent, le rapport Δ SNR s'écrit :

$$\Delta SNR = 10.Log \left(\frac{\sigma_0 + \sqrt{\sigma_{th}^2 + \sigma_{Sh}^2 + i_1^2 \int_B RIN_{ASE}(f).df}}{\sigma_0 + \sqrt{\sigma_{th}^2 + \sigma_{Sh}^2 + i_1^2 \int_B RIN_{DFB}(f).df}} \right) \quad (eq.II.52)$$

car i_0 , i_1 et σ_0 restent égaux entre les deux cas d'après les mesures. L'expression de σ_0 se décompose de la même façon que celle de σ_1 , cependant le fait que σ_0 reste inchangé lors du changement de la source optique montre que les termes de bruit thermique et Schottky prédominent dans son expression sur le terme de bruit du RIN. Ce constat est cohérent avec le relevé de mesure du RIN pour la puissance P_{opt_0} , et qui avait conduit à la même conclusion.

La différence entre Δ SNR_{dB} et Δ RIN_{dB} est due à la contribution des termes σ_0 , σ_{Th}^2 et σ_{Shot}^2 , cependant le faible écart entre ces deux valeurs montre que σ_{RIN}^2 reste le terme prédominant de la somme des bruits dans l'expression de σ_1 .

V.5 Conclusion

Nous avons donc évalué les performances du système de multiplexage en utilisant deux sources optiques différentes, et constaté que la source DFB permet d'améliorer le rapport signal à bruit en sortie du système par rapport à la source incohérente ASE.

Cette amélioration a été reliée à la différence des RIN des deux sources, qui entraîne une puissance de bruit différente sur le niveau logique '1'.

L'amélioration apportée par la source DFB au niveau du SNR aura un impact direct sur la courbe du taux d'erreur binaire (TEB) obtenue en fonction de la puissance optique incidente. Effectivement, pour un TEB donné, obtenu avec une certaine puissance de la source DFB, il faudra fournir plus de puissance optique avec la source ASE, ce qui impliquera une pénalité

en puissance. Un autre avantage de la source DFB, réside dans la possibilité de combiner plusieurs systèmes de multiplexage en temporel, avec des sources DFB à spectres optiques disjoints, multiplexées en longueur d'onde (WDM). Le débit total est alors multiplié par le nombre de sources utilisées.

VI Amélioration des performances du système

VI.1 Introduction

Nous allons tenter, dans ce paragraphe, d'apporter les dernières améliorations au système de multiplexage étudié. On commencera par ajouter un 3^{ème} utilisateur, en présentant la nouvelle configuration permettant de réaliser le décalage temporel nécessaire à cela. Nous étudierons dans un second temps, l'impact de l'utilisation des modulateurs d'intensité en Dual Drive (D.D.). Cette étude présentera les contraintes liées à cette utilisation, et les améliorations apportées aux performances en sortie du système de multiplexage.

VI.2 Passage à 3 utilisateurs

Nous disposons d'un 3^{ème} modulateur qu'on notera **MZM_89188**. Ce modulateur, à bande passante de 20 GHz, va permettre de coder et multiplexer les données d'un 3^{ème} utilisateur. Nous avons commencé par tracer la courbe caractéristique T(V) de ce composant en utilisant la méthode précisée dans le paragraphe III.1.1.2. La Figure.II.41 représente la courbe T(V) mesurée pour le **MZM_89188**, ainsi que celles obtenues pour les deux autres modulateurs des utilisateurs **MZM_89187** et **MZM_89184**.

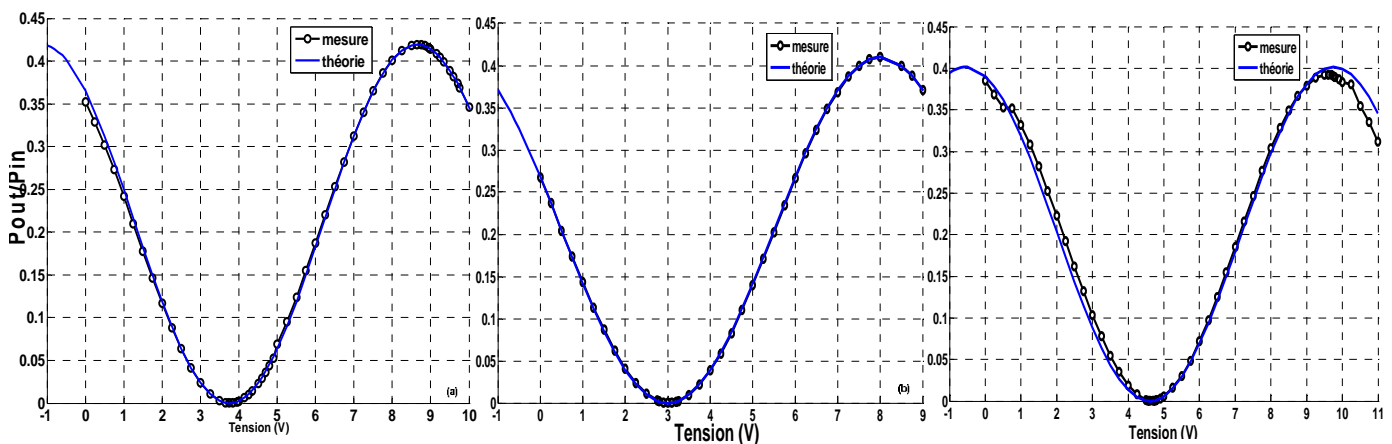


Figure.II.41 : Courbes T(V) des modulateurs des utilisateurs
(a) MZM_89188. (b) MZM_89187. (c) MZM_89184.

Nous résumons également dans le tableau.II.9 l'ensemble des caractéristiques déduites pour les 3 modulateurs utilisés pour le codage des données des utilisateurs.

Modulateur	V_{π} (V)	V_0 (V)	α (linéaire)	α (dB)
MZM_89188	5.05	3.8	0.42	-3.767
MZM_89184	5	3	0.41	-3.872
MZM_89187	5.15	4.6	0.40	-3.957

Tableau.II.9 : Valeurs des paramètres caractéristiques des
MZM_89188, MZM_89187 et MZM_89184.

Nous avons mesuré le retard de groupe (G.D.) du **MZM_89188**, en utilisant le ATSP. (voir paragraphe IV.1). Le tableau.II.10 résume les valeurs des G.D. de l'ensemble des éléments utilisés dans le système de multiplexage à 3 utilisateurs.

Composant		G.D. (ps)
Coupleur 1×4	Bras 1	14647
	Bras 2	14491
	Bras 3	14461
	Bras 4	14447
Coupleur 4×1	Bras 1	14709
	Bras 2	14618
	Bras 3	14974
	Bras 4	15041
MZM_89184		15368
MZM_89187		15442
MZM_89188		15434

Tableau.II.10 : Valeurs des G.D. mesurés des composants utilisés dans le système de multiplexage à 3 utilisateurs (mesurés avec le ATSP).

Nous avons ensuite utilisé à nouveau le programme de MATLAB qui permet de déterminer la combinaison correspondante à 3 trajets optiques décalés successivement de 100 ps. Cette configuration est présentée sur la Figure.II.42.

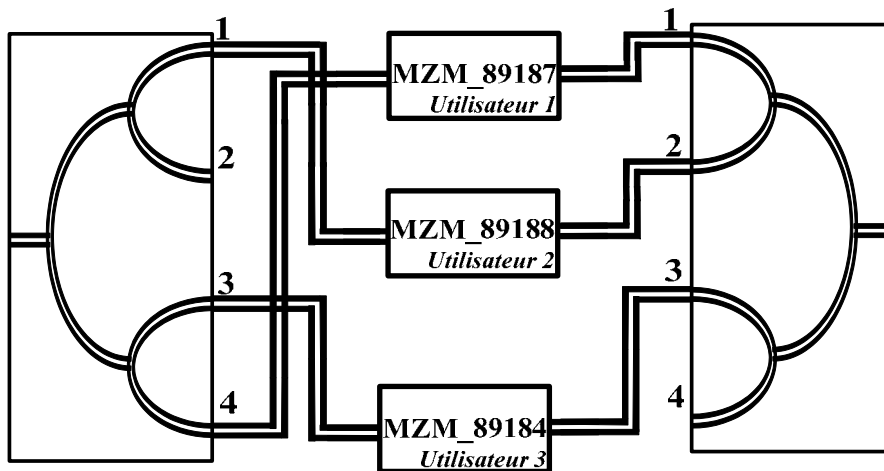


Figure.II.42 : Combinaison des composants réalisant le multiplexage temporel de 3 canaux décalés de 100 ps.

Le tableau.II.11 précise le trajet optique total pour chacun des 3 canaux, de l'entrée du coupleur 1×4 à la sortie du coupleur 1×4, ainsi que le décalage réel entre les 3 canaux.

Canal	Trajet optique (ps)	Écart temporel entre canaux successifs (ps)
Utilisateur 1	44599	101
Utilisateur 2	44700	
Utilisateur 3	44803	103

Tableau.II.11 : Trajets optiques globaux des 3 canaux dans le système de multiplexage à 3×2.5 Gb/s.

On constate que l'écart entre deux canaux successifs permet bien de réaliser le décalage temporel nécessaire pour le système de multiplexage à 3×2.5 Gb/s. L'erreur par rapport au décalage exacte de 100 ps reste faible, et comprise dans la fourchette de l'erreur de gigue sur la position des pulses optiques.

Nous avons réalisé expérimentalement la nouvelle configuration précisée ci dessus. La Figure.II.43 montre le diagramme de l'œil obtenu en sortie du système de multiplexage expérimental avec 3 utilisateurs. Le nouveau modulateur ajouté a été également polarisé à sa tension de transmission minimale $V_0 = 3.8$ V.

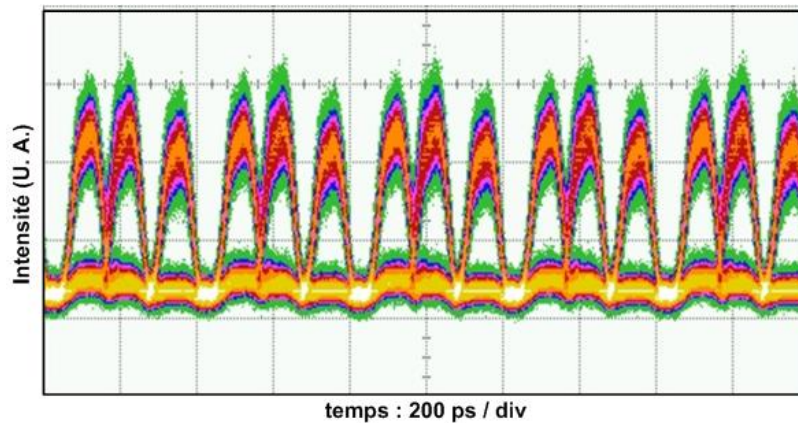


Figure.II.43 : Diagramme de l'œil en sortie du système de multiplexage expérimental avec 3 utilisateurs.

En comparaison avec le diagramme obtenu pour le multiplexage de 2 utilisateurs, on constate une dégradation de l'ouverture verticale de l'œil. Cette dégradation est liée aux interférences entre symboles qui se produisent cette fois-ci avec le signal optique ajouté en plus, impliquant un bruit de fluctuation d'amplitude plus important des 3 pulses multiplexés.

Nous avons relevé la position temporelle des pulses du 3^{ème} canal, et constaté qu'il avait un écart de 110 ps par rapport à celui du second canal. Nous n'avons pas réussi à expliquer l'importance d'un tel écart par rapport à la valeur attendue (103 ps). Nous en attribuons, cependant, une partie à l'accumulation des erreurs de mesures sur les G.D. des différents composants parcourus par le signal optique. L'écart entre les deux premiers canaux reste, quant à lui, en accord avec la valeur calculée.

VI.3 Utilisation des modulateurs d'intensité en 'Dual Drive'

VI.3.1 Introduction

Nous allons présenter dans cette partie une ultime amélioration apportée au système de multiplexage. Nous sommes arrivés dans les paragraphes précédents à la conclusion de la nécessité de polariser tous les modulateurs d'intensité en leurs tensions de transmission minimales. Cependant, cela impliquait que les niveaux maxima des pulses optiques, au niveau du train de pulses optique généré ou encore des pulses optiques codés avec les données des utilisateurs, était ramenés à leur valeurs d'amplitudes minimales. Cette restriction est due à la limitation des amplitudes des signaux électriques générés par le ParBERT, soit au niveau du module à 10 Gb/s (amplitude maximale de 1.8 V), ou des modules de génération de données à 2.5 Gb/s (amplitude maximale de 2 V).

Nous avons donc trouver un moyen de doubler 'virtuellement' cette amplitude, en exploitant le fait que tous les modulateurs utilisés sont du type Dual Drive (D.D.), et en utilisant la sortie \overline{out} , qui génère le signal de données complémentaires de celui de la sortie out, présente sur tous les modules du ParBERT,

VI.3.2 Théorie

La Figure.II.44 représente la structure des modulateurs D.D. utilisés dans notre système.

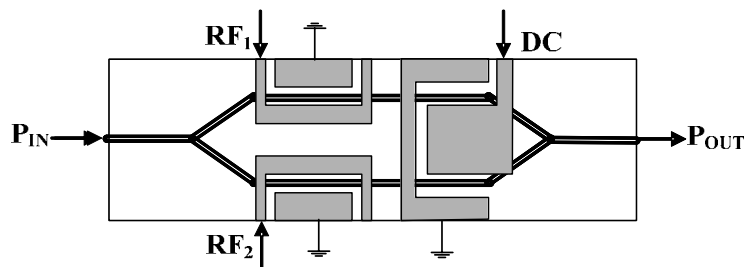


Figure.II.44 : Structure d'un modulateur d'intensité Dual Drive (D.D.).

L'entrée DC permet d'appliquer la tension de polarisation continue V_{DC} , tandis que les deux entrée RF_1 et RF_2 reçoivent les signaux de commande du modulateur V_{RF1} et V_{RF2} .

La fonction de transfert du modulateur D.D. s'écrit alors :

$$T = \frac{P_{out}(t)}{P_{in}} = \alpha \cdot \cos^2 \left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{V_{DC} + (V_{RF1}(t) - V_{RF2}(t))}{V_{\pi}} \right) \quad (eq.II.53)$$

Tous les termes de cette expression ont les mêmes définitions que celle données dans le paragraphe III.1.1 La remarque concernant l'existence de la tension de décalage V_0 mentionnée précédemment reste également valable. L'effet Pockels et le principe de fonctionnement détaillé du modulateur d'intensité sont présentés dans l'annexe.

Jusque là, nous n'avons utilisé que les entrées DC et RF_1 des modulateurs, pour la polarisation, et les signaux de données générés pas les modules du ParBERT. Si on attaque l'entrée RF_2 des modulateurs par le signal complémentaire de celui injecté dans l'entrée RF_1 , le modulateur se comportera alors comme un modulateur Single Drive mais modulé par un signal d'amplitude double. On sera ainsi capable de palier la limitation d'amplitude des signaux générés par le ParBERT, et d'améliorer par conséquent les performances du système de multiplexage comme on le verra plus loin. La Figure.II.45 décrit l'impact de l'utilisation du modulateur en D.D. sur l'amplitude du train de pulse optique généré par le MZM_75630.

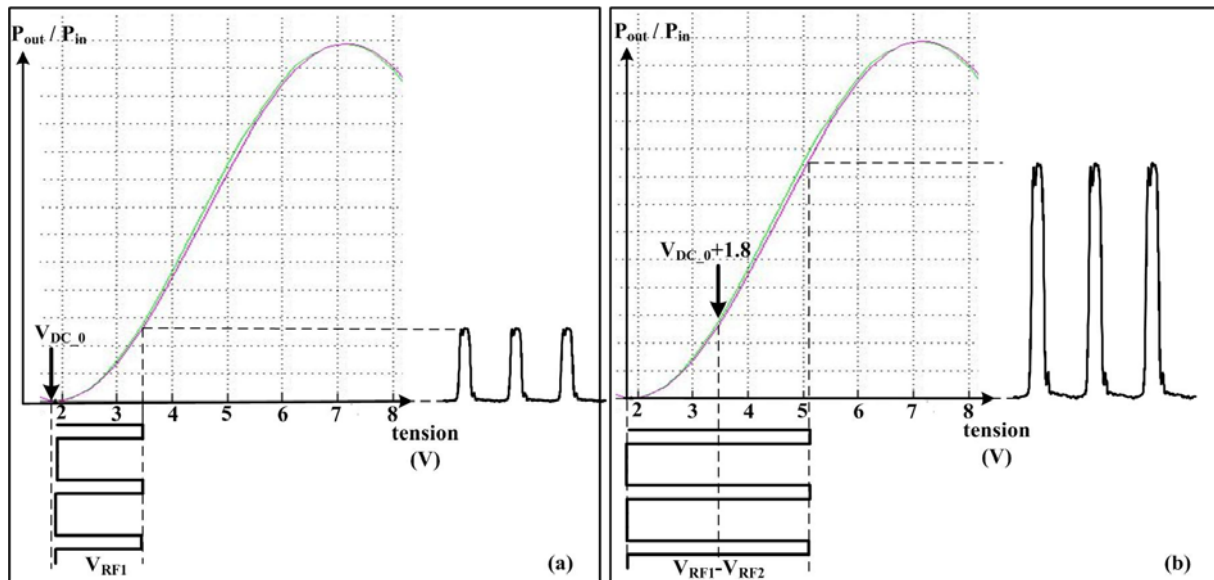


Figure.II.45 : Amplitude du train de pulses généré par le modulateur MZM_75630. (a) en Single Drive. (b) en Dual Drive.

On constate à partir de la Figure.II.45, que l'amélioration apportée par l'utilisation en D.D. des modulateurs s'obtient à certaines conditions. L'équation *eq.II.53*, montre que les niveaux de tensions choisies pour les signaux électriques V_{RF1} et V_{RF2} doivent être de signes opposés, afin que leur différence permette d'obtenir l'amélioration souhaitée. On choisira par conséquent pour V_{RF1} un signal d'amplitude variant entre 0 et 1.8 V.

En ce qui concerne le point de polarisation continue, les conclusions du paragraphe précédent exigent que le modulateur soit polarisé en minimum de transmission. La tension équivalente dans le cas D.D, permettant de remplir cette condition est alors $V_{DC_0} + 1.8$.

Enfin, l'effet d'amélioration est conditionné par le fait que les deux signaux de données V_{RF1} et V_{RF2} soient synchronisés, pour ce soustraire aux bons instants. Nous allons voir l'effet d'un décalage temporel entre les deux signaux sur l'allure du train de pulse généré.

VI.3.3 Simulation de l'impact du décalage entre les signaux de données

Nous avons voulu simuler l'impact du décalage temporel entre les deux signaux de données sous COMSIS. Malheureusement, ce dernier ne propose pas de modèle de modulateur d'intensité à deux électrodes. Nous avons dû opter pour un autre logiciel de simulation.

Le logiciel OptiSystem, commercialisé par OPTIWAVE, est un logiciel de simulation système qui fonctionne sur le même principe que COMSIS, pour simuler des systèmes à fibre optique. OptiSystem dispose d'une bibliothèque de composants opto-électroniques assez complète, comprenant également le modèle de modulateur D.D.

Nous avons alors simulé la génération du train de pulse optique, avec les caractéristiques du **MZM_75630**. La Figure.II.46 montre le schéma de simulation effectuée sous OptiSystem.

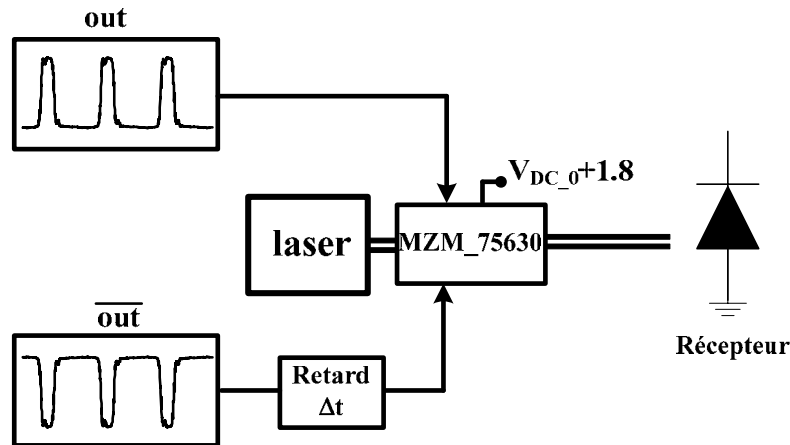


Figure.II.46 : Schéma de simulation sous OptiSystem de la génération du train de pulses par le modulateur MZM_75630 en D.D.

Les signaux électriques V_{RF1} et V_{RF2} ont été relevés directement sur les sorties out et $\overline{\text{out}}$ du module générateur de données à 10 Gb/s du ParBERT. La source laser a les caractéristiques de la source DFB utilisée dans le système expérimental. La simulation a été réalisée en variant le décalage temporel entre les signaux V_{RF1} et V_{RF2} .

La Figure.II.47 représente le train de pulses optiques simulé pour différentes valeurs d'écart temporel entre les canaux V_{RF1} et V_{RF2} . (canaux out et $\overline{\text{out}}$ du module 10 Gb/s du ParBERT).

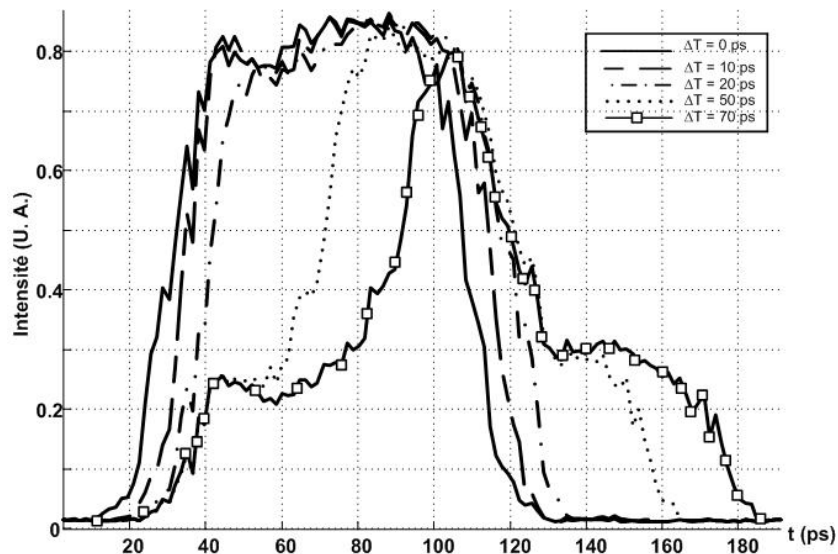


Figure.II.47 : Pulse optique simulé en sortie du MZM_75630 pour différentes valeurs d'écart temporel entre les signaux V_{RF1} et V_{RF2} .

On constate que l'écart croissant Δt entre les V_{RF1} et V_{RF2} conduit à la déformation des pulses générés. Cette déformation se traduit par une diminution de l'amplitude du pulse, et un élargissement temporel de sa base. Nous avons calculé l'élargissement de la base du pulse, par rapport à la valeur de référence (100 ps) obtenue pour $\Delta t = 0$ ps. Le tableau.II.12 résume les largeurs calculées pour les différentes valeurs de Δt .

Écart Δt (ps)	Largeur du pulse optique (ps)
0	100
10	102
20	105
50	126
70	145

Tableau.II.12 : Élargissement du pulse généré en fonction de l'écart Δt .

Un écart temporel de 20 ps entre V_{RF1} et V_{RF2} implique donc un élargissement de 5% du pulse généré. Cette valeur peut être fixée comme seuil maximal, au delà duquel on considère que le décalage Δt a un impact sur la largeur du pulse, et par conséquent sur l'importance des interférences entre les canaux en sortie du système de multiplexage.

VI.3.4 Résultats expérimentaux

VI.3.4.1 Mesure des retards de groupe des câbles électriques

Nous avons exposé l'impact d'un décalage entre les signaux électriques de commande du modulateur **MZM_75630**, quand ce dernier est utilisé en D.D. Il est donc nécessaire de pouvoir l'évaluer expérimentalement en mesurant l'écart réel entre les deux câbles qui servent à amener les signaux générés par les sorties out et \overline{out} , jusqu'aux entrées RF_1 et RF_2 du **MZM_75630**. Nous allons mesurer les G.D. de ces deux câbles, comme nous l'avons précédemment fait pour les composants optiques du système du multiplexage.

Le principe de mesure du retard de groupe d'un câble consiste à déduire sa longueur électrique à partir de sa réponse en phase, mesurée avec un analyseur vectoriel de réseau (VNA). La configuration de mesure est présentée sur la Figure.II.48

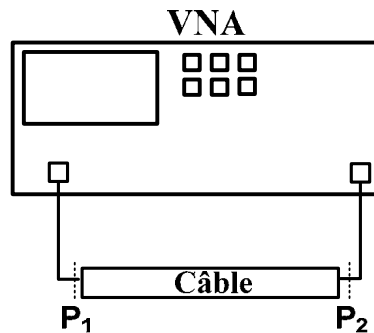


Figure.II.48 : Schéma de principe de mesure avec le VNA.

Le VNA possède la fonction 'Port extension' qui permet de compenser le retard apporté par le câble, en ramenant le plan de référence P_1 au niveau du plan P_2 . Cela se traduit par une annulation de la réponse en phase du paramètre S_{21} . Par ce procédé, le VNA mesure la longueur électrique du câble compensé, et en déduit le temps de parcours dans ce câble.

Nous avons relevé les temps fournis par le VNA, après annulation de la réponse en phase du S_{21} . Les Figure.II.49.a Figure.II.49.b montrent l'allure de cette réponse pour les deux câbles.

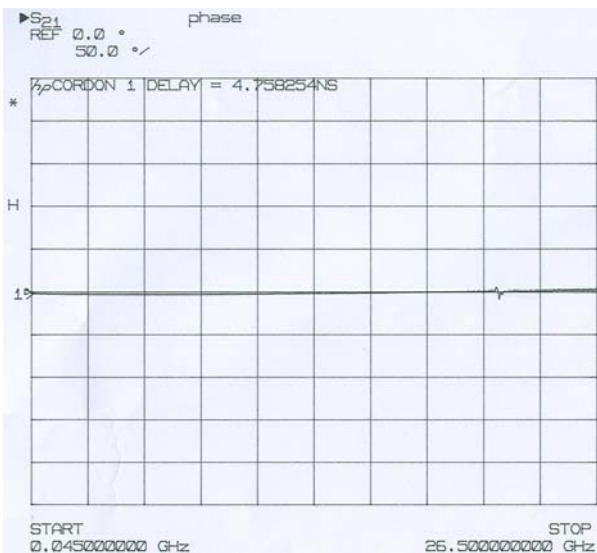


Figure.II.49.a : Réponse en phase du paramètre S_{12} après annulation. Câble 1.

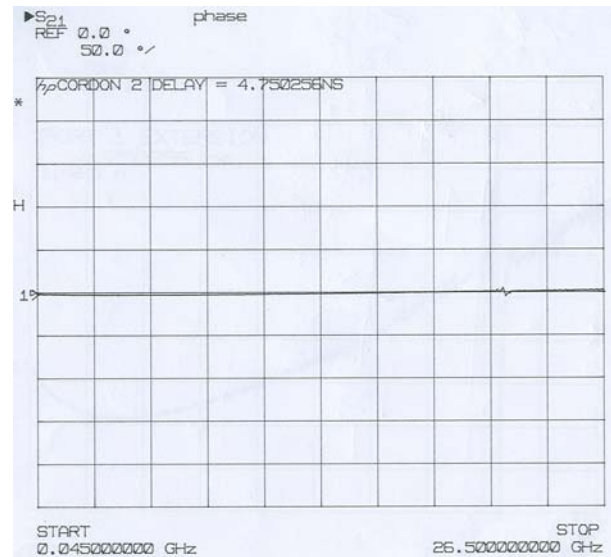


Figure.II.49.b : Réponse en phase du paramètre S_{12} après annulation. Câble 2.

L'incertitude sur la valeur du temps de parcours a été estimée à partir de la variation de l'allure de la réponse de phase annulée. Les valeurs obtenues pour les deux câbles sont alors :

Câble 1 : $T_1 = 4759 \pm 0.4$ ps.

Câble 2 : $T_2 = 4750 \pm 0.4$ ps.

D'où on déduit l'écart entre les deux câbles : $T_{CAB1-CAB2} = T_1 - T_2 = 9 \pm 0.8$ ps. Les valeurs obtenues par les deux méthodes sont résumées dans le tableau.II.13.

	Retard de groupe (ps)	Écart entre les deux câbles (ps)
Câble 1	4759 ± 0.4	9 ± 0.8
Câble 2	4750 ± 0.4	

Tableau.II.13 : Mesures des G.D des deux câbles avec le VNA.

Les valeurs d'écart obtenues restent inférieures au seuil fixée dans la partie précédente, pour considérer qu'il a un réel impact sur l'allure temporelle des pulses optiques générés en sortie du **MZM_75630**.

VI.3.4.2 Utilisation du modulateur source en Dual Drive

La nouvelle tension de polarisation continue V_{DC} du **MZM_75630** doit avoir pour valeur : $V_{DC} = V_{DC_0} + 1.8 = 3.55$ V. Cependant, en variant cette tension, nous avons constaté que la valeur qui permet de polariser le modulateur en minimum de transmission était de $V_{DC} = 3.2$ V. Cette différence montre, que bien que le ParBERT affiche que les niveaux de tensions varient entre 0 et 1.8 V pour les signaux générés à 10 Gb/s, la vraie amplitude des ces signaux serait plutôt de 1.45 V.

Nous avons relevé un tracé temporel du train du pulses optiques en sortie du **MZM_75630**. La Figure.II.50 représente ce signal dans le cas d'utilisation du modulateur en Single Drive (S.D.) et en Dual Drive (D.D).

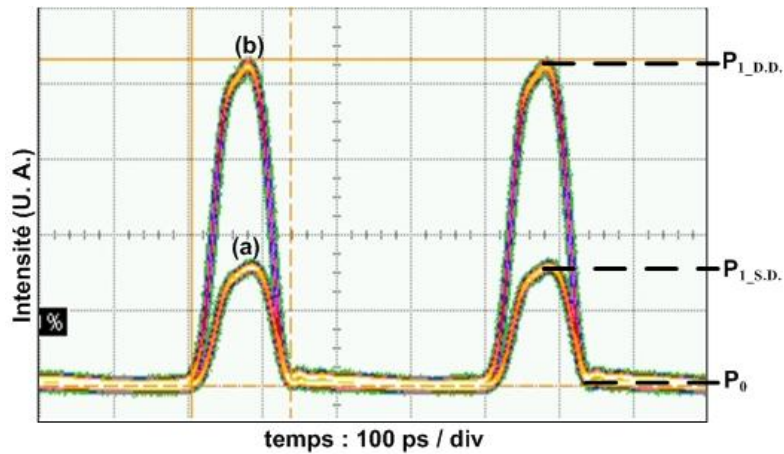


Figure.II.50 : Train de pulses expérimental en sortie du MZM_75630. (a) en S.D. (b) en D.D.

Nous ne pouvons pas utiliser à ce stade le facteur Q pour évaluer l'amélioration apportée au train de pulses. Nous pouvons par contre utiliser le taux d'extinction (E.R.) défini par :

$$E.R. = \frac{P_1}{P_0} \quad (eq.II.54)$$

P_1 et P_0 étant respectivement la puissance optique au maximum du pulse et sa base. Nous avons mesuré :

$$E.R._{S.D.} = 10.Log\left(\frac{P_{1.S.D.}}{P_0}\right) = 12.67 \text{ dB.} \quad E.R._{D.D.} = 10.Log\left(\frac{P_{1.D.D.}}{P_0}\right) = 16.17 \text{ dB.}$$

Une amélioration de 3.5 dB est donc apportée au taux d'extinction des pulses générés par le **MZM_75630** par utilisation en D.D. Cette amélioration va se répercuter sur les performances en sortie du système de multiplexage, comme nous l'observons sur la Figure.II.51, qui montre le diagramme de l'œil obtenu à sa sortie.

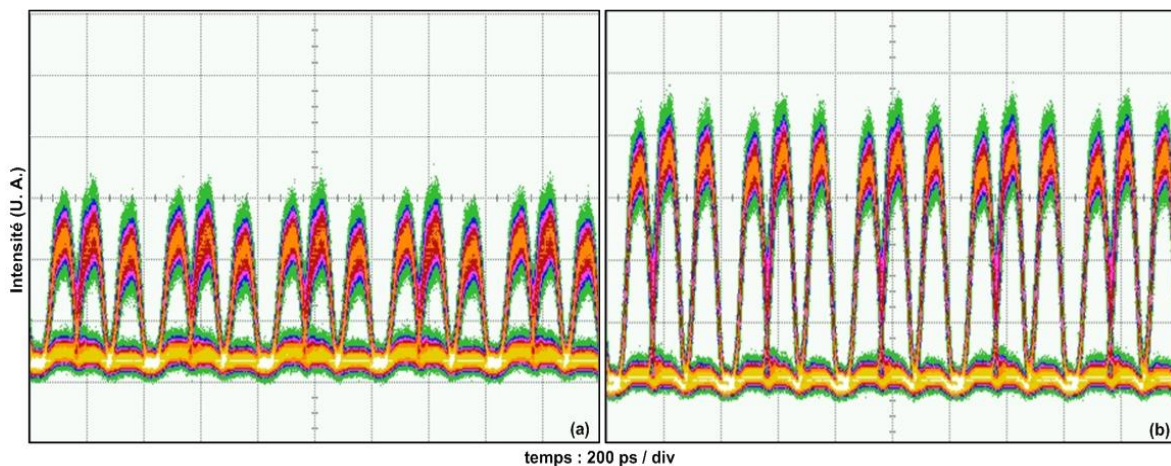


Figure.II.51 : Diagramme de l'œil mesuré en sortie du système de multiplexage à 3x2.5 Gb/s. (a) MZM_75630 en S.D. (b) MZM_75630 en D.D.

On constate la nette amélioration des amplitudes des pulses multiplexés, ainsi que de l'ouverture verticale de l'œil. Le tableau.II.14 résume l'amélioration du facteur Q, apportée par chaque configuration. Elle est exprimée par la valeur en dB du rapport entre les valeurs des facteurs Q_{DD} et Q_{SD} mesurés dans chacun, et ceci pour chacun des 3 utilisateurs.

	$\frac{Q_{D.D.}}{Q_{S.D.}}$ (dB)
Utilisateur 1	2.64
Utilisateur 2	2.95
Utilisateur 3	3.15

Tableau.II.14 : Amélioration du facteur Q en sortie du système de multiplexage à 3×2.5 Gb/s par utilisation du MZM_75630 en D.D.

VI.3.4.3 *Utilisation des modulateurs utilisateurs en Dual Drive*

Dans le but d’apporter l’ultime amélioration au système de multiplexage étudié, nous avons tenté d’exploiter le principe de fonctionnement en D.D. également pour les modulateurs des utilisateurs **MZM_89187**, **MZM_89188** et **MZM_89184**.

Les G.D. des différents câbles utilisés pour ces modulateurs, ont été mesurés en utilisant le VNA. Le tableau.II.15 résume les valeurs mesurées pour chaque paire de câbles associée à un utilisateur. Pour simplifier leur désignation, on notera les câbles destinés à l’utilisateur 1 par use1_RF1 et use1_RF2 et ainsi de suite.

	Group Delay (ps)	Écart (ps)
use1_RF1	4181 ± 0.2	14 ± 0.2
use1_RF2	4167 ± 0.2	
Use2_RF1	4253 ± 0.2	53 ± 0.2
Use2_RF2	4200 ± 0.2	
Use3_RF1	4180 ± 0.2	5 ± 0.2
Use3_RF2	4185 ± 0.2	

Tableau.II.15 : Mesures des G.D des câbles utilisés pour les modulateurs des utilisateurs.

L’importance de l’écart temporel entre les câbles d’une paire varie selon l’utilisateur. Elle est maximale pour l’utilisateur 2. Cependant, l’importance de l’impact de l’écart temporel reste pondérée par la période des signaux de données. Dans le cas des données utilisateurs, il s’agit de signaux dont la période est de 400 ps. Par conséquent, même un écart de 53 ps n’aura pas un impact majeur sur la forme du pulse codé au niveau du modulateur concerné.

L’ensemble des tensions de polarisations continues des modulateurs, pour l’utilisation en D.D., sont résumées dans le tableau.II.16.

Modulateur	MZM_75630	MZM_89187	MZM_89188	MZM_89184
V_{DC}	3.2	6.4	5.55	4.7

Tableau.II.16 : Tensions de polarisations continues expérimentales appliquées aux modulateurs d’intensité en D.D.

On constate également l’écart des valeurs expérimentales des tensions V_{DC} par rapport à celles prédites par la théorie.

Le diagramme de l'œil obtenu avec la nouvelle configuration est représenté sur la Figure.II.52. On notera :

- SD_SD : la configuration initiale où tous les modulateurs sont utilisés en Single Drive.
- DD_SD : la configuration où seul le modulateur **MZM_75630** est utilisé en Dual Drive.
- DD_DD : la configuration où tous les modulateurs du système sont utilisés en Dual Drive.

Les diagrammes de l'œil obtenus avec les configurations précédentes ont été ajoutés à titre comparatif.

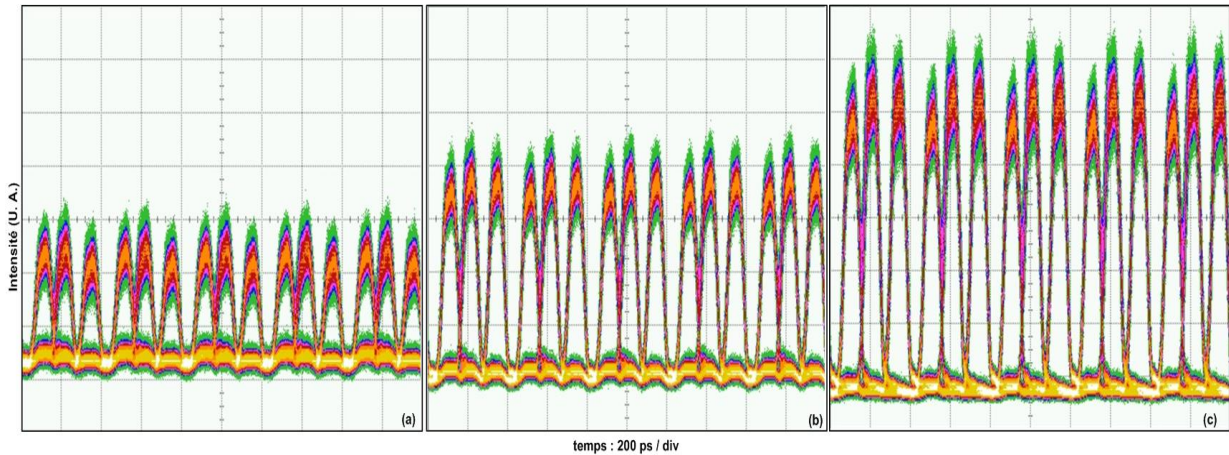


Figure.II.52 : Diagramme de l'œil mesuré en sortie du système de multiplexage à 3×2.5 Gb/s. (a) configuration SD_SD. (b) configuration DD_SD. (c) configuration DD_DD.

On évalue à nouveau l'amélioration apportée par cette dernière configuration aux performances du système de multiplexage, que nous résumons dans le tableau.II.17. Q_{SD_SD} , Q_{DD_SD} et Q_{DD_DD} représentent respectivement les facteurs Q mesurés pour les 3 configurations présentées.

	$\frac{Q_{D.D._{S.D.}}}{Q_{S.D._{S.D.}}} \text{ (dB)}$	$\frac{Q_{D.D._{D.D.}}}{Q_{S.D._{S.D.}}} \text{ (dB)}$
Utilisateur 1	2.64	3.42
Utilisateur 2	2.95	3.66
Utilisateur 3	3.15	3.96

Tableau.II.17 : Amélioration du facteur Q en sortie du système de multiplexage à 3×2.5 Gb/s avec la configuration DD_DD.

VI.4 Conclusion

L'ajout d'un 3^{ème} utilisateur dans le système de multiplexage a été réalisé en utilisant une configuration des composants optiques permettant de se passer de lignes à retard supplémentaires. Une amélioration a été apportée aux performances du système de multiplexage, en utilisant les modulateurs d'intensité en Dual Drive. Les contraintes liées à cette utilisation ont été exposées, Parmi lesquelles figure le décalage temporel entre les signaux électriques de commande des modulateurs. Ce décalage a été mesuré, mais les faibles valeurs relevées n'ont pas d'impact majeur sur les formes temporelles des pulses optiques. Nous avons enfin pu constater et évaluer l'amélioration apportée aux performances du système de multiplexage, en quantifiant la croissance du facteur Q apportée par l'utilisation des modulateurs d'intensité en D.D.

VII Conclusion du chapitre II

Ce chapitre a permis d'étudier le multiplexage de notre système de transmission en OTDM. Nous avons proposé une solution simple et bas coût pour la génération du train de pulse nécessaire au système. Cette solution consiste à la modulation externe d'une source optique continue.

Après avoir présenté les outils qui allaient nous servir pour la simulation ainsi que la réalisation expérimentale, nous avons simulé le système de multiplexage sous le logiciel COMSIS. Cette simulation, effectuée en plusieurs étapes, a permis de fixer les paramètres de fonctionnement optimaux du système, tel que le choix de la tension de polarisation du modulateur associé à la source optique.

La réalisation expérimentale a permis d'évaluer et d'optimiser les performances obtenues avec deux types de sources optiques : une source ASE incohérente et une source laser DFB cohérente. L'utilisation de cette dernière a montré l'existence du problème d'interférences cohérentes dans le système de multiplexage étudié, à cause du temps de cohérence de la source, trop important devant la fenêtre temporelle alloué à chaque canal d'utilisateur. Nous avons proposé alors une solution pour palier ce problème, et pu vérifier expérimentalement l'élimination des interférences, par polarisation du modulateur associé à la source optique, à sa tension de transmission minimale.

La comparaison entre les performances en sortie du système de multiplexage, obtenues avec les deux sources étudiées a pu être corrélée à la différence entre les niveaux de bruits d'intensité relatifs (RIN) des deux sources. Ces derniers ont été mesurés, et se sont avérés être les principaux contribuant au bruit présent sur la puissance optique du niveau logique '1' à la détection du signal de données multiplexées. L'avantage est revenu à la source DFB, qui en plus d'avoir un niveau de RIN plus faible que la source ASE, offre la possibilité, grâce à son spectre étroit, de combiner le système de transmission OTDM à un système de multiplexage en longueurs d'ondes (WDM), ce qui permettrait d'augmenter le débit global de transmission.

Après avoir ajouté un 3^{ème} utilisateur dans le système de multiplexage, en utilisant la configuration adéquate, nous avons pu améliorer les performances de multiplexage en utilisant les modulateurs d'intensité en Dual Drive. Nous avons constaté et évalué l'amélioration apportée sur les valeurs des facteurs Q des 3 utilisateurs du système.

VIII Bibliographie

- [1] IPSIS, “Manuel d’utilisation du logiciel COMSIS”, version 8.7.7, 1990 – 2004.
- [2] S. O. Rice, “Envelops of Narrow-Band Singals,” *Proc. Of the IEEE*, vol. 70, no. 7, July 1982.
- [3] B. Picinbono , W. Martin, “Représentation des signaux par amplitude et phase instantanées,” *Annales des Télécommunications*, vol. 38, no. 5 et 6, Mai- Juin 1983.
- [4] C. M. Rader, “An Improved Algorithm of High Speed Autocorrelation with Application to Spectral Estimation,” *IEEE Transmission Audio Electroacoustic*, vol. A-U18, no. 4, pp. 439-442, 1970.
- [5] L. R. Rabinier, GOLD B, “Theory and application of digital signal processing,” *Prentice Hall, Inc*, Englewood Cliffs, N. J, Chapter 6, pp. 399-419, 1975.
- [6] M.J. Mc Kissock, “Constellation measurement : a tool for evaluating digital radio,” *IEEE Transmission Audio and Electroacoustic*, pp. 13-17, July 1987.
- [7] R.C. Singleton, “An algorithm for computing the mixed radix fast Fourier transform,” *IEEE Transmission Audio and Electroacoustic*, vol. AU-17, no. 2, pp. 93-100, June 1969.
- [8] L.R. Rabinier, “Programs for signal processing,” *Digital signal processing committee*, Section 1, 2.1, IEEE Press, 1979.
- [9] S.B. Weinstein, “Theory and application of some classical and generalized asymptotic distributions of extreme values,” *IEEE Transmission Information Theory*, vol. IT-19, March 1973.
- [10] <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5968-9695E.pdf>
- [11] <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5988-2039EN.pdf>
- [12] <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5989-2602EN.pdf>
- [13] Irène et Michel Joindot, “Les Télécommunications par fibres optiques,” *Collection Technique et Scientifique des Télécommunications*, Collection Dunod, 1996.
- [14] G. P. Agrawal, “Fiber-optic communication systems,” 3^{ème} édition, *WILEY-INTERSCIENCE*, 2002.
- [15] N. A. Olsson, G. P. Agrawal, “Spectral shift and distortion due to self-phase modulation of picosecond pulses in 1.5 μm optical amplifiers,” *Applied Physics Letters*, vol. 55, no. 13, 1989.
- [16] A. Boyoguéno Bende, M. A. Duguay, P. Fortier, “Étude sur l’Amplification en Ligne des Systèmes de Communication Optique,” *IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, pp. 93-96, Montréal, Sep. 1995.

- [17] M. R. Salehi, “Étude du Bruit dans les Transmissions Hybrides Optiques / Hyperfréquences,” Thèse – INP Grenoble, Septembre 2004.
- [18] C. Lennartz, .W. Etten, T. Osch, F. Hukiskens, “Laser Spectra Measured with the recirculating Self Heterodyne Technique,” *Journal Of Optical Communications*, vol. 17, no. 4, pp. 138-146, 1996.
- [19] P. B. Gallion, G. Debarge, “Quantum Phase Noise and Field Correlation in Single Frequency Semiconductor Laser Systems,” *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 20, no. 4, pp. 343-347, Apr. 1984.
- [20] J. C. Camparo and P. Lambropoubs, “Quantum Mechanical Interference Between Optical Transition: The effect of Laser Noise,” *Physical Review A*, vol. 55, pp. 552-560, 1997.
- [21] Y. Salvadé, R. Dändliker, “Limitations of Interferometry due to Flicker Noise of Laser Diode,” *Journal of Optical Society of America*, vol. 17, no. 5, pp. 927-932, May 2000.
- [22] D. Derickson, “Fiber Optic Test and Measurement,” (Prentice Hall FIR, 1998 – H.P Professional Books).
- [23] D. A. Bell, “A Survey of 1/f Noise in Electrical Conductors,” *Journal of Physics C: Solid State Physics*, vol. 13, pp. 4425-4437, 1980.
- [24] Hewlett Packard, “Lightwave Signal Analysers Measure Relative Intensity Noise,” Product Note 71400-1.

Chapitre III

ÉTUDE DU SYSTEME DE DEMULTIPLEXAGE

Sommaire

I	Introduction	90
II	Simulation d'un système de démultiplexage utilisant un SOA	90
III	Étude d'un système basé sur l'EAM	118
IV	Conclusion du chapitre III	137
V	Bibliographie	138

I Introduction

Les données individuelles des utilisateurs doivent être acheminées à leurs destinataires. Mais avant cela, il faut pouvoir reconstituer le signal propre de chaque utilisateur, c'est ce qu'effectue la partie de démultiplexage.

En OTDM, le démultiplexage consiste à extraire les pulses optiques représentant les données d'un utilisateur à partir du train de pulses multiplexés, repassant ainsi du débit total $N \times B$ vers un débit B , B étant le débit d'un utilisateur, et N le nombre d'utilisateur dans le système de transmission. La fonction d'un système de démultiplexage en temporel est de créer une porte optique de transmission qui va coïncider avec les pulses optiques d'un seul canal, permettant ainsi la transmission de ces pulses, et supprimant les pulses des autres canaux. La principale contrainte sur cette fenêtre de transmission réside dans sa largeur temporelle qui ne doit pas dépasser celle d'un bit du signal de données dans le système.

Différentes techniques de démultiplexage ont été présentées dans le premier chapitre. Elles ont été différenciées soit en techniques de démultiplexage tout optique et soit électro-optique. Dans ce chapitre, nous allons avoir étudié la faisabilité de deux techniques particulières parmi celles-ci.

La première technique utilise un dispositif interférométrique du type Mach-Zehnder, dont les bras sont munis d'amplificateurs SOAs. Nous avons dimensionné l'ensemble des éléments de ce dispositif en fixant par simulation, les paramètres physiques du SOA. Nous avons ensuite simulé le comportement de l'ensemble du dispositif de démultiplexage.

La seconde technique que nous avons traitée consiste à utiliser un modulateur EAM pour la réalisation de la fonction de démultiplexage. Partant de données réelles fournies provenant d'un composant EAM commercial, nous avons déterminé le signal électrique de contrôle nécessaire pour la génération de la fenêtre de transmission par l'EAM. L'ensemble du système de démultiplexage a été simulé par la suite.

En comparant les deux techniques, en terme de complexité de réalisation, d'adaptabilité avec la partie de multiplexage, de possibilité d'utilisation de composants commerciaux et de coût de réalisation, nous avons conclu sur le choix du système que nous avons réalisé expérimentalement pour remplir la fonction de démultiplexage.

II Simulation d'un système de démultiplexage utilisant un SOA

Le point commun entre les techniques de démultiplexage tout optique présentées précédemment est le contrôle du signal optique des données, par un autre signal optique, appelé signal de contrôle. Ces techniques consistent à changer les propriétés optiques d'un milieu non linéaire pour réaliser la fonction de démultiplexage. Les dispositifs utilisés pour leurs propriétés non linéaires varient entre la fibre optique, les cristaux optiques ou encore les amplificateurs optiques à semi-conducteur (SOA). Ce dernier composant offre l'avantage d'avoir un volume d'encombrement réduit dans le dispositif de démultiplexage, et a été utilisé dans différentes configurations pour réaliser des dispositifs de démultiplexage tout optiques en OTDM [1], [2].

Dans ce paragraphe, nous allons étudier l'une des configurations des systèmes de démultiplexage tout-optique, basée sur l'utilisation du SOA. Il s'agit de l'interféromètre Mach-Zehnder dit 'à SOAs symétriques', les deux SOAs étant positionnés de façon symétrique sur les deux bras de l'interféromètre [3]. Le dispositif en question est appelé

également Traveling Pulse Mach-Zehnder (TPMZ), à cause du fait que les pulses de contrôle se propagent dans le même sens que le train de pulses de données dans le dispositif (Figure.III.1).

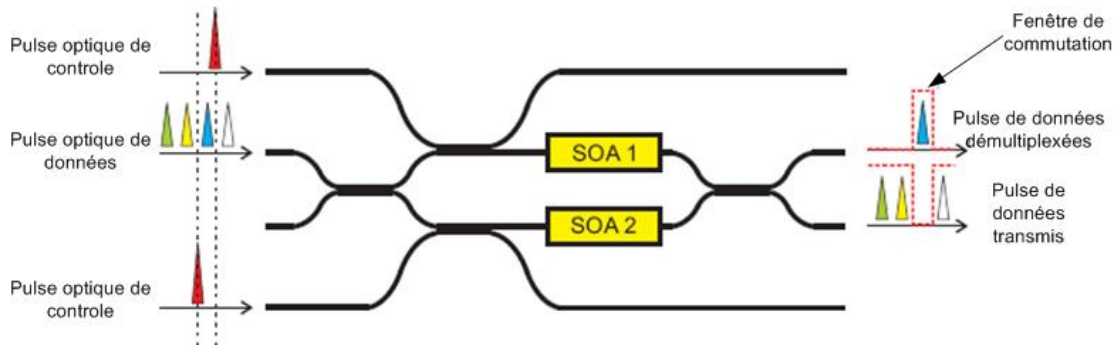


Figure.III.1 : Schéma de principe du dispositif TPMZ [4].

Le choix des longueurs d'ondes utilisées pour les signaux de données et de contrôle, par rapport à la courbe spectrale de gain du SOA permet de définir la forme des données démultiplexées, ainsi que celle du train de données complémentaires (le train de données multiplexées dont on a extrait le canal souhaité) en sortie du TPMZ. Trois schémas de commutation ont ainsi été étudiés durant les dernières années :

- Schéma de commutation dit Conventionnel [5].
- Schéma de commutation à gain transparent [6].
- Schéma de commutation à gain décalé [7]

La Figure.III.2 présente ces trois configurations. Le positionnement spectral des longueurs d'ondes des signaux de données et de contrôle sur la courbe de gain des SOAs y est représenté.

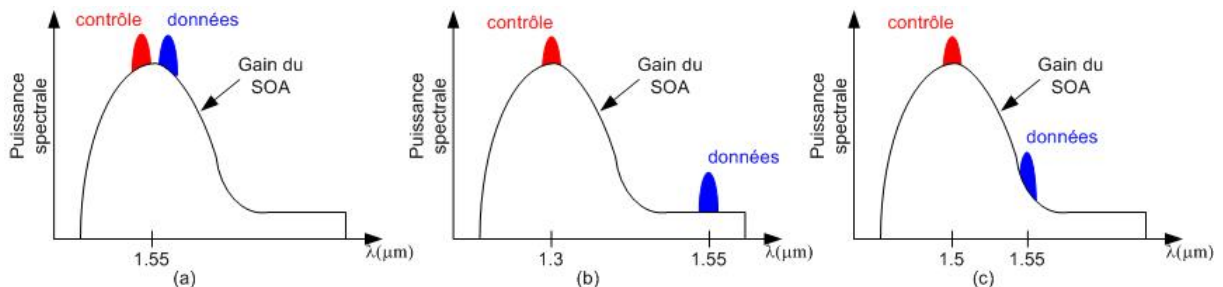


Figure.III.2 : Différentes configurations de commutation.
 (a) configuration conventionnelle. (b) configuration à gain transparent.
 (c) configuration à gain décalé [4].

Le passage des pulses de contrôle, de forte puissance optique, dans les SOAs provoque une variation de la réponse en phase de ces composants. Cette variation est cependant accompagnée d'une variation de gain, ce qui constitue le principal inconvénient de ce système. En effet la variation de gain dans le SOA provoque une variation de l'amplitude des pulses non démultiplexés transmis en sortie du dispositif TPMZ, qui n'ont alors plus la même amplitude, comme cela était le cas en sortie du système de multiplexage. L'importance de cette variation dépend de la configuration choisie, comme le montre la Figure.III.3.

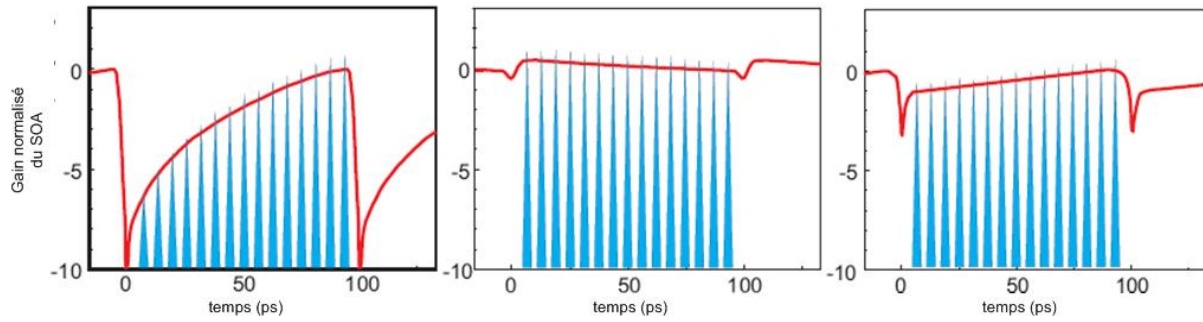


Figure.III.3 : Courbe de variation du gain du SOA au passage des pulses de contrôle, et forme temporelle des pulses transmis (non démultiplexés). (a) configuration conventionnelle. (b) configuration à gain transparent. (c) configuration à gain décalé [4].

La configuration à gain décalé, qui a été récemment étudiée dans la thèse de Tolga Tekin [4], offre l'avantage d'avoir une variation minimale du gain dans les SOAs, après le passage des pulses de contrôle, par rapport à la configuration conventionnelle. Elle est également plus intéressante que la configuration à gain transparent, car cette dernière utilise des pulses de contrôle à $\lambda_c = 1300$ nm, ce qui cause d'importantes pertes d'insertion dans le dispositif, conçu pour transmettre des signaux à 1550 nm [6], [8].

II.1 Principe théorique de fonctionnement du TPMZ.

Dans cette partie, nous exposons le principe théorique de la réalisation de la fonction de démultiplexage grâce au dispositif TPMZ.

II.1.1 Expression des signaux au niveau des deux sorties du dispositif

La Figure.III.4 représente un schéma simplifié du dispositif, ce dernier possède une entrée optique sur laquelle va être injecté le signal optique issu de la partie de multiplexage (port #0), et deux sorties optiques, une servant à extraire le signal optique du canal démultiplexé, et l'autre à transmettre les canaux restant (port#1 et port#2 respectivement).

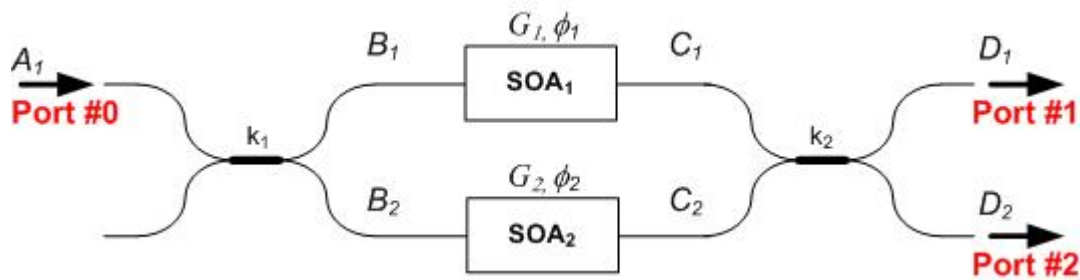


Figure.III.4 : Schéma simplifié du dispositif TPMZ.

Soit $A_1(t)$ l'enveloppe complexe temporelle de l'onde optique du train de pulses multiplexés en entrée du dispositif TPMZ. $B_1(t)$ et $B_2(t)$ sont les ondes issues du premier coupleur dont le coefficient de couplage est k_1 . $C_1(t)$ et $C_2(t)$ sont les ondes en sortie des SOA₁ et SOA₂. Enfin $D_1(t)$ et $D_2(t)$ sont les ondes en sortie du coupleur 2 (de coefficient k_2), au niveau des deux ports port#1 et port#2.

$B_1(t)$ et $B_2(t)$ s'écrivent alors sous la forme :

$$B_1(t) = \cos(k_1).A_1(t) \quad (eq.III.1)$$

$$B_2(t) = i \cdot \sin(k_1) \cdot A_1(t) \quad (eq.III.2)$$

En supposant que le coupleur soit un coupleur 3 dB idéal, les équations *eq.III.1* et *eq.III.2* deviennent alors :

$$B_1(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot A_1(t) \quad (eq.III.3)$$

$$B_2(t) = i \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot A_1(t) \quad (eq.III.4)$$

Les ondes $C_1(t)$ et $C_2(t)$ issues des deux SOAs s'expriment en fonction des ondes $B_1(t)$ et $B_2(t)$ par :

$$C_1(t) = \sqrt{G_1(t)} \cdot e^{i\Phi_1(t)} \cdot B_1(t) \quad (eq.III.5)$$

$$C_2(t) = \sqrt{G_2(t)} \cdot e^{i\Phi_2(t)} \cdot B_2(t) \quad (eq.III.6)$$

$G_1(t)$, $\phi_1(t)$ et $G_2(t)$, $\phi_2(t)$ étant les réponses temporelles en gain et en phase de SOA₁ et SOA₂ respectivement.

À la sortie du second coupleur, que l'on suppose 3 dB également, les ondes optiques s'écrivent alors :

$$D_1(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{G_1(t)} \cdot e^{i\Phi_1(t)} \cdot B_1(t) + i \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{G_2(t)} \cdot e^{i\Phi_2(t)} \cdot B_2(t) \quad (eq.III.7)$$

$$D_2(t) = i \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{G_1(t)} \cdot e^{i\Phi_1(t)} \cdot B_1(t) + \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{G_2(t)} \cdot e^{i\Phi_2(t)} \cdot B_2(t) \quad (eq.III.8)$$

En remplaçant les ondes $B_1(t)$ et $B_2(t)$ par leurs expressions en fonction de $A_1(t)$, on déduit alors la relation qui lie les ondes optiques en sortie du dispositif à celle à son entrée :

$$\text{Port\#1} \quad D_1(t) = \frac{1}{2} \cdot \left[\sqrt{G_1(t)} \cdot e^{i\Phi_1(t)} - \sqrt{G_2(t)} \cdot e^{i\Phi_2(t)} \right] \cdot A_1(t) \quad (eq.III.9)$$

$$\text{Port\#2} \quad D_2(t) = i \cdot \frac{1}{2} \cdot \left[\sqrt{G_1(t)} \cdot e^{i\Phi_1(t)} + \sqrt{G_2(t)} \cdot e^{i\Phi_2(t)} \right] \cdot A_1(t) \quad (eq.III.10)$$

Puis on obtient enfin l'expression de l'intensité optique en sortie de chaque port du dispositif P_1 et P_2 en fonction de l'intensité optique du signal en entrée P :

$$\text{Port\#1} \quad P_1(t) = \frac{1}{2} \cdot \left[G_1(t) + G_2(t) - \frac{1}{2} \sqrt{G_1(t) \cdot G_2(t)} \cdot \cos(\Phi_1(t) - \Phi_2(t)) \right] \cdot P(t) \quad (eq.III.11)$$

$$\text{Port\#2} \quad P_2(t) = \frac{1}{2} \cdot \left[G_1(t) + G_2(t) + \frac{1}{2} \sqrt{G_1(t) \cdot G_2(t)} \cdot \cos(\Phi_1(t) - \Phi_2(t)) \right] \cdot P(t) \quad (eq.III.12)$$

On en déduit également les fonctions de transfert au niveau des deux ports #1 et #2 :

$$\text{Port\#1} \quad T_1(t) = \frac{P_1(t)}{P(t)} = \frac{1}{2} \cdot \left[G_1(t) + G_2(t) - \frac{1}{2} \sqrt{G_1(t) \cdot G_2(t)} \cdot \cos(\Phi_1(t) - \Phi_2(t)) \right] \quad (\text{eq.III.13})$$

$$\text{Port\#2} \quad T_2(t) = \frac{P_2(t)}{P(t)} = \frac{1}{2} \cdot \left[G_1(t) + G_2(t) + \frac{1}{2} \sqrt{G_1(t) \cdot G_2(t)} \cdot \cos(\Phi_1(t) - \Phi_2(t)) \right] \quad (\text{eq.III.14})$$

La forme de la fenêtre de commutation, déduite de la fonction de transfert, dépend donc de la variation temporelle des grandeurs $G_i(t)$ et $\phi_i(t)$. Ces dernières varient sous l'effet du passage des pulses de contrôle à travers les SOAi .

La dépendance des grandeurs $G_i(t)$ et $\phi_i(t)$ en fonction du pulse de contrôle, s'exprime sous une forme simplifiée par [1].

$$G(t) = G_0 - \Delta G \cdot \int_{+\infty}^{-\infty} R(t') \cdot P_C(t' - t) \cdot dt' \quad (\text{eq.III.15})$$

$$\phi(t) = \Delta \phi \cdot \int_{+\infty}^{-\infty} R(t') \cdot P_C(t' - t) \cdot dt' \quad (\text{eq.III.16})$$

ΔG et $\Delta \phi$ sont respectivement les valeurs de transition du gain et de la réponse en phase des SOAs au passage du pulse de contrôle. Leurs valeurs dépendent linéairement de l'énergie du pulse de contrôle, dont $P_C(t)$ est la puissance instantanée à l'instant t . Elle a pour expression celle d'une gaussienne :

$$P_C(t) = P_0 \cdot e^{-\left(\frac{t}{T_0}\right)^2} \quad (\text{eq.III.17})$$

P_0 et T_0 sont respectivement la puissance maximale et la largeur à mi-hauteur de la gaussienne.

$R(t)$ représente la responsivité du matériau optique, elle est de la forme :

$$R(t) = H(t) \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \quad (\text{eq.III.18})$$

$H(t)$ étant la fonction de Heaviside, et τ le temps de recouvrement qui caractérise la durée de retour des grandeurs G_i et ϕ_i à leurs valeurs initiales (théoriquement G_0 et 0 rd) après le passage du pulse de contrôle.

La Figure.III.5 représente les variations des grandeurs $G_i(t)$ et $\phi_i(t)$ au passage d'un pulse (à l'instant $t=0$ ps). Le pulse a pour largeur temporelle 2 ps, ce qui correspond au temps de transition de $G_i(t)$ et $\phi_i(t)$ [15]

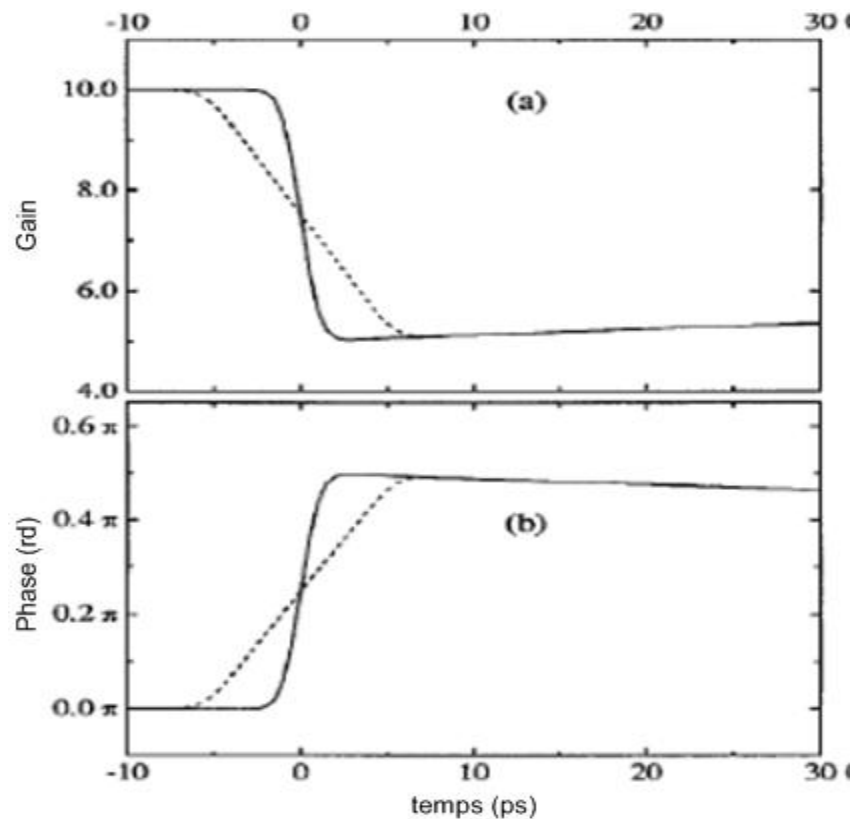


Figure.III.5 : Réponse temporelle (a) en gain et (b) en phase du SOA au passage du pulse de contrôle [1].

Remarque : La Figure.III.5 représente également (courbes en pointillés) les réponses de $G_i(t)$ et $\phi_i(t)$, dans le cas où les pulses de contrôle se propagent en sens contraire que celui de propagation des données dans le dispositif. En effet les SOA ne sont pas des dispositifs symétriques, et l'effet d'un pulse optique de grande intensité sur leurs caractéristiques dépend du sens de propagation du pulse. Nous n'étudierons, pour notre part que le cas de co-propagation entre les pulses de contrôle et les données.

II.1.2 Simulation sous MATLAB du principe de démultiplexage.

Nous avons commencé par reproduire certains des résultats annoncés dans la littérature [1], à travers un programme développé sous MATLAB permettant, à partir de la définition temporelle des paramètres $G_i(t)$ et $\phi_i(t)$, de tracer la fonction de transfert du dispositif TPMZ (eq.III.13) au niveau du port permettant le démultiplexage d'un canal (port #1), puis nous avons observé le pulse à cette sortie.

II.1.2.1 Définition de la variation de $G_i(t)$ et $\phi_i(t)$

Nous nous sommes basés sur les données fournies dans la référence [1], pour définir les variations temporelles de $G_i(t)$ et $\phi_i(t)$.

Initialement chacun des SOAs a un gain $G_0 = 10$ dB et une réponse en phase nulle. Quand il est traversé par un pulse de contrôle de largeur 2 ps, le gain décroît de 3 dB ($\Delta G = 5$) et la réponse en phase croît de 0.5π .

Après le passage du pulse de contrôle, $G_i(t)$ et $\phi_i(t)$ reviennent à leurs valeurs initiales selon une loi exponentielle (eq.III.18), avec une constante de temps τ égale à 400 ps. Les Figure.III.6.a et Figure.III.6.b montrent les variations de $G_i(t)$ et $\phi_i(t)$ pour les SOA_i. Ces

derniers sont traversés chacun par un pulse de contrôle, avec un décalage temporel de 4 ps, correspondant à la largeur temporelle de la fenêtre de commutation. On définit comme origine des temps l'instant où le maximum du pulse de contrôle traverse le premier SOA.

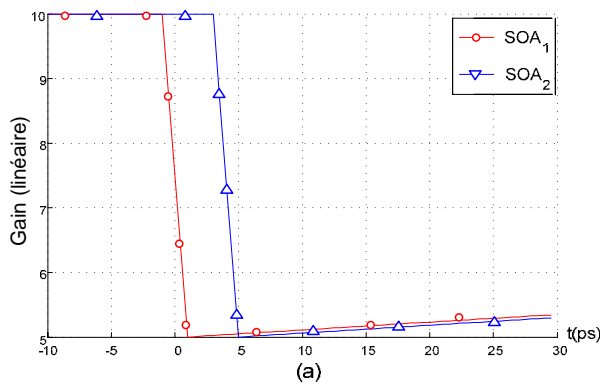


Figure.III.6.a : Simulations des variations décalées des gains des SOAs, au passage des pulses de contrôle

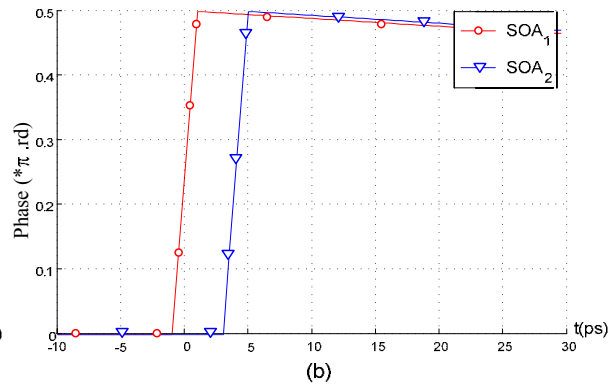


Figure.III.6.b : Simulations des variations décalées des phases des SOAs, au passage des pulses de contrôle.

II.1.2.2 Fenêtre de commutation

La fenêtre de commutation est définie grâce à l'équation (eq.III.13), et correspond à la fonction de transfert du dispositif au niveau du port #1. Pour mettre en évidence l'effet prépondérant de la variation de la phase sur celle du gain, on définit une première fois la fenêtre de commutation grâce à l'équation (eq.III.13), où $G_i(t)$ et $\phi_i(t)$ varient tels que représentés sur les Figure.III.6.a et Figure.III.6.b. Ensuite, on redéfinit la fenêtre de commutation mais cette fois avec les gains $G_i(t)$ constants et égaux à leur valeur initiale $G_0 = 10$ dB.

La Figure.III.7 représente la fenêtre de commutation à la sortie du port #1. La trace rouge est celle correspondant à des SOAs dont le gain et la réponse en phase varient temporellement comme précisé plus haut, et la trace bleue est obtenue pour des SOAs dont seules les réponses en phase $\phi_i(t)$ varient au passage des pulses de contrôle. On obtient donc une fenêtre de commutation de largeur équivalente au retard introduit entre les deux pulses de contrôle. La décroissance du plafond de la fenêtre de commutation est due à la tendance des réponses en gain et en phase à revenir à leur valeur initiale après le passage des pulses de contrôle.

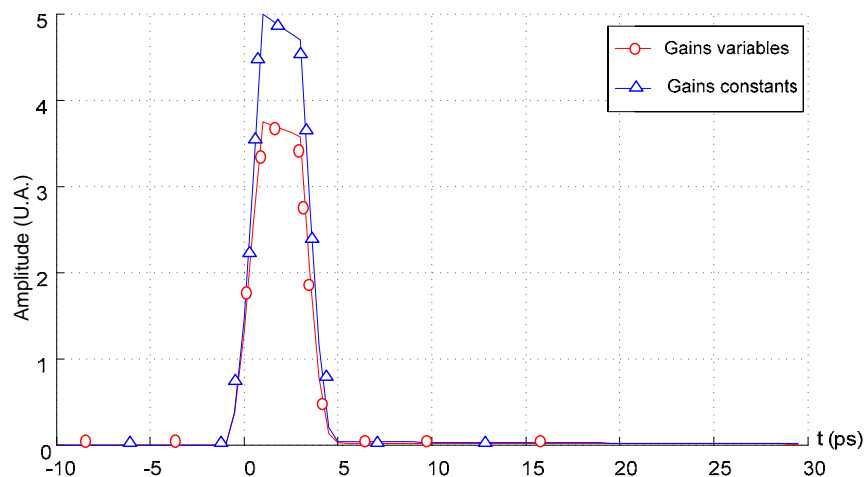


Figure.III.7 : Fenêtre de commutation simulée à la sortie du port #1 du dispositif pour un gain constant et variable des SOAs.

On constate que même si on suppose les gains $G_i(t)$ constants, la fenêtre de commutation garde la même forme temporelle, la seule différence réside dans la diminution de l'amplitude de la fenêtre. Ceci aura pour conséquence de diminuer le taux d'extinction du pulse démultiplexé, mais sans influencer sa forme.

On peut assimiler le passage du premier pulse de contrôle ($t=0$ ps) au travers du premier SOA à l'ouverture de la fenêtre de commutation, et le passage du second pulse dans le second SOA ($t=4$ ps) à sa fermeture.

Le pulse à extraire à partir du train de données en entrée du dispositif doit ainsi coïncider avec la fenêtre de transmission afin d'être dirigé vers le port #1. Pour cela, les deux pulses, pulses obtenus à partir d'un pulse d'entrée, aux 2 sorties du coupleur 3 dB (figure.III.4), doivent traverser les deux SOAs simultanément entre l'ouverture et la fermeture de la fenêtre de commutation ; c'est-à-dire juste après le passage du premier pulse de contrôle dans le SOA₁ et avant le passage du second pulse de contrôle dans le SOA₂.

II.1.2.3 Pulse démultiplexé

Avec le système défini ci-dessus, on a effectué la simulation de démultiplexage d'un pulse à partir d'un train de pulses multiplexés à 168 Gb/ s. On part de l'hypothèse que le pulse que l'on souhaite extraire coïncide avec la création de la fenêtre de commutation définie préalablement.

On observe la sortie du port #1 du dispositif dans les deux cas : gains des SOAs constants et variables.

La Figure.III.8 montre le train de pulse initial ainsi que le pulse extrait pour les deux cas envisagés pour les gains des SOAs.

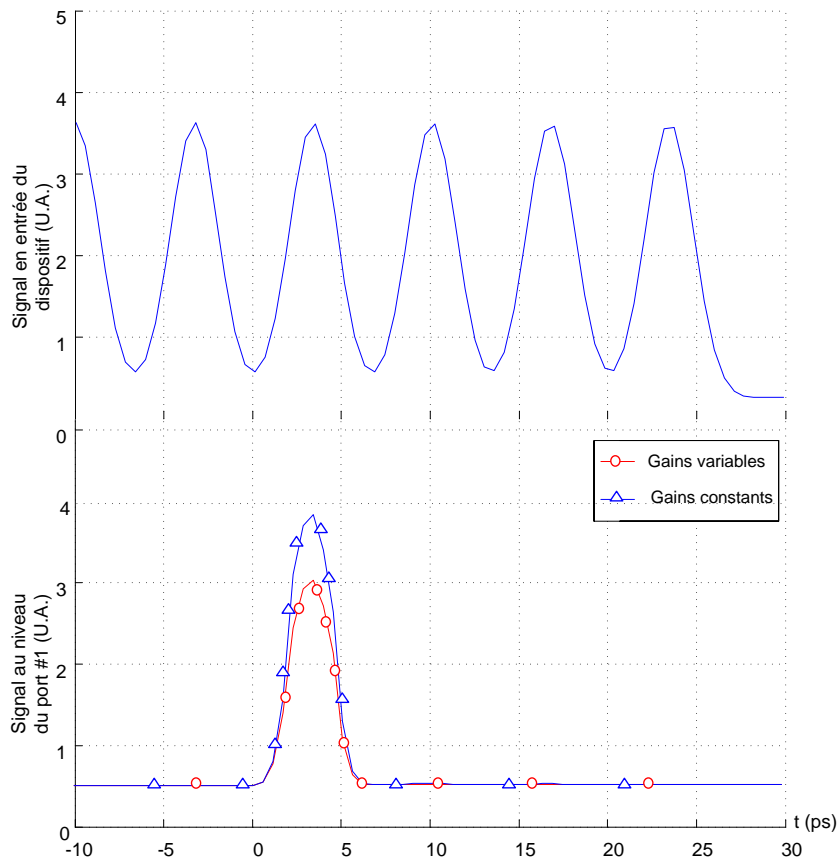


Figure.III.8 : Pulse démultiplexé à partir du train de pulse dans les cas des gains des SOAs constants et variables.

II.1.3 Conclusion.

Les résultats de la simulation montrent qu'il est donc possible, grâce à ce système, de réaliser le démultiplexage des données d'un utilisateur à partir d'un train de données multiplexées. Comme prévu, le pulse extrait dans le cas de SOA à gain variable présente une amplitude inférieure à celui dans le cas d'un SOA à gain constant. Ceci aura pour effet de réduire le taux d'extinction ainsi que le rapport signal à bruit optique au niveau du diagramme de l'oeil après démultiplexage. Malheureusement, les composants SOA commerciaux qui existent actuellement utilisent tous la configuration de commutation conventionnelle, ce qui rend la variation de gain dans les SOA inévitable. Ainsi, si l'on souhaite simuler le comportement d'un composant proche de ce qui existe commercialement, il faudra obligatoirement prendre en considération ce phénomène.

II.2 Dimensionnement du composant SOA

Afin d'effectuer les simulations de tout le système de démultiplexage, il est nécessaire de dimensionner en première étape le composant essentiel autour duquel est conçu le dispositif de démultiplexage, à savoir le SOA. Le dimensionnement du SOA consiste à définir ses paramètres physiques qui permettront d'avoir les réponses souhaitées en gain et en phase. Les valeurs de certains paramètres seront choisies en se basant sur les données recueillies dans la littérature. D'autres paramètres seront fixés à partir de données fournies par le fabricant d'un modèle commercial du SOA. Les paramètres restants, dans le modèle proposé par COMSIS, seront alors modifiés, afin d'observer l'évolution des courbes de gain et de phase des SOA en fonction des valeurs choisies.

II.2.1 Modèle du SOA sous COMSIS

L'amplificateur optique à semi-conducteur est généralement modélisé par des équations spatio-temporelles. *M. J. Adams et al* proposent un modèle simplifié permettant de prendre en compte non seulement la réflectivité des faces mais aussi l'émission spontanée amplifiée [9]. Les hypothèses simplificatrices sont :

- 1°) le gain est indépendant de la position z le long de la cavité,
- 2°) la densité de photons moyenne est considérée.

Malgré ces approximations, ce modèle reste d'une précision suffisante dans beaucoup de cas comme le montre le nombre d'études théoriques réalisées avec ce modèle [10], [11].

Le gain de l'amplificateur à semi-conducteur défini par $\frac{I_{out}}{I_{in}}$ est exprimé par la relation :

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{(1-R_1)(1-R_2)e^{gl}}{[1-\sqrt{R_1R_2} \cdot e^{gl}]^2 + 4\sqrt{R_1R_2} \cdot e^{gl} \cdot \sin^2 \phi} \quad (eq.III.19)$$

- g est le gain du matériau. Il peut être exprimé de façon simplifiée par :

$$g = \Gamma \cdot g_m - \alpha \quad (eq.III.20)$$

avec $g_m = a_0(N - N_0) - a_1[\lambda - \lambda_p]^2$

- Γ : le facteur de confinement
- α : les pertes internes du SOA.
- a_0 : est le gain différentiel
- a_1 : la courbure de la courbe spectrale de gain.
- λ_p : la longueur d'onde correspondant au maximum de la courbe de gain.

Les variations de la phase de l'onde optique traversant la structure amplificatrice doivent tenir compte des variations de l'indice de réfraction induites par la modification temporelle des porteurs dans la cavité. Les variations de la phase ϕ s'expriment alors sous la forme :

$$\phi = -\frac{2\pi \cdot L}{\lambda_p} \cdot \left[n_g + \frac{dn}{dN}(N - N_{th}) \right] \quad (eq.III.21)$$

Avec $\frac{dn}{dN} \approx -\frac{\alpha_H \cdot \lambda_p \cdot a_0}{4\pi}$

N étant la densité des porteurs
 n_g l'indice de groupe du matériau, fixé à 3,4.

Les paramètres physiques qui définissent le modèle de SAO proposé sous COMSIS sont résumés dans le tableau.III.1 :

	Paramètre	symbole	unité
P1	Longueur. d'onde du maximum de la courbe de gain	λ_p	nm
P2	gain différentiel de la structure	a_0	cm ²
P3	courbure de la courbe de spectre du gain	a_1	cm ⁻³
P4	coefficient de fluctuation de la longueur d'onde	$a_2 (=0)$	cm ⁴
P5	durée de vie des porteurs	τ	s
P6	densité de porteurs au seuil	N_{th}	cm ⁻³
P7	volume de la couche active (L w d)	V_{act}	cm ³
P8	longueur de l'amplificateur	L	cm
P9	coefficient de réflexion de la face 1	R_1	-
P10	coefficient de réflexion de la face 2	R_2	-
P11	densité de porteurs à la transparence	N_o	cm ⁻³
P12	courant de polarisation	I	A
P13	facteur de confinement optique	Γ	-
P15	Pertes internes	α	cm ⁻¹
P14	facteur de couplage phase-amplitude	α_H	-

Tableau.III.1 : Paramètres de simulation du modèle de SOA sous COMSIS.

Le point suivant consistera à déterminer les valeurs des paramètres ci-dessus afin d'obtenir les réponses souhaitées en terme de gain et de phase du SOA, suite au passage du pulse optique de contrôle.

Il est difficile de retrouver l'ensemble des paramètres physiques du SOA réunis dans une même publication. La littérature nous a permis d'avoir une idée sur l'ordre de grandeur d'un certain nombre de paramètres à la fois, selon les expériences réalisées.

Une expérience de démultiplexage a permis d'extraire un train de pulse à 10 Gb/s à partir d'un train à 80 Gb/s [12]. Le SOA utilisé avait pour longueur 500 μm , un facteur N_o de $1,2 \cdot 10^{+24} \text{ m}^{-3}$, un gain différentiel a_0 de $2,5 \cdot 10^{-16} \text{ cm}^2$ et un facteur de confinement optique Γ de 0,35. L'indice effectif du milieu était de $n_g = 4$. Le courant de polarisation du SOA variait entre 215 et 220 mA. Le pulse de contrôle utilisé était à la longueur d'onde 1559 nm et avait pour largeur 7 ps.

Une autre expérience mentionne l'utilisation d'un SOA dont la couche active en InGaAsP avait pour dimensions 0,2 μm d'épaisseur, 1,2 μm de largeur et 80 μm de longueur. Le SOA a été polarisé avec un courant de 200 mA. La durée de vie des porteurs dans le matériau était de 60 ps. Le pulse de contrôle utilisé avait pour largeur 5 ps et il a été émis à partir d'une source pulsée en anneau de fibre à 1548 nm [13].

Remarques : Le choix des caractéristiques des pulses de contrôle est aussi important que celui des paramètres du SOA. En effet, le comportement du SOA dépend de la largeur, la puissance et la longueur d'onde du train de pulse de contrôle. Par conséquent les caractéristiques de ce dernier feront partie des facteurs à fixer.

II.2.2 Paramètres fournis par le fabricant

Nous souhaitons pouvoir utiliser des composants commerciaux. Il serait donc judicieux dans notre étude de prendre en considération les modèles déjà commercialisés, en utilisant les données qu'il nous a été possible de récupérer à partir de certains modèles définis dans la littérature. Les données ainsi fournies permettront de fixer au préalable quelques paramètres parmi ceux à déterminer. Cela constituera un point de départ pour simuler les paramètres restant.

Un fabricant nous a fourni certains des paramètres du SOA qu'il propose. Les valeurs de ces paramètres sont réunies dans le tableau.III.2.

	Paramètre	symbole	valeur	unité
P1	longueur. d'onde du maximum de la Courbe de gain	λ_p		nm
P2	gain différentiel de la structure	a_0		cm ²
P3	courbure de la courbe de spectre du gain	a_1	0,4.10 ⁺¹³	cm ⁻³
P4	coefficient de fluctuation de la longueur d'onde	a_2	0	cm ⁴
P5	durée de vie des porteurs	τ	400.10 ⁻¹²	s
P6	densité de porteurs au seuil	N_{th}		cm ⁻³
P7	volume de la couche active (L w d)	V_{act}	4.10 ⁻¹⁰	cm ³
P8	longueur de l'amplificateur	L	0,0001	cm
P9	coefficient de réflexion de la face 1	R_1	2.10 ⁻⁴	-
P10	coefficient de réflexion de la face 2	R_2	2.10 ⁻⁴	-
P11	densité de porteurs à la transparence	N_o		cm ⁻³
P12	courant de polarisation	I	0,499	A
P13	facteur de confinement optique	Γ	0,2	-
P15	pertes internes	α	7	cm ⁻¹
P14	facteur de couplage phase-amplitude	α_H		-

Tableau.III.2 : Paramètres de simulation imposés par le modèle du SOA commercial.

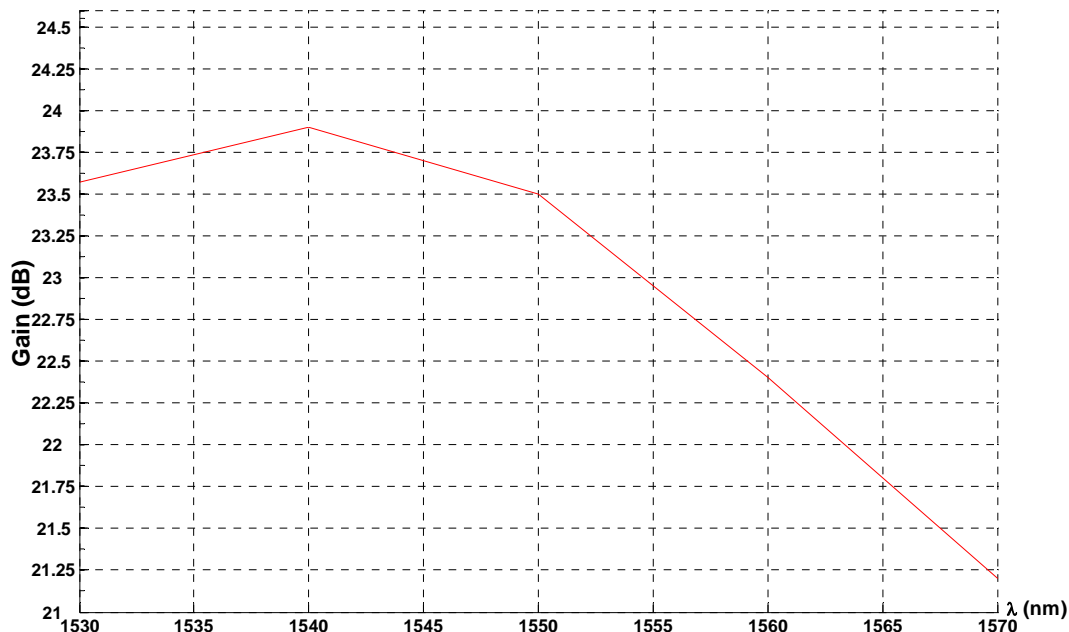


Figure.III.9 : Courbe de variation du gain du SOA commercial avec la longueur d'onde.

La valeur de λ_C a été déterminée à partir de la courbe de variation spectrale du gain du SOA (Figure.III.9). Cette même courbe a servi à la détermination du facteur a_1 . Ce facteur intervient dans la dépendance du gain avec λ à travers l'équation *eq.III.20*.

On a supposé qu'il n'y a pas de fluctuation de la longueur d'onde correspondant au gain maximal, par conséquent $a_2 = 0$. La littérature fixe le facteur τ à quelques centaines de *ps*. Pour notre système, la fréquence de répétition des données du canal qu'on souhaite extraire ($f = 2.5$ GHz) doit correspondre à la périodicité de la variation des réponses en gain et en phase du SOA. Cette périodicité étant liée à τ , nous avons fixé τ à la valeur 400 *ps*.

Concernant le courant de polarisation, le fabricant nous a signalé que les variations des gains et phase sont notables pour des courants dépassant les 500 mA. Cependant, COMSIS n'accepte pas des valeurs dépassant les 499 mA. On a donc fixé le courant de polarisation à cette valeur maximale.

II.2.3 Paramètres du pulse de contrôle

Le pulse de contrôle doit être également défini en fixant ses paramètres, tels que résumés dans le tableau.III.3

Paramètre	symbole	valeur	unité
puissance maximale	P_m		dBm
largeur à mi-hauteur.	T_{fwhm}	10	ps
fréquence de répétition des pulses	F	1	GHz

Tableau.III.3 : Paramètres du pulse de contrôle.

La largeur du pulse de contrôle détermine le temps de transition du gain et de la phase, avant que ces derniers retrouvent leur valeurs initiales après une durée égale à la durée de vie des porteurs. Par conséquent, l'unique contrainte imposée à ce paramètre est l'obligation qu'il soit plus petit que la largeur des pulses de données multiplexés du système, à savoir 100 *ps*.

On a récupéré les données d'une source optique pulsée commerciale, qui mentionnent la possibilité de générer des pulses avec une largeur à mi-hauteur de 10 *ps*. Cette valeur étant en

cohérence avec la limitation imposée au pulse de contrôle, nous l'avons gardée pour notre simulation, comme valeur pour T_{FWHM} .

La détermination des caractéristiques de la source portera donc sur la puissance maximale du pulse, et qui va déterminer le niveau de variation des gains et phases des SOAs, et la fréquence de répétition de ces pulses. Dans un premier temps, nous avons choisi une fréquence de répétition des pulses $F=1$ GHz pour le test.

II.2.4 Variation du gain

Maintenant que l'on a fixé certains paramètres, nous allons effectuer une première série de simulations qui nous permettra de constater l'évolution de la réponse en gain du SOA selon les différentes valeurs attribuées aux paramètres restant à définir.

II.2.4.1 Paramètres à varier

Certains paramètres n'influencent pas la variation de la réponse en gain du SOA. Leurs valeurs seront par conséquent fixées pour le moment à des valeurs par défaut, en attendant de voir leur effet sur la réponse en phase dans l'étude suivante. Ces paramètres sont :

- $a_1 = 0$.
- $\alpha_H = 0$.
- $N_{th} = 1,8 \cdot 10^{-18} \text{ cm}^{-3}$.

Les paramètres à varier sont regroupés dans le tableau.III.4 Le tableau précise également la fourchette de variation de ces paramètres.

	Paramètre	valeurs	unité
Paramètres du SOA	a_0	$[1 \cdot 10^{-16} ; 3 \cdot 10^{-16}]$	cm^2
	N_0	$[1 \cdot 10^{+18} ; 3 \cdot 10^{+18}]$	cm^{-3}
Paramètres du pulse de contrôle	P_m	$[-4 ; 20]$	dBm

Tableau.III.4 : Paramètres à varier pour la réponse en gain du SOA.

II.2.4.2 Simulation sous COMSIS de la courbe de réponse en gain du SOA.

La Figure.III.10 illustre le principe de déduction de la réponse en gain du SOA sous COMSIS, sous l'effet du passage du train de pulses de contrôle.

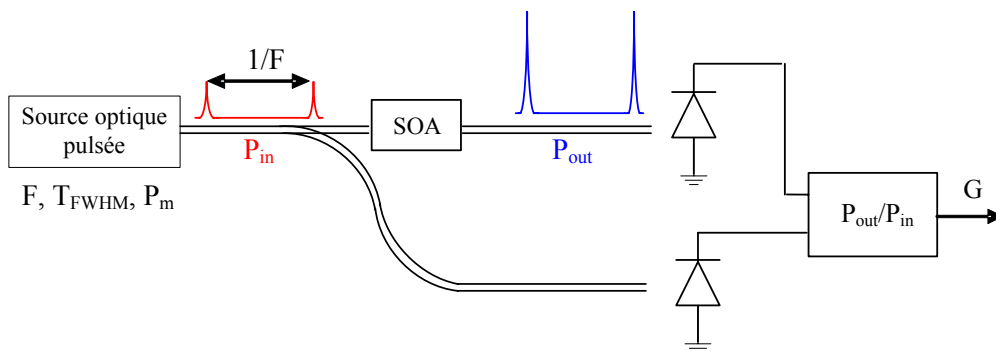


Figure.III.10 : Principe de déduction de la réponse en gain du SOA.

Le schéma de simulation sous COMSIS de ce principe est représenté sur la Figure.III.11.

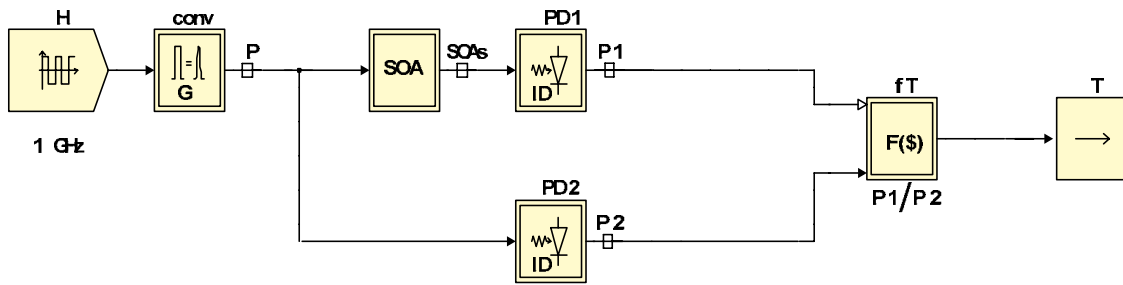


Figure.III.11 : Schéma de simulation sous COMSIS permettant de déduire la courbe de réponse en gain du SOA.

Le boîtier ‘CONV’ permet de générer le train de pulse à partir de l’horloge ‘H’. Ce train de pulse est distribué à l’entrée du SOA d’un coté, et est directement détecté dans le boîtier ‘PD2’. Le gain du SOA est déterminé en établissant le rapport entre la puissance injectée dans le SOA, et celle à sa sortie (boîtier ‘T’).

II.2.4.3 Résultats

Dans un premier temps, nous avons fixé les valeurs de N_0 à $1,2 \cdot 10^{+18} \text{ cm}^{-3}$, et fait varier les valeurs des autres paramètres.

Parmi les courbes obtenues, nous avons retenu celles dont les variations s’approchaient le plus des résultats mentionnés dans la littérature. Les valeurs correspondant aux courbes sélectionnées sont résumées dans le tableau.III.5. Le seul paramètre qui différencie les courbes sélectionnées est la puissance crête du pulse de contrôle P_m .

	Paramètre	valeurs	unité
Paramètres du SOA	a_0	$1,2 \cdot 10^{-16}$	cm^2
	N_0	$1,2 \cdot 10^{+18}$	cm^{-3}
Paramètres du pulse de contrôle	P_m	10, 20, 25	dBm

Tableau.III.5 : Valeurs retenues pour a_0 et P_m .

La Figure.III.12 représente les 3 courbes retenues de la réponse en gain du SOA, correspondant aux valeurs choisies pour a_0 et P_m .

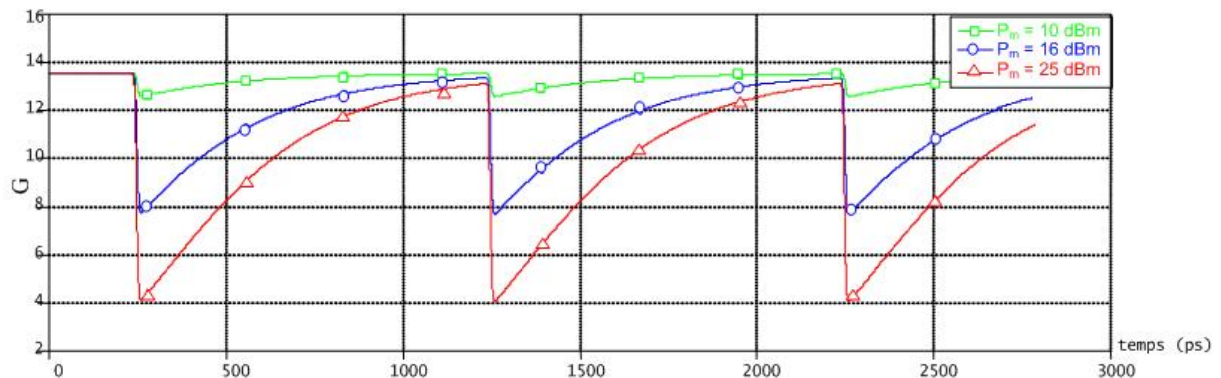


Figure.III.12 : Réponses en gain du SOA pour les valeurs retenues de a_0 et P_m .

On constate qu'avec une fréquence de répétition des pulses de contrôle de 1 GHz, la durée de vie des porteurs permet un retour du gain à sa valeur initiale entre le passage de deux pulses successifs.

Le choix de la courbe de gain adéquate dépend de différents critères. Il nous faut choisir la courbe pour laquelle le gain connaît la transition la plus faible, car une variation importante du gain de SOA aura pour effet de moduler la puissance des pulses transmis (non démultiplexés) comme on l'a précisé précédemment. Cependant en choisissant une courbe avec un P_m faible (faible transition du gain), on sait que la transition de la réponse en phase sera faible également, alors qu'on a besoin d'une importante variation de la phase pour avoir un démultiplexage efficace. Il faut donc réaliser un compromis entre la variation de réponse en gain, qu'on souhaite la plus faible possible, et celle de la phase (qui est proportionnelle à la puissance P_m), et dont la valeur idéale serait π .

La valeur que l'on a décidé de retenir pour P_m est 16 dBm. Cette valeur permet d'avoir moins de transition sur la gain que pour $P_m = 20$ dBm, et implique en même temps une puissance optique suffisante pour espérer obtenir une transition de la réponse en phase proche de π .

D'un autre côté, la gain réalisé sur la puissance optique du pulse de contrôle se traduit par un gain sur le coût de la source. En effet, l'obtention d'une puissance maximale de 20 dBm nécessiterait l'ajout d'un module de puissance qui augmenterait le coût total de la source optique pulsée, et celui de système par conséquent.

Pour cette configuration, on varie cette fois la valeur de N_0 . Les variations de la réponse en gain en fonction de N_0 sont résumées sur la Figure.III.13.

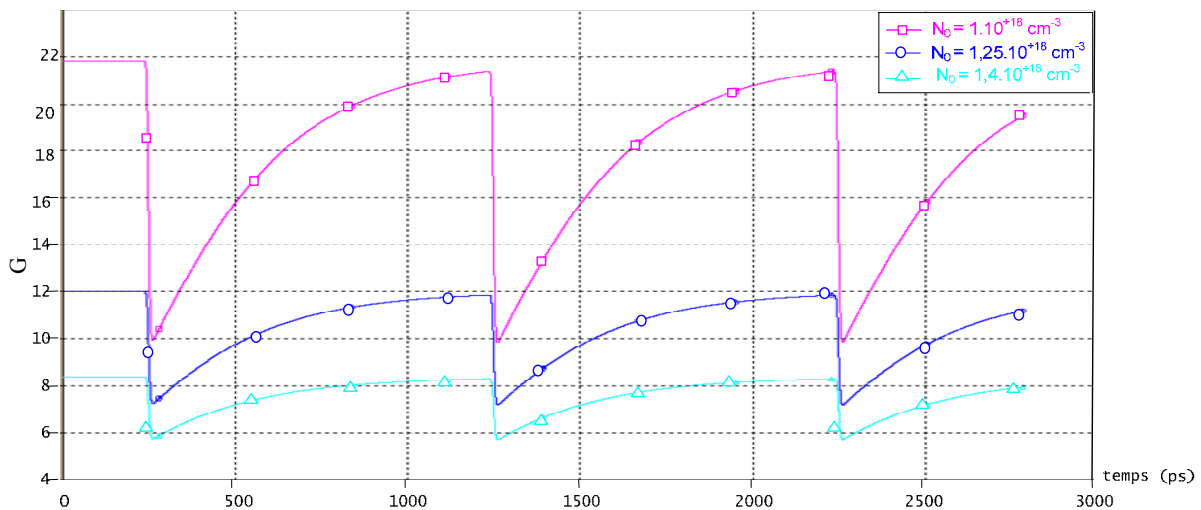


Figure.III.13 : Réponse en gain du SOA en fonction du paramètre N_0 .

Cette fois, l'effet de l'augmentation de N_0 sur l'évolution de la courbe de gain est inverse à celui dû à l'augmentation de la puissance du pulse de contrôle P_m . Pour les mêmes raisons citées ci-dessus, concernant le choix de la courbe adéquate de la réponse en gain, nous avons opté pour une valeur $N_0 = 1,25.10^{+18} \text{ cm}^{-3}$. Cette valeur a été utilisée dans la réalisation de composants expérimentaux [12].

II.2.4.4 Valeurs retenues

L'ensemble des valeurs des paramètres impliqués dans la variation de la courbe de gain du SOA que l'on a déterminées sont regroupées dans le tableau.III.6 :

Paramètre	symbole	valeur	unité	fixé par
longueur. d'onde du maximum de la Courbe de gain	λ_C	1540	nm	
gain différentiel de la structure	a_0	$1,2 \cdot 10^{-16}$	cm^2	Simulation
courbure de la courbe de spectre du gain	a_1		cm^{-3}	
coefficient de fluctuation de la longueur d'onde	a_2	0	cm^4	arbitraire
durée de vie des porteurs	τ	$400 \cdot 10^{-12}$	s	système
densité de porteurs au seuil	N_{th}		cm^{-3}	
volume de la couche active (L w d)	V_{act}	$4 \cdot 10^{-10}$	cm^3	Fabricant
longueur de l'amplificateur	L	0,0001	cm	Fabricant
coefficient de réflexion de la face 1	R_1	$2 \cdot 10^{-4}$	-	Fabricant
coefficient de réflexion de la face 2	R_2	$2 \cdot 10^{-4}$	-	Fabricant
densité de porteurs à la transparence	N_o	$1,25 \cdot 10^{18}$	cm^{-3}	Simulation
courant de polarisation	I	0.499	A	Fabricant
facteur de confinement optique	Γ	0,2	-	Fabricant
pertes internes	α	7	cm^{-1}	Fabricant
facteur de couplage phase-amplitude	α_H		-	

Paramètre	symbole	valeur	unité	fixé par
puissance maximale	P_m	16	dBm	Simulation
largeur à mi-hauteur.	T_{fwhm}	10	ps	Fabricant
fréquence de répétition des pulses	F	1	GHz	Arbitraire

Tableau.III.6 : Résumé de l'ensemble des valeurs retenues pour la variation du gain du SOA.

II.2.5 Variation de la phase

Avec les paramètres influençant le gain du SOA désormais fixés, on va se pencher dans cette partie sur la détermination de la courbe de réponse en phase en fonction des paramètres qu'il nous reste à déterminer. Comme on l'a montré dans la simulation de la forme temporelle de la fenêtre de commutation, la variation de la phase est plus déterminante que celle du gain. La variation de la phase au passage du pulse de contrôle dans le SOA est l'élément qui permet la création de la fenêtre de commutation, et la réalisation de la fonction de démultiplexage par conséquent. Idéalement, on souhaiterait avoir une transition de π de la phase au passage du pulse de contrôle. Cependant, ceci n'est pas toujours possible. La littérature mentionne des transitions de phase de 0.5π à 0.8π [1]. D'autres expériences ont permis d'atteindre la valeur de π [14], [12].

II.2.5.1 Paramètres à varier

Les paramètres physiques du SOA qu'on n'a pas encore déterminés sont ceux qui interviennent dans la variation de sa réponse en phase. À ces éléments vient s'ajouter l'effet

du pulse de contrôle. En effet en plus de l'influence de la puissance crête du pulse optique de contrôle sur la valeur de la transition des gain et phase du SOA, la longueur d'onde choisie pour ce pulse intervient également dans la variation de la phase, comme le montre l'équation eq.III.21.

Les paramètres à varier pour l'étude de la réponse en phase du SOA sont donc regroupés dans le tableau.III.7 Nous verrons également l'effet de la puissance optique des pulses de données sur la variation de la phase en sortie du SOA.

	Paramètre	valeurs	unité
Paramètres du SOA	α_H	[2 ; 8]	
	N_{th}	[1.10^{+18} ; 3.10^{+18}]	cm^{-3}
Paramètres du pulse de contrôle	$\lambda_{contrôle}$	[1525 ; 1560]	nm

Tableau.III. 7: Paramètres à varier pour la réponse en phase du SOA.

II.2.5.2 Simulation sous COMSIS de la courbe de réponse en phase du SOA.

La Figure.III.14 illustre le principe de déduction de la réponse en phase du SOA sous COMSIS.

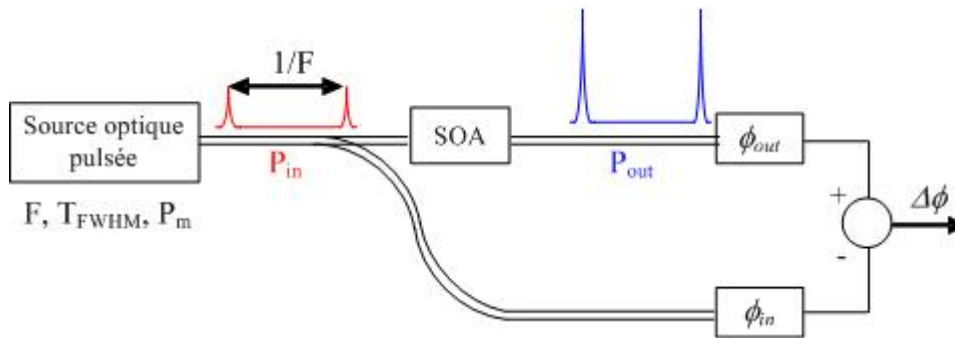


Figure.III.14 : Principe de déduction de la réponse en phase du SOA.

Le schéma de simulation sous COMSIS est représenté sur la Figure.III.15.

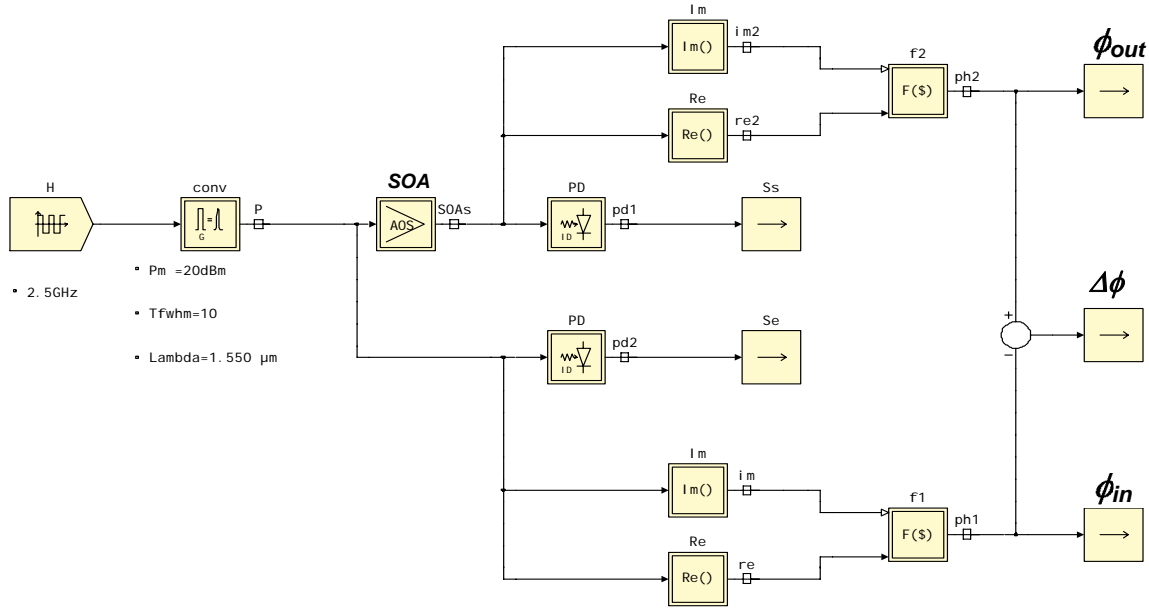


Figure.III.15 : Schéma de simulation sous COMSIS de la courbe de réponse en phase du SOA.

Si S est l'enveloppe complexe du signal optique, la phase de l'onde optique se déduit alors sous COMSIS grâce à la formule :

$$\phi = \text{Arc tan} \left(\frac{\text{Im}(S)}{\text{Re}(S)} \right) \quad (\text{eq.III.22})$$

Im et Re étant respectivement les parties imaginaire et réelle de S . Les phases des ondes optiques en entrée et sortie du SOA (respectivement ϕ_{in} et ϕ_{out}) sont déduites en utilisant l'eq.III.22. Puis la réponse en phase $\Delta\phi$ du SOA est calculée par différence entre les deux.

À partir de cette formule, on constate que la valeur de ϕ sera constamment comprise entre $-\pi/2$ et $\pi/2$, alors qu'en réalité elle pourrait être en dehors de cet intervalle. L'inconvénient de cette contrainte est que la visualisation sous COMSIS de la phase introduira des sauts de phase à chaque fois que sa valeur atteindra $-\pi/2$ ou $\pi/2$. Pour avoir la vraie variation de la phase il faudra reconstruire la courbe, en continuant la croissance (respectivement la décroissance) de la phase quand elle atteint $\pi/2$ (respectivement $-\pi/2$).

Remarque : L'étude de la variation du gain a été effectuée avec un train de pulses de fréquences de répétition de 1GHz . Cependant, on envisage de travailler à un débit utilisateur de $2,5\text{GHz}$. Par la suite, on utilisera donc un train de pulses de fréquence de répétition $2,5\text{GHz}$.

II.2.5.3 Variation de α_H

On varie les valeurs de α_H dans l'intervalle mentionné précédemment. La Figure.III.16 représente le résultat, tel qu'il est issu de COMSIS, de la réponse de phase $\Delta\phi$ du SOA pour les différentes valeurs de α_H .

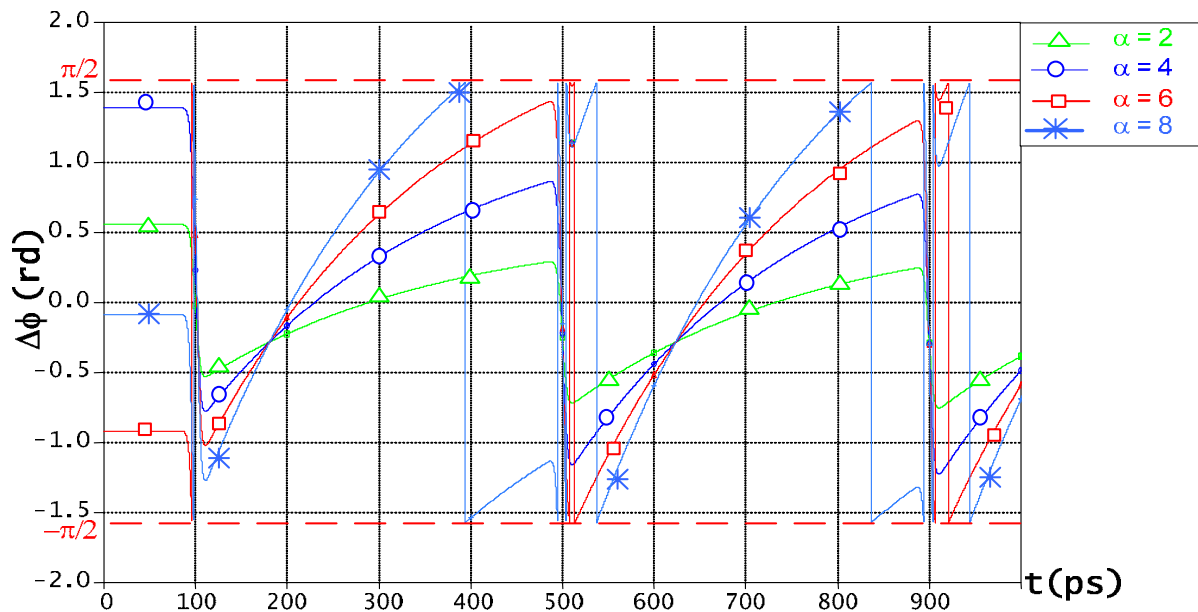


Figure.III.16 : Réponse en phase $\Delta\phi$ du SOA en fonction de α_H .

La reconstruction des courbes de variation de $\Delta\phi$ permet d'obtenir deux paramètres importants :

- La valeur de la variation de ϕ au passage du pulse de contrôle $\delta\phi$.
- La différence entre la valeur initiale ϕ_0 de la phase et sa valeur juste avant le passage du pulse de contrôle suivant ϕ_f .

Cette différence caractérise la rapidité avec laquelle la phase revient à sa valeur initiale après sa variation de $\delta\phi$ au passage du pulse de contrôle. Elle dépend de la durée de vie des porteurs, mais également de la valeur de $\delta\phi$ et du facteur α_H . Il est évident que cette différence est d'autant plus faible que la différence temporelle entre deux pulses de contrôle successifs est grande. Cependant, cela a pour inconvénient de réduire la fréquence de répétition des pulses de contrôle qui n'est autre que le débit utilisateur. L'ensemble de ses paramètres est représenté sur la Figure.III.17, qui décrit l'évolution de la réponse en phase du SOA avec l'arrivée du pulse optique de contrôle à son entrée, et les paramètres qui caractérisent la variation de cette réponse.

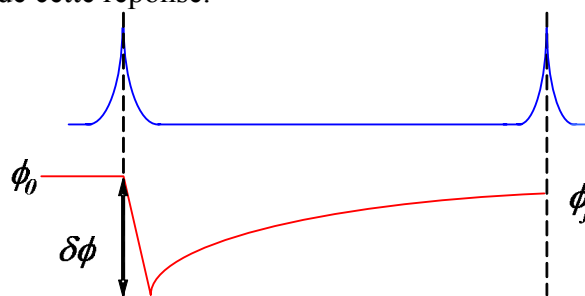


Figure.III.17 : Paramètres caractérisant la variation de phase du SOA.

Pour une fréquence de répétition donnée des pulses de contrôle (2,5 GHz), il s'agit de définir la valeur de α_H qui permettrait d'avoir le $\delta\phi$ le plus proche de π , mais avec une différence $\phi_0 - \phi_f$ la plus faible possible, puisque il faut que la phase retrouve autant que possible une valeur proche de sa valeur initiale ϕ_0 avant le passage du pulse de contrôle suivant. Le compromis entre ces deux conditions est exprimé par le rapport $\frac{\phi_0 - \phi_f}{\delta\phi}$, qui se doit d'être le plus faible possible.

Les résultats pour les différentes valeurs de α_H sont regroupés dans le tableau.III.8.

α_H	2	4	6	8
$\delta\phi$	$0,35*\pi$	$0,7*\pi$	$1,05*\pi$	$1,4*\pi$
$\phi_0 - \phi_f$	$0,082*\pi$	$0,17*\pi$	$0,54*\pi$	$0,36*\pi$
$\frac{\phi_0 - \phi_f}{\delta\phi}$	23%	24%	51%	26%

Tableau.III.8 : Résultat de variation des paramètres de la réponse en phase en fonction des valeurs de α_H .

On constate que la valeur $\alpha_H=2$ permet d'obtenir la plus faible valeur du rapport $\frac{\phi_0 - \phi_f}{\delta\phi}$.

Nous retenons par conséquent cette valeur pour la suite de l'étude qui portera sur la variation de $\delta\phi$ avec la longueur d'onde.

II.2.5.4 Variation de la longueur d'onde du pulse de contrôle.

Nous avons jusqu'ici réussi à fixer tous les paramètres du SOA, ainsi que certains parmi ceux du pulse de contrôle, afin d'avoir la meilleure réponse possible en terme de phase pour le SOA au passage du pulse de contrôle. Cependant nous n'avons pas encore étudié l'effet de la longueur d'onde du pulse de contrôle sur cette réponse en phase du SOA.

Le SOA est caractérisé par une longueur d'onde centrale qui correspond à la longueur d'onde pour laquelle son gain est maximal. Nous disposons de données constructeur qui indiquent que pour le composant qu'ils proposent cette longueur d'onde est 1540 nm (Figure.III.9). Or le pulse qu'on a utilisé jusqu'à présent est à la longueur d'onde imposée par la source laser DFB utilisée, 1550 nm.

Dans cette partie, nous allons faire varier la longueur d'onde de ce pulse, et voir l'influence de cette variation sur la réponse en phase du SOA. Les autres caractéristiques du pulse sont pour l'instant fixés aux valeurs suivantes (tableau.III.9)

Paramètre	symbole	valeur	unité
puissance maximale	P_m	16	dBm
largeur à mi-hauteur.	T_{fwhm}	10	ps
fréquence de répétition des pulses	F	1	GHz

Tableau.III.9 : Paramètres du pulse de contrôle lors de la variation de sa longueur d'onde.

On varie alors la valeur de $\lambda_{\text{contrôle}}$ autour de 1550 nm. Nous avons réuni les résultats de cette variation dans le tableau.III.10, qui présente la valeur de la variation de la phase $\delta\phi$ du SOA au passage du pulse de contrôle, en fonction de la longueur d'onde de celui-ci.

$\lambda_{\text{contrôle}}$ (nm)	1525	1530	1535	1538	1539	1540	1541	1542	1545	1550	1555	1560
$\delta\phi$ (rd)	0,9960	1,0905	1,156	1,181	1,1766	1,1796	1,18	1,172	1,16	1,103	1,011	0,8937

Tableau.III.10 : Variation de $\delta\phi$ avec la longueur d'onde du pulse de contrôle $\lambda_{\text{contrôle}}$.

On trace, grâce à ces données, la courbe de $\delta\phi$ en fonction de λ , représentée sur la Figure.III.18.

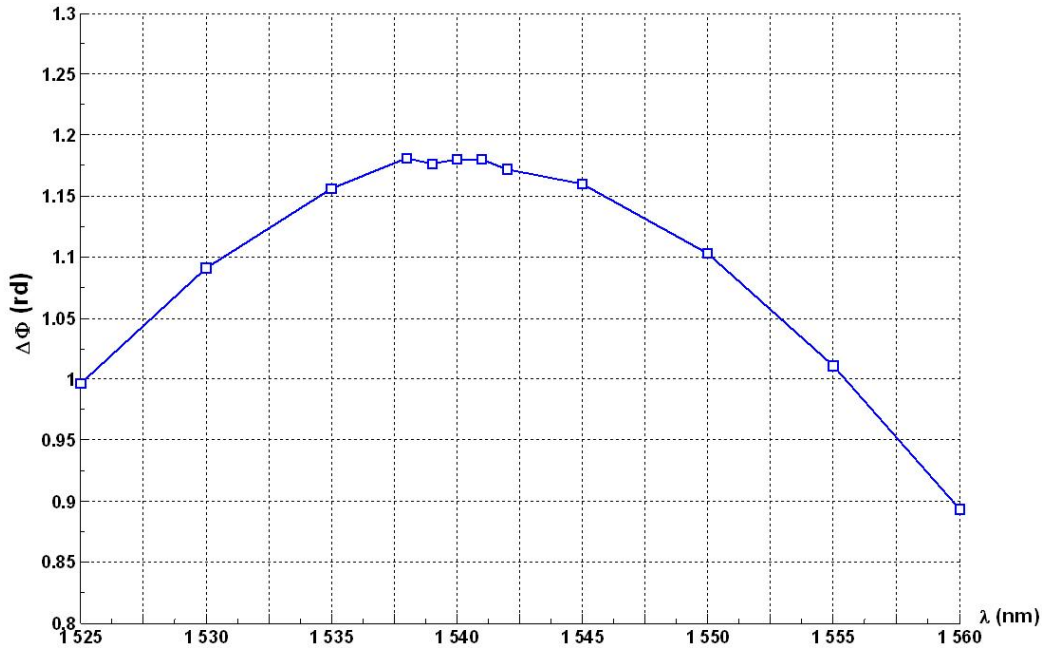


Figure.III.18 : Courbe de variation de $\delta\phi$ avec la longueur d'onde du pulse de contrôle $\lambda_{\text{contrôle}}$.

On constate que la variation de $\delta\phi$ avec $\lambda_{\text{contrôle}}$ est symétrique par rapport à la longueur d'onde centrale du SOA : 1540 nm, pour laquelle $\delta\phi$ atteint sa valeur maximale. Il serait par conséquent judicieux de la choisir comme longueur d'onde du pulse de contrôle la longueur d'onde de gain maximale du SOA.

On constate cependant que même pour cette valeur de $\lambda_{\text{contrôle}}$, la valeur de transition de la réponse en phase $\delta\phi$ reste faible et loin de la valeur idéale de π . Nous sommes par conséquent obligé d'augmenter la puissance crête du pulse de contrôle P_m . Nous avons refait la simulation de la variation de la phase pour une puissance $P_m = 20$ dBm, et pu obtenir une amélioration de la valeur de $\delta\phi$, qui vaut désormais $\delta\phi = 2,54$ rd (au lieu de 1,179 rd avec $P_m = 16$ dBm). On utilise donc cette nouvelle valeur, sachant que cela impliquera la nécessité supplémentaire d'utiliser une source optique pulsée plus puissante.

II.2.5.5 Variation de N_{th} .

Cette fois, le paramètre à varier est la densité de porteurs au seuil N_{th} , dont la valeur varie typiquement entre 1.10^{+18} et $3.10^{+18} \text{ cm}^{-3}$. Rappelons que les derniers paramètres fixés ont pour valeurs :

- $P_m = 20$ dBm.
- $\lambda_{\text{contrôle}} = 1540$ nm.
- $\alpha_H = 2$.

Le tableau.III.11 résume la dépendance en N_{th} de $\delta\phi$

$N_{th} \text{ (cm}^{-3}\text{)} \times 10^{+18}$	1	1,2	1,25	1,5.	1,8	2	2,5	3
$\delta\phi$ (rd)	2,56	2,55	2,54	2,54	2,54	2,55	2,54	2,53

Tableau.III.11 : Variation de $\delta\phi$ en fonction de N_{th} .

On constate que la variation de N_{th} n'influence que très peu la valeur de $\delta\phi$. On gardera par conséquent une valeur typique fournie par COMSIS : $N_{th} = 1.8.10^{+18} \text{ cm}^{-3}$.

II.2.5.6 Effet du pulse de données.

Le principe du démultiplexage consiste à introduire une variation dans la réponse en gain et surtout en phase dans les SOAs du dispositif TPMZ. Cette variation est d'autant plus importante que la puissance crête du pulse de contrôle est grande. Cependant il est nécessaire de vérifier que le pulse de données n'introduit pas lui-même un changement dans la réponse du SOA.

Pour le vérifier, on attaque cette fois-ci le SOA avec un pulse optique à la longueur d'onde $\lambda=1550 \text{ nm}$, de largeur à mi-hauteur $T_{fwhm} = 100 \text{ ps}$. On va alors faire varier la puissance crête de ce pulse et on relève son effet sur la réponse en phase du SOA. La variation de cette réponse en phase pour différentes valeurs de la puissance crête du pulse de données est résumée dans le tableau.III.12 :

Puissance crête du pulse de données (dBm)	-6	0	6	10	20
$\delta\phi$ (rd)	0,0078	0,0311	0,1226	0,302	2,39

Tableau.III.12 : Variation de $\delta\phi$ avec la puissance crête du pulse de données.

On constate que pour une puissance crête inférieure à 0 dBm, l'effet du pulse de données sur la réponse en phase du SOA reste négligeable devant celui du pulse de contrôle.

II.2.6 Configuration finale des paramètres de simulation

La configuration finale retenue est donc la suivante :

Paramètre	symbole	valeur	unité
longueur. d'onde du maximum de la Courbe de gain	λ_C	1540	nm
gain différentiel de la structure	a_0	$1,2.10^{-16}$	cm^2
courbure de la courbe de spectre du gain	a_1		cm^{-3}
coefficient de fluctuation de la longueur d'onde	a_2	0	cm^4
durée de vie des porteurs	τ	400.10^{-12}	s
densité de porteurs au seuil	N_{th}	$1.8.10^{+18}$	cm^{-3}
volume de la couche active (L w d)	V_{act}	4.10^{-10}	cm^3
longueur de l'amplificateur	L	0,0001	cm

coefficient de réflexion de la face 1	R_1	2.10^{-4}	-
coefficient de réflexion de la face 2	R_2	2.10^{-4}	-
densité de porteurs à la transparence	N_o	$1,25.10^{18}$	cm^{-3}
courant de polarisation	I	0.499	A
facteur de confinement optique	Γ	0,2	-
pertes internes	α	7	cm^{-1}
facteur de couplage phase-amplitude	α_H	2	-

Paramètre	symbole	valeur	unité
puissance maximale	P_m	20	dBm
largeur à mi-hauteur.	T_{fwhm}	10	ps
longueur d'onde du pulse de contrôle	$\lambda_{\text{contrôle}}$	1540	nm
fréquence de répétition des pulses	F	1	GHz

Tableau.III.13 : Valeurs finales pour l'ensemble des paramètres du dispositif de démultiplexage

II.3 Simulation du système global de démultiplexage

Maintenant que l'on a défini les caractéristiques physiques du SOA et celles du pulse de contrôle, on va simuler le fonctionnement de l'ensemble du dispositif de démultiplexage.

La simulation du dispositif va consister à injecter les variations de $G_i(t)$ et $\phi_i(t)$ dans les équations qui permettent de déterminer les formes temporelles des signaux optiques au niveau des deux sorties, port #1 et port #2 du dispositif TPMZ (eq.III.11 et eq.III.12). Les variations de $G_i(t)$ et $\phi_i(t)$ seront celles obtenues dans les SOA_i, dimensionnés dans la partie précédente, sous l'effet de passage des pulses de contrôle. On supposera que les pulses du canal qu'on souhaite extraire coïncident temporellement avec la création de la fenêtre de transition dans le dispositif. Autrement dit, le pulse de données à extraire traverse les deux SOA_i entre le passage de premier pulse de contrôle dans le SOA₁ et du second dans le SOA₂.

Nous présenterons les formes temporelles des fenêtres de transitions au niveau des deux ports de sortie du dispositif, ainsi que les formes temporelles du signal optique du canal démultiplexé et du train de pulses complémentaires (les canaux transmis). On étudiera le cas de démultiplexage d'un bit de donnée à '1' puis à '0'.

Le train de pulses utilisé en entrée du dispositif TPMZ correspond à celui en sortie de la partie multiplexage, à savoir une suite de pulses à 10 Gb/s, de largeur $T_{FWHM} = 100 \text{ ps}$.

II.3.1 Fenêtre de commutation

Les Figure.III.19.a et Figure.III.19.b représentent les réponses temporelles en gain et en phase $G_i(t)$ et $\phi_i(t)$ des deux SOA, telles que simulées sous COMSIS .

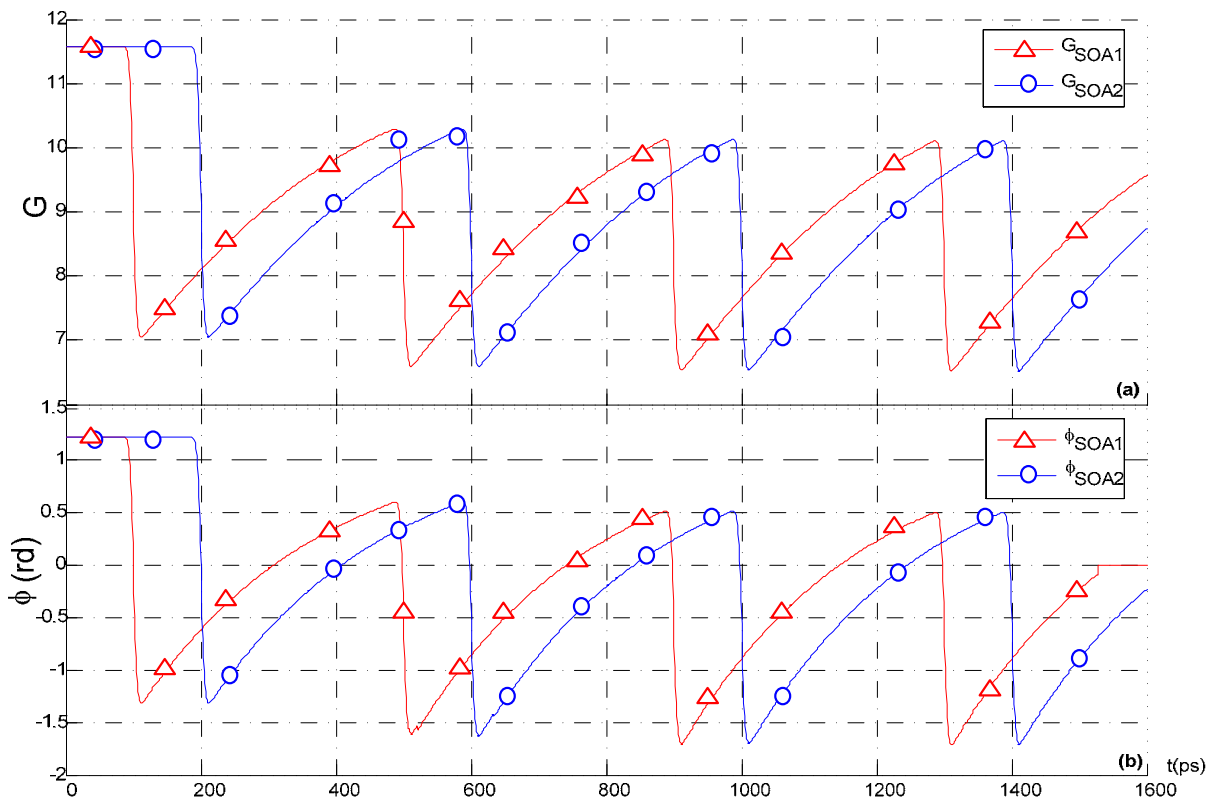


Figure.III.19 : Réponses (a) en gain $G_i(t)$ et (b) en phase $\phi_i(t)$ des SOA_i obtenues sous COMSIS.

Ces résultats sont cohérents avec les résultats présentés dans la littérature pour un schéma de commutation conventionnelle. On constate la limitation, due au temps de vie des porteurs, qui empêche les réponses en gain et en phase d'atteindre à nouveau leurs valeurs initiales avant le passage du pulse de contrôle suivant (transition suivante).

L'injection des $G_i(t)$ et $\phi_i(t)$ dans les équations *eq.III.11* et *eq.III.12* permet alors de déduire la forme des fenêtres de commutation pour les deux sorties du dispositif. Les Figure.III.20.a et Figure.III.20.b représentent respectivement les fenêtres obtenues au niveau du port #1 (canal démultiplexé), et port #2 (canaux transmis).

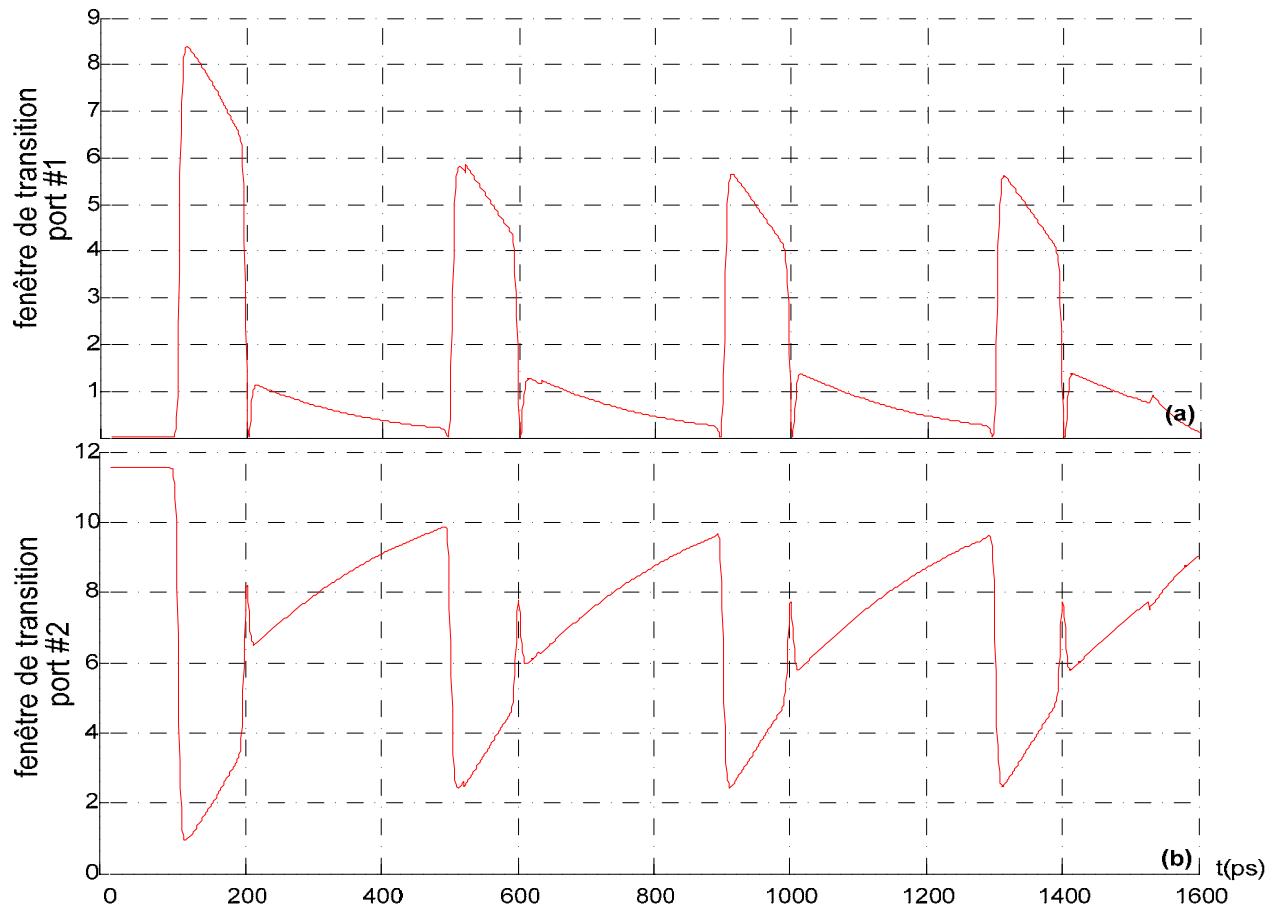


Figure.III.20 : Fenêtres de transition créées en sortie du TPMZ
 (a) au niveau du port #1 (canal extrait). (b) au niveau du port #2 (canaux transmis).

Au niveau du port #1, la fenêtre de transmission créée correspond en terme de largeur temporelle aux pulses à démultiplexer, et permettra par conséquent d'extraire ces derniers. Cependant, le retour non immédiat des $G_i(t)$ et $\phi_i(t)$ à leur valeurs initiales a pour conséquence de créer un 'résidu' de puissance optique provenant des canaux adjacents que l'on souhaite éliminer au niveau du port #1. On constate également que la fenêtre de transmission n'a pas une forme symétrique, ce qui risque de déformer les pulses du canal démultiplexé.

II.3.2 Canal démultiplexé

Après la détermination des formes temporelles des fenêtres de commutation au niveau des deux sorties du TPMZ, nous avons déterminé l'évolution des signaux optiques sur ces deux sorties. Nous avons donc visualisé les puissances optiques du canal démultiplexé et des canaux restant transmis. Le canal choisi est celui du 2^{ème} utilisateur qui coïncide temporellement avec la création de la fenêtre de commutation.

II.3.2.1 Extraction d'un bit '1'

Les Figure.III.21.a, b et c représentent le signal en entrée du dispositif, au niveau du port #1 ainsi que du port #2. Le bit à extraire est un '1' dans ce cas. On constate que les amplitudes des signaux au niveau des deux ports sont à l'image de celles des fenêtres de transmissions. Comme attendu pour le cas d'un schéma de commutation conventionnel, l'effet du retour non immédiat des $G_i(t)$ et $\phi_i(t)$ à leurs valeurs initiales est observé sur l'évolution des amplitudes maximales des canaux transmis par le port #2. Ces amplitudes sont modulées par la courbe de

variation de $G_i(t)$ et $\phi_i(t)$ après leur transition, ce qui cause l'inégalité observée entre les amplitudes des pulses des 3 utilisateurs restant (figure.III.21.c).

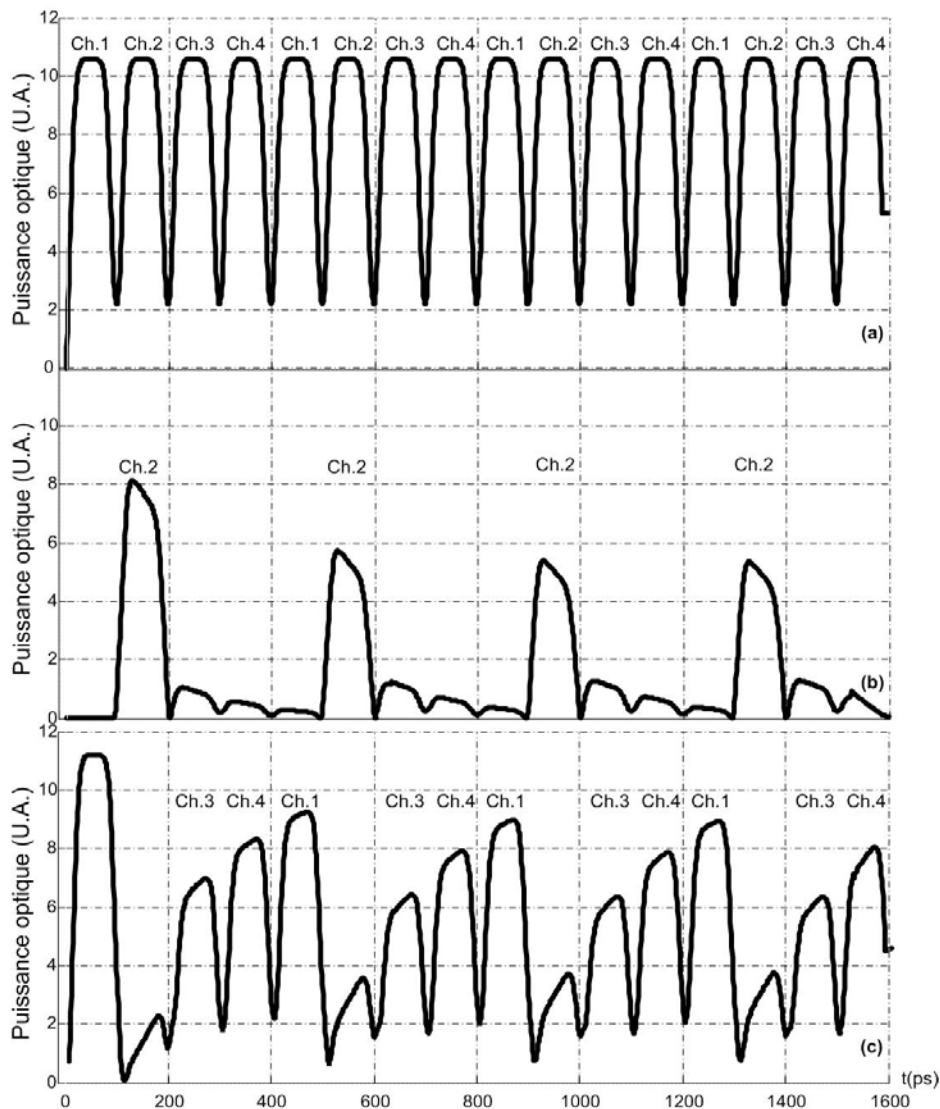


Figure.III.21. : Simulations des puissances optiques au niveau des différents ports du TPMZ
(a) Entrée du dispositif. (b) sortie Port #1 (canal extrait : Ch. 2)
(c) sortie Port #2 (canaux restant : Ch. 1, Ch. 3, Ch. 4.). Le bit à extraire est un '1'.

Au niveau du port #1, le pulse démultiplexé est déformé, mais son amplitude reste importante par rapport au résidu des canaux adjacents. De toute façon, ce résidu en puissance ne pose pas de problèmes d'interférences avec les autres canaux, dans le cas présent où le bit '1' à transmettre ne peut pas être influencé par la présence de bits à '1' de part et d'autre.

II.3.2.2 Extraction d'un bit '0'

Le deuxième cas à étudier concerne l'extraction d'un bit à '0'. Nous avons étudié la pire situation qui consiste à ce que les bits des canaux adjacents (utilisateur 1 et 3) soient à '1', comme le montre la Figure.III.22.a. Cette fois, la Figure.III.22.b montre que le niveau du résidu en puissance des canaux adjacents dépasse le niveau optique correspond au bit '0' pour le canal démultiplexé. Cela aura pour effet une fermeture verticale du diagramme de l'œil, car le niveau optique du '0' est rehaussé surtout par la présence du résidu du canal suivant (utilisateur 3). Le taux d'extinction sera alors diminué, et le rapport signal à bruit sera

également détérioré, et le TEB par conséquent. Par contre, au niveau du port #2 (Figure.III.22.c), le taux d'extinction, défini par le rapport entre la puissance maximale des pulses et le la puissance minimale correspondant au niveau '0', est amélioré. En effet, la différence en dB entre les niveaux de puissance correspondant au '1' et '0' était de 10 dB à l'entrée du dispositif. Au niveau du port #2, elle atteint 20 dB dans le pire cas (différence entre le niveau optique maximal du pulse du canal 3 et le niveau optique résiduel du canal 2), ce qui correspond à une amélioration de 10 dB de ce taux d'extinction.

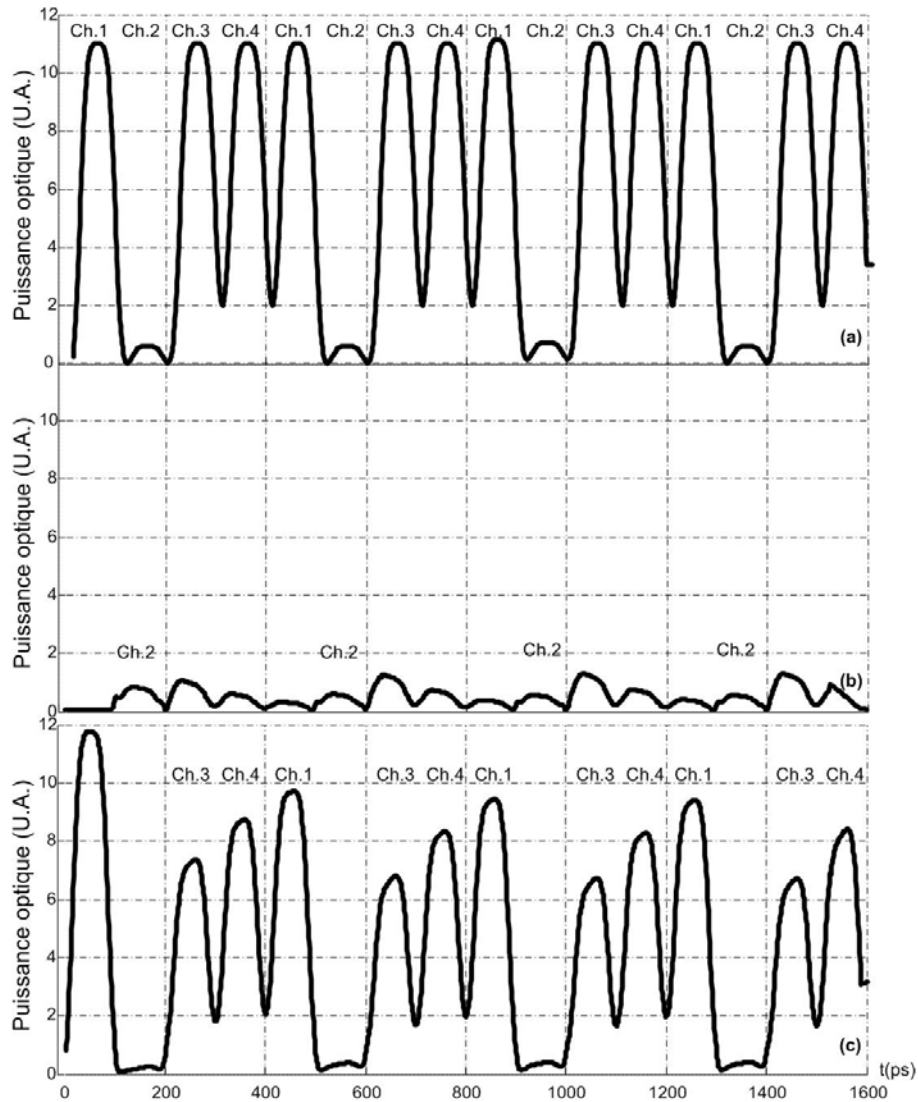


Figure.III.22. : Simulations des puissances s optiques au niveau des différents ports du TPMZ
(a) Entrée du dispositif. (b) sortie Port #1 (canal extrait : Ch. 2)
(c) sortie Port #2 (canaux restant : Ch. 1, Ch. 3, Ch. 4.). Le bit à extraire est un '0'.

Ainsi, selon que le bit du canal à démultiplexer est un '1' ou un '0', ce dispositif permet d'améliorer ou de détériorer la qualité de transmission des données. Le démultiplexage d'un '1' se fait de façon efficace tandis que la transmission des canaux restant introduit une modulation des amplitudes de ces canaux, et une réduction de leur taux d'extinction. Dans le cas de démultiplexage d'un bit à '0', le résidu de puissance optique dû aux canaux adjacents rehausse le niveau optique correspondant au '0' sur la sortie du canal démultiplexé, tandis que la différence entre les niveaux '1' et '0' est améliorée sur la sortie des canaux transmis, bien que la modulation des amplitudes de ces canaux par la réponse en gain du SOA reste présente.

II.4 Conclusion

Nous avons donc réalisé une étude de faisabilité d'un système de démultiplexage tout optique en OTDM basé sur l'utilisation d'un dispositif interférométrique TPMZ.

Nous sommes partis de données techniques fournies par un fabricant de composants commerciaux pour fixer certains des paramètres du SOA, qui constitue l'élément de base de ce dispositif. Nous avons ensuite fait varier les paramètres physiques, inconnue, du composant afin d'obtenir les réponses en gain et en phase nécessaires à la réalisation de la fonction de démultiplexage. Les simulations nous ont alors permis de fixer l'ensemble des paramètres du SOA, ainsi que ceux du pulse de contrôle utilisé pour faire varier les gain et phase du SOA tels que l'on le souhaite. L'étape suivante a consisté à intégrer le comportement du SOA dans le dispositif de démultiplexage. Nous avons pu alors réaliser la fonction de démultiplexage.

Le démultiplexage d'un canal du système de transmission présente cependant quelques inconvénients, tels que la variation des amplitudes des canaux restant, transmis par le dispositif. Une autre contrainte technique réside dans le fait que l'on souhaite utiliser des composants commerciaux. Mais ces composants étant fibrés, la réalisation de l'ensemble du dispositif exigerait, en plus des deux SOAs, l'ajout d'une ligne à retard qui permettrait de contrôler la différence de chemin optique entre les deux bras du Mach-Zehnder. Ce composant supplémentaire est constitué de deux bouts de fibre séparés par un gap d'air, et ce dernier introduirait alors des pertes qui rendraient les amplitudes des pulses dans les deux bras du dispositif inégales. Ceci ajouterait une modulation supplémentaire des amplitudes des pulses optiques en sortie du dispositif. Enfin, la nécessité d'utiliser une source optique pulsée pour la génération des pulses de contrôle constitue une contrainte supplémentaire de coût, comme nous l'avons précisé dans le premier chapitre. Tous les éléments cités ci-dessus, font que ce genre de dispositif est incompatible avec les objectifs fixés pour ce travail, à savoir principalement l'utilisation de composants commerciaux, et la réalisation d'un système bas coût. Les dispositifs à démultiplexage tout optique ont été conçus pour de plus hautes performances en termes de débit que celles visées dans notre système, les pulses de données étant dans ces cas là du même ordre de grandeur, en largeur temporelle, que ceux fournis par les sources optiques pulsées (en dessous de 10 ps). Par conséquent ce dispositif serait 'surdimensionné' pour notre système en terme de débit.

Les avantages que présente le modulateur à électroabsorption (voir chapitre I), en font un candidat intéressant pour la fonction de démultiplexage. Cette technique est vraisemblablement aujourd'hui la plus simple à mettre en œuvre pour la réalisation de la fonction de démultiplexage dans les systèmes OTDM, jusqu'à des débits de 160 Gb/s. Le développement de composants commerciaux performants est un argument supplémentaire, qui va dans le sens des objectifs de ce travail. Nous nous sommes donc intéressés à l'étude de la faisabilité d'un système de démultiplexage basé sur l'utilisation de l'EAM.

III Étude d'un système basé sur l'EAM

Comme on a l'a présenté dans le premier chapitre, le modulateur à électro-absorption (EAM) est un composant électrooptique qui permet de réaliser différentes fonctions dans les systèmes de transmission optiques.

Associé à une source laser DFB continue, Il peut permettre de générer le train de pulses optiques nécessaires pour un système en OTDM [15] [16]. Il peut être également utilisé en démultiplexage, afin de générer la porte de transmission nécessaire à l'extraction des pulses optiques d'un utilisateur donné. Son principe de fonctionnement consiste à augmenter l'absorption d'un matériau optique sous l'effet d'un champ électrique dû au signal appliqué à son électrode.

III.1 Principe théorique

Il existe deux effets électro-absorbants à l'origine du fonctionnement de l'EAM.

Le premier effet est l'effet Franz-Keldysh. Du nom du physicien Allemand Walter Franz et du physicien russe Leonid Keldysh, l'effet Franz-Keldysh est un changement des fonctions d'ondes des porteurs dans un matériau semi-conducteur par application d'un champ électrique. Il est le résultat des fonctions d'ondes 'fuyantes' des porteurs dans la bande interdite du matériau [17] [18]. Quand un champ électrique est appliqué, les fonctions d'ondes de l'électron et du trou passent d'ondes planes à des ondes en fonctions d'Airy dont chacune comprend une partie incluse dans la bande interdite, comme le montre la Figure.III.23. Ces deux parties se recouvrent légèrement, même si l'électron et le trou sont à des potentiels différents (positions légèrement différents le long du champ). Plus le recouvrement entre les deux fonctions d'ondes est important, plus l'absorption optique est grande. Le spectre d'absorption contient alors, une partie (correspondant au recouvrement des fonctions d'ondes de l'électron et du trou) aux énergies au-dessous de la bande interdite, ainsi qu'une autre partie au-dessus de cette bande.

La Figure.III.23 montre la variation du spectre d'absorption du matériau semi-conducteur sous l'effet d'un champ électrique [19]. En choisissant une longueur d'onde légèrement supérieure à celle du bord d'absorption, il est possible de passer d'un état de faible absorption à un état d'absorption importante par changement du champ électrique appliqué.

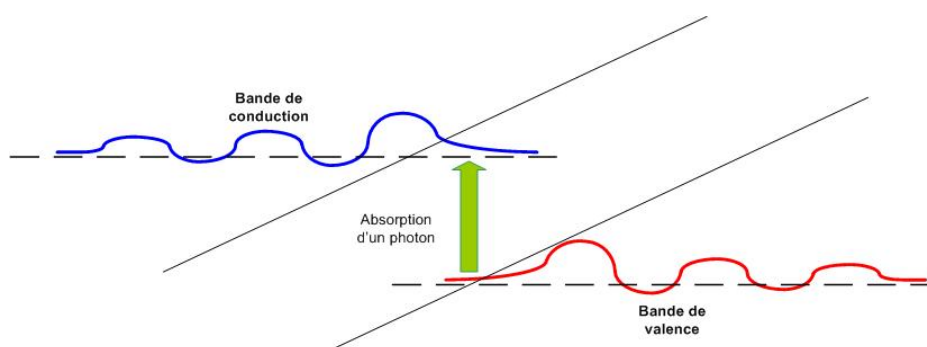


Figure.III.23 : Fonctions d'ondes des porteurs dans un matériau semi-conducteur sous l'effet d'un champ extérieur.

Le second effet exploité est l'effet *Stark confiné* dans les structures multi-puits quantiques (MQW). Il est en effet possible de faire croître successivement de très fines couches de semi-conducteurs III-V d'énergie de bandes interdites différentes. Les électrons et les trous sont ainsi piégés dans ces puits constitués par cette alternance de strates de semi-conducteurs de petites et grandes énergies de bandes interdites, comme le montre la Figure.III.24.

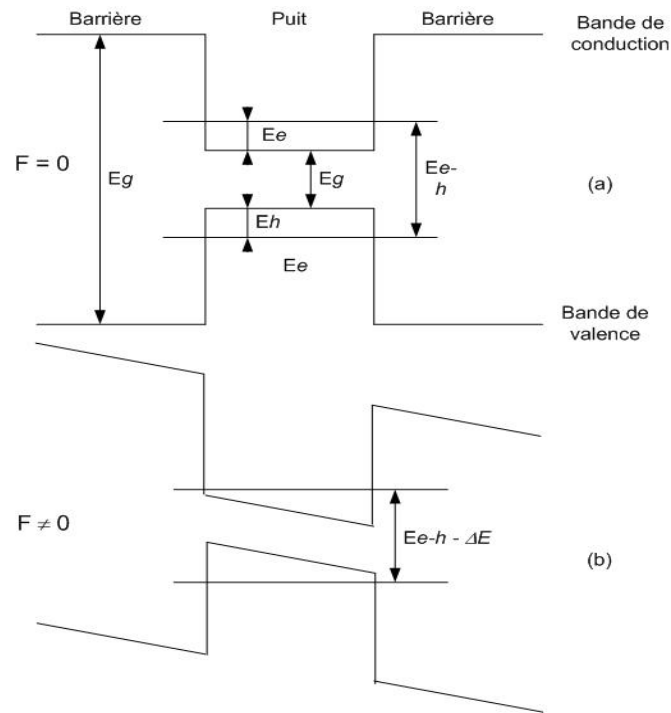


Figure.III.24 : Diagramme de niveaux d'énergies d'un puit quantique. (a) sans la présence d'un champ électrique externe F . (b) sous l'effet d'un champ électrique F .

La résolution de l'équation de Schrödinger montre que le niveau d'énergie fondamental du porteur piégé est supérieur à l'énergie de la bande interdite dans le puit. Il en résulte une incertitude sur sa vitesse qui se traduit par un minimum non nul de l'énergie cinétique. L'énergie de transition n'est plus E_g , l'énergie de bande interdite du matériau du puit quantique, mais $E_{e-h} = E_e + E_g + E_h$, E_e et E_h étant les énergies de quantification des électrons et des trous piégés respectivement. Quand un champ électrique F est appliqué, la forme des puits varie progressivement permettant aux porteurs de sortir plus facilement du puit quantique. Les énergies de quantification E_e et E_h diminuent. Il faut ajouter l'effet dû à l'exciton. A champ nul, la force d'oscillateur de l'exciton est renforcée en raison du confinement des porteurs dans les couches des puits quantiques. Quand le champ électrique est appliqué, les électrons et les trous tendent à se séparer, diminuant la force d'oscillateur de l'exciton.

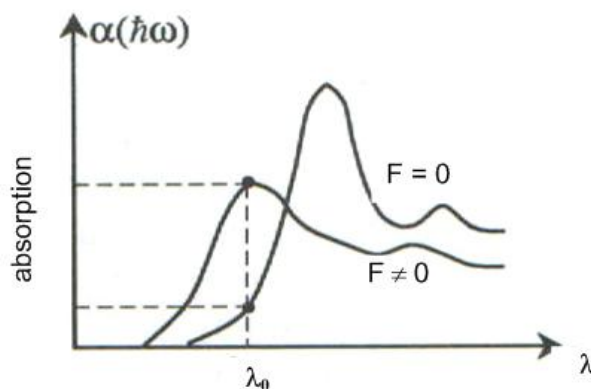


Figure.III.25 : Variation du spectre d'absorption sous l'effet d'un champs électrique F , dans les structures à puits quantiques.

La Figure.III.25 montre l'effet qui s'en déduit sur le spectre d'absorption dans la structure à puits quantiques. L'effet Stark confiné s'observe alors comme un décalage du bord

d'absorption vers le rouge (longueurs d'ondes supérieures), qui s'accompagne d'une diminution et d'un élargissement du pic d'absorption.

Les EAMs utilisant le principe de l'effet Stark confiné sont les composants les plus répandus. Ils permettent en effet d'obtenir de meilleures performances en termes de taux d'extinction, des pertes par insertion, avec un signal électrique de commande de plus faible amplitude.

III.1.1 Expression de la fonction de transfert de l'EAM

Le rôle du modulateur EAM est de permettre l'obtention d'un signal optique en sa sortie avec une intensité de forme temporelle donnée. Cette forme temporelle va dépendre de l'intensité optique en entrée du modulateur, mais également des paramètres physiques intrinsèques de l'EAM, ainsi que des caractéristiques du signal électrique appliqué à son électrode. L'intensité optique P_{out} , en sortie de l'EAM, s'exprime en fonction des paramètres intrinsèques au composant comme le montre l'*eq.III.23*. [20] :

$$P_{out} = P_{in} \cdot \gamma \cdot e^{-\Gamma \cdot \alpha(V) \cdot L} \quad (eq.III.23)$$

P_{in} : l'intensité optique en entrée du EAM.

γ : le facteur de pertes par insertion.

Γ : le facteur de confinement optique effectif.

L : la longueur du composant.

$\alpha(V)$: l'absorption du matériau, qui dépend du signal électrique appliqué V .

On définit alors par la suite un certain nombre de paramètres permettant d'évaluer les performances du EAM :

III.1.1.1 Taux d'extinction :

Il est défini pour une tension donnée V , comme le rapport entre la puissance optique, en sortie du EAM, obtenue pour une tension nulle $P_{out}(0)$, et celle obtenue quand on applique la tension V , $P_{out}(V)$.

$$E.R.(V) = \frac{P_{out}(0)}{P_{out}(V)} = \frac{e^{-\Gamma \cdot \alpha(0) \cdot L}}{e^{-\Gamma \cdot \alpha(V) \cdot L}} = e^{-\Gamma \cdot [\alpha(V) - \alpha(0)] \cdot L} \quad (eq.III.24)$$

exprimé en dB, ce rapport s'écrit alors :

$$E.R._{dB}(V) = 10 \cdot \log(E.R.(V)) = 4.343 \cdot [\alpha(V) - \alpha(0)] \cdot \Gamma \cdot L \quad (eq.III.25)$$

III.1.1.2 Pertes par insertion :

Elles sont définies par l'expression suivante :

$$Loss = \frac{P_{in} - P_{out}(0)}{P_{in}} = 1 - e^{-\alpha(0) \cdot \Gamma \cdot L} \quad (eq.III.26)$$

On constate, à partir de l'expression du taux d'extinction, que ce dernier peut être améliorées en augmentant la longueur du composant L , mais cela aura pour conséquence d'augmenter également les pertes par insertion (*eq.III.26*). Il y a donc un compromis à réaliser

entre le taux d'extinction, et les pertes par insertion introduites par le composant, durant la conception du composant.

III.1.1.3 Efficacité de modulation :

Cette grandeur quantifie la variation de la profondeur de modulation avec la tension appliquée, ce qui s'exprime par le rapport du taux d'extinction obtenu pour la tension V , pour une variation ΔV autour de cette tension.

$$\frac{E.R._{dB}(V)}{\Delta V} = 4.343 \frac{\Gamma.[\alpha(V) - \alpha(0)].L}{\Delta V} \quad (eq.III.27)$$

III.1.1.4 Expression simplifiée de la fonction de transfert

Un modèle précis de modulateur EAM demande la connaissance des variations de l'absorption du matériau α en fonction de la tension appliquée V , en plus des caractéristiques optogéométriques du composant. Des modèles permettant d'approcher de manière assez satisfaisante des résultats expérimentaux ont été développés. Ainsi, la fonction de transfert de l'EAM peut être exprimée de façon simple sous la forme [16], [21].

$$T = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \gamma.e^{-\left(\frac{V}{V_0}\right)^n} \quad (eq.III.28)$$

V_0 : tension dont la valeur est propre à chaque composant, elle correspond à la tension continue qu'il faut appliquer à l'EAM pour diviser l'intensité optique injectée dans le composant par un facteur e à sa sortie.

n : est un paramètre dont la valeur dépend également du composant. Sa valeur s'échelonne entre 1 et 2 pour les EAMs basés sur l'effet *Franz-Keldysh*, et entre 1 à 4 pour les structures utilisant l'effet Stark confiné [21], [22], [23], [24].

III.1.2 Caractéristiques de la fenêtre de transmission

L'expression de la fonction de transfert de l'EAM va être mise à profit afin de créer une porte de transmission optique qui permettra la réalisation du démultiplexage temporel des données d'un utilisateur à partir de train de données de l'ensemble des utilisateurs. Comme on l'a déjà mentionné, l'avantage de ce composant, par rapport à un modulateur d'intensité en LiNbO_3 , est que le signal électrique nécessaire pour générer la porte de transmission optique est une simple sinusoïde, grâce à la courbe de variation de l'absorption du matériau, fortement non-linéaire en fonction de la tension appliquée. Cela offre un avantage conséquent, puisque les contraintes au niveau de la puissance et de la bande passante du signal électrique nécessaire à la création de la porte de transmission sont beaucoup plus faibles pour une sinusoïde, comparé au signal électrique nécessaire pour réaliser la même fonction avec un modulateur d'intensité en LiNbO_3 .

Dans ce paragraphe, nous allons étudier les caractéristiques de la porte de transmission temporelle créée dans l'EAM, quand celui-ci est attaqué par un signal électrique du type sinusoïdal.

III.1.2.1 Largeur de la porte T_{FWHM} .

Le signal électrique V qui commande l'EAM est composé d'une composante continue V_b , et d'une composante sinusoïdale d'amplitude V_{RF} et de fréquence f :

$$V = V_b + V_{RF} \cdot \cos(2\pi ft) \quad (eq.III.29)$$

L'intensité lumineuse maximale (resp. minimale) à la sortie du modulateur I_{max} (resp. I_{min}) se déduisent alors à partir de l'*eq.III.23* sous la forme suivante :

$$P_{max} = \gamma \cdot P_{in} \cdot e^{-\left(\frac{V_b - V_{RF}}{V_0}\right)^n} \quad (eq.III.30)$$

$$P_{min} = \gamma \cdot P_{in} \cdot e^{-\left(\frac{V_b + V_{RF}}{V_0}\right)^n} \quad (eq.III.31)$$

si t_0 est l'instant où la puissance en sortie du EAM vaut P_{max} , la largeur de la porte créée à mi-hauteur T_{FWHM} est alors telle que :

$$P\left(t_0 + \frac{T_{FWHM}}{2}\right) = \frac{P_{max}}{2} \quad (eq.III.32)$$

III.1.2.2 Rapport cyclique.

La fréquence de répétition de la porte optique créée est celle du signal électrique appliqué $f=1/T$. Le rapport cyclique est alors donné par la fraction du T_{FWHM} par la période de répétition T . Ce rapport se déduit à partir des équations précédentes, et a pour expression :

$$\frac{T_{FWHM}}{T} = \frac{1}{\pi} \cdot \cos^{-1} \left[\frac{V_b - V_0 \left\{ \left(\frac{V_b - V_{RF}}{V_0} \right)^n + \ln 2 \right\}^{1/n}}{V_{RF}} \right] \quad (eq.III.33)$$

Ce rapport est très important, car à fréquence de répétition fixée f , l'équation *eq.III.33* permet de déterminer la largeur de la porte de transmission. Ce dernier paramètre joue un rôle primordial dans la qualité d'extraction des pulses de données d'un utilisateur particulier, et détermine l'impact des interférences entre symboles avec les données des autres utilisateurs.

Des études de la dépendance de ce rapport aux facteurs n et V_0 ont été réalisées [16], avec un signal électrique de commande tel que $V_b = V_{RF}$. La Figure.III.26.a montre la variation du rapport cyclique en fonction de n pour V_0 valant respectivement 0.1 et 0.5, avec $V_{RF} = 5V$. On constate que le rapport cyclique est presque constant à partir de $n > 1$, mais avec une valeur qui croît avec V_0 . La Figure.III.26.b montre la variation de ce rapport en fonction de V_0 pour V_{RF} valant 3, 4 et 5V, et pour $n=1$. Ce graphe montre que plus le paramètre V_0 est grand, plus le rapport cyclique va être important, et par conséquent plus la largeur temporelle de la fenêtre générée sera grande. Par conséquent un composant EAM sera d'autant plus efficace pour la fonction de démultiplexage que sa tension V_0 sera faible, car avec un signal électrique de commande d'amplitude donnée, la fenêtre générée sera d'autant plus étroite, et permettra de mieux isoler les données qu'on souhaite extraire. D'un autre côté, l'amplitude V_b nécessaire pour obtenir un rapport cyclique déterminé est d'autant plus faible que V_0 l'est également.

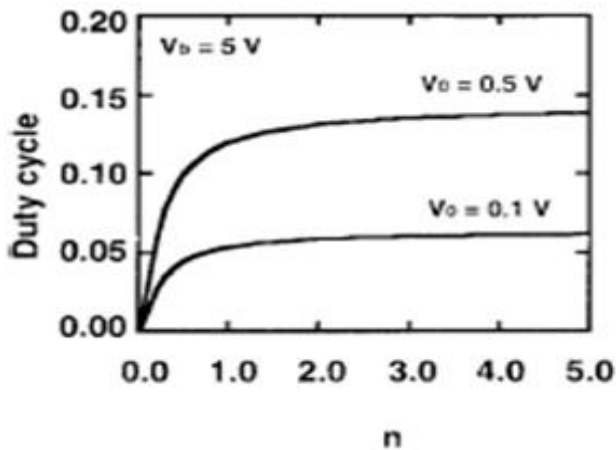


Figure.III.26.a : Variation du rapport cyclique avec n [16]

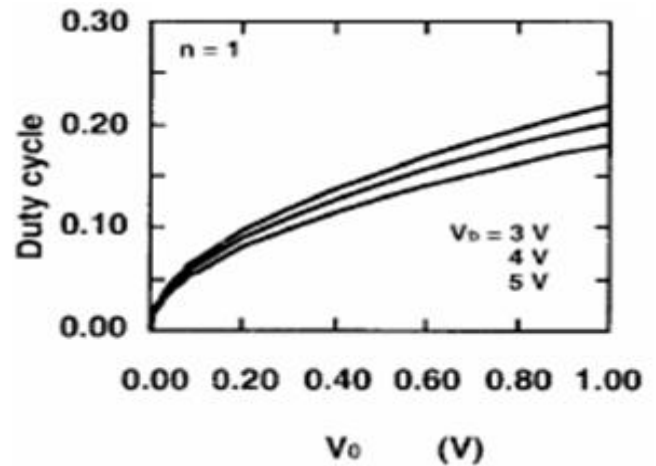


Figure.III.26.b : Variation du rapport cyclique avec V_0 [16].

III.2 Étude du composant EAM utilisé

III.2.1 Détermination des éléments de simulation sous COMSIS.

III.2.1.1 Modèle de l'EAM sous COMSIS

La simulation du comportement de l'EAM nécessite de définir les éléments caractéristiques du composant. Cependant, les éléments nécessaires à fixer changent d'un logiciel de simulation à un autre.

L'approche de simulation de l'EAM sous COMSIS est une approche théorique, basée sur l'utilisation de l'expression de la fonction de transfert présentée dans l'équation *eq.III.28*.

Le modèle d'EAM dans la bibliothèque de COMSIS est représenté sur la Figure.III.27.

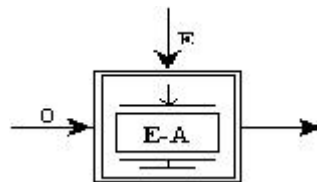


Figure.III.27 : Boitier représentant le modèle de l'EAM sous COMSIS.

Les paramètres systèmes demandés par COMSIS sont :

- Pertes (dB) : elles correspondent à la valeur en dB du coefficient γ dans l'équation *eq.III.28*.
- Tension de référence (V) : elle correspond à la tension V_0 .
- Coefficient de l'exposant : correspond au facteur n .

La courbe caractéristique des composants EAM, généralement fournie par les fabricants, représente les pertes par insertion (I.L.) du composant en fonction de sa tension de commande V . La Figure.III.28 représente cette courbe, mesurée pour un EAM commercial, du fabricant CIP.

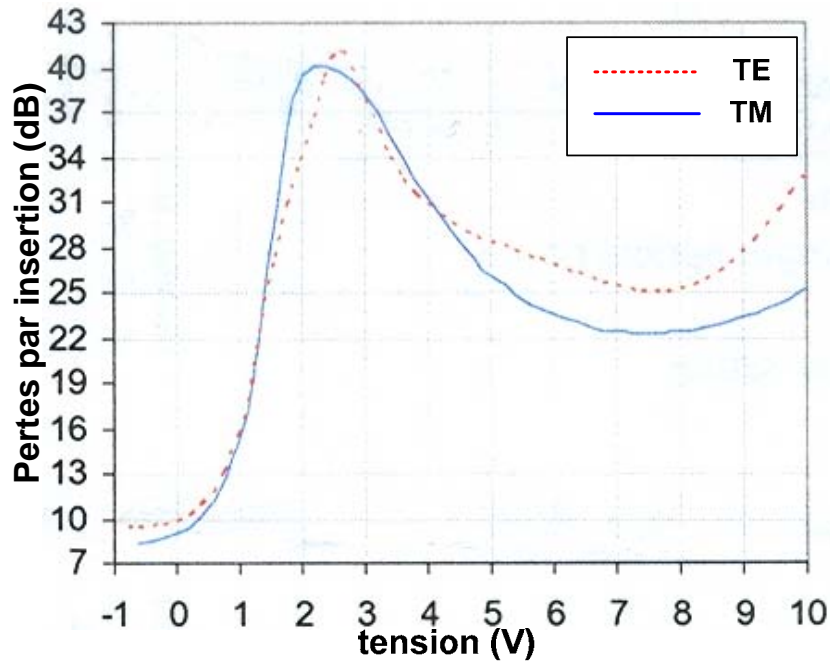


Figure III.28 : Pertes par insertion mesurées en fonction de la tension de commande pour le composant EAM commercial du fabricant CIP.

La tension représentée sur l'axe des abscisses est négative, les EAMs étant des composants toujours commandés par une tension négative. Les pertes ont été mesurées pour une longueur d'onde de 1550 nm, et pour les deux polarisations optiques TE et TM.

L'exploitation de ces courbes va servir à déterminer les éléments de simulation de l'EAM sous COMSIS. Nous utilisons la courbe de la polarisation optique TE, qui est celle de la source laser utilisée.

III.2.1.2 Détermination des éléments de simulation :

- Pertes : $I.L._0$

En reprenant l'expression de la fonction de transfert (eq. III.28), on peut exprimer la variation des pertes par insertion $I.L.(V)$ avec la tension de commande V . Ces pertes s'écrivent en dB sous la forme :

$$I.L._{dB}(V) = 10 \cdot \log\left(\frac{P_{in}}{P_{out}}\right) = 10 \cdot \log\left(\frac{1}{\gamma} \cdot e^{\left(\frac{V}{V_0}\right)^n}\right)$$

Donc

$$\begin{aligned} I.L._{dB}(V) &= I.L._0 + \frac{10}{\ln(10)} \cdot \left(\frac{V}{V_0}\right)^n \\ &= I.L._0 + 4.343 \cdot \left(\frac{V}{V_0}\right)^n, \quad \text{avec } I.L._0 = 10 \cdot \log\left(\frac{1}{\gamma}\right) \end{aligned}$$

On a alors : $I.L._{dB}(0) = I.L._0$. On déduit donc la valeur de $I.L._0$ en relevant graphiquement, sur la courbe fournie, la valeur des pertes par insertion pour une tension nulle.

On trouve alors : $I.L._0 = 9.8 \text{ dB}$.

- Tension de référence : V_0

D'un autre côté on a :

$$\begin{aligned} I.L._{dB}(V_0) &= I.L._0 + 4.34 \\ &= 14.14 \text{ dB} \end{aligned}$$

Donc, en relevant sur la courbe, la tension correspondant à des pertes par insertion de 14.14 dB, on remonte à V_0 .

On trouve alors : $V_0 = 0.833 \text{ V}$.

- Coefficient de l'exposant : n

Pour trouver la valeur de n , il suffit de constater que

$$I.L._{dB}(2.V_0) = I.L._0 + \frac{10}{\ln(10)} \cdot (2)^n$$

D'où,

$$n = \frac{\ln \left[[I.L._{dB}(2.V_0) - I.L._0] \cdot \frac{\ln(10)}{10} \right]}{\ln(2)}$$

On trouve alors : $n = 2.26$.

Cette valeur confirme bien le fait que le EAM qu'on étudie est basé sur l'effet Stark confiné, puisque la valeur du coefficient n est comprise entre 2 et 4 pour ce type de EAM.

Nous avons ensuite injecté les valeurs de ces paramètres dans le modèle proposé par COMSIS pour déduire la courbe des pertes par insertion en fonction de la tension appliquée, afin de la comparer à celle fournie par le fabricant.

Malheureusement, COMSIS n'accepte pas dans le modèle qu'il propose pour l'EAM, de rentrer des valeurs non entières pour le paramètre n , ce qui nous a obligés à abandonner l'étude du comportement de ce composant sous COMSIS. Il nous a été par conséquent impossible de simuler sous COMSIS le système de démultiplexage basé sur l'EAM.

III.2.2 Simulation de la fenêtre de transmission générée sous OptiSystem

La seconde approche de simulation du composant EAM, celle utilisée par le logiciel OptiSystem, est une approche plus réaliste. OptiSystem permet en fait de simuler le comportement du l'EAM grâce à un modèle dans lequel on peut rentrer, sous forme de fichier de données, les pertes par insertion réelles mesurées en fonction de la tension appliquée. En exploitant donc des courbes de composants comme celle présentée ci-dessus, il est possible de simuler un comportement plus proche de la réalité que le modèle de COMSIS, qui lui, est basé sur une approximation théorique de la fonction de transfert du composant.

Nous avons donc, dans ce qui suit, étudié les caractéristiques de la fenêtre de transmission générée par l'EAM. Nous comparerons ensuite les performances obtenues avec deux composants commerciaux (proposés par les fabricants **AMS** et **OKI** respectivement), afin de choisir celui qui permet au mieux de réaliser la fonction de démultiplexage adaptée à notre système de transmission.

III.2.2.1 Variation du rapport cyclique de la fenêtre de transmission avec la fréquence du signal électrique de commande.

Dans une première simulation, nous avons cherché à confirmer le résultat de l'équation (eq.III.33), qui préconise que le rapport cyclique est indépendant de la fréquence du signal électrique de commande (égale à la fréquence de répétition de la fenêtre optique générée).

Pour cela, on a fixé l'offset et l'amplitude du signal de commande ($V_b = -2.5V$, $V_{pp} = 5V$), puis on a fait varier la fréquence de ce signal, et relevé la largeur à mi-hauteur T_{FWHM} de la fenêtre générée, que l'on a divisée ensuite par la période pour obtenir le rapport cyclique.

Nous avons utilisé les données du composant EAM proposé par AMS, dont la courbe caractéristique est fournie sur la Figure.III.27.

Le modèle de simulation de l'EAM sous OptiSystem est représenté sur la Figure.III.29 :

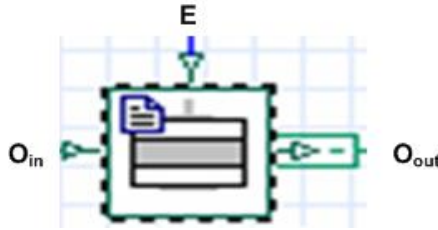


Figure.III.29 : Modèle de simulation du EAM sous OptiSystem.

Les éléments définissant le modèle du EAM sous OptiSystem sont résumés dans les tableaux tableau.III.14 et tableau.III.15.

Nom du port	Type du port	Nature du signal
Modulation	Entrée	Électrique
Porteuse	entrée	Optique
Sortie	Sortie	Optique

Tableau.III.14 : Ports du modèle représentant l'EAM sous OptiSystem.

Nom du paramètre	Nature	Domaine de validité	Valeurs
Bias voltage	Tension	$]-\infty, +\infty[$	-2.5
Signal électrique normalisé	Booléen	Vrai, Faux	vrai
Tension de modulation	Tension	$]0, +\infty[$	2.5
Absorption	Fichier		Absorption.dat

Tableau.III.15 : Paramètres du modèle représentant l'EAM sous OptiSystem.

Le fichier 'Absorption.dat' est un fichier texte contenant deux colonnes, l'une représentant la tension de commande du EAM, et l'autre les pertes correspondantes.

L'entrée optique de l'EAM est attaquée par un signal optique continu, émanant d'une source laser. Les caractéristiques du modèle utilisé pour la source laser utilisée représentent celles de la source laser DFB dont nous disposons. Les principales données concernant cette source sont résumées dans le tableau.III.16.

Paramètre	Valeur	Unité
Longueur d'onde centrale	1550,92	nm
Courant de seuil	12	mA
Largeur de raie	50	MHz
Rendement	0,6	W/A
Bruit RIN	-140	dB / Hz
Puissance émise	1	mW

Tableau.III.16 : Paramètres de la source laser utilisée sous OptiSystem.

Le schéma de simulation est représenté sur la Figure.III.30.

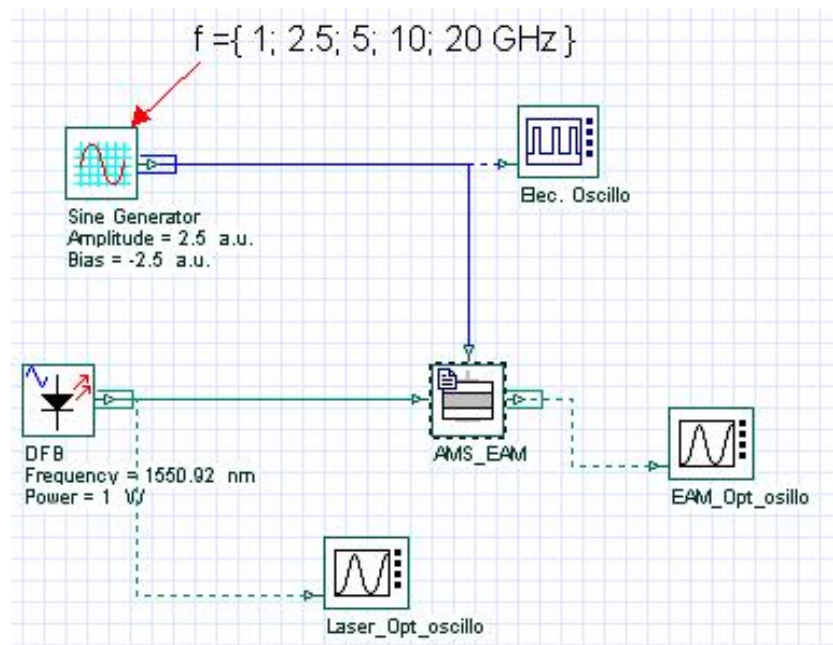


Figure.III.30 : Schéma de simulation pour générer la fenêtre de transmission dans l'EAM.

Le tableau.III.17 ci-dessous résume les résultats de simulations obtenus pour le rapport cyclique pour différentes fréquences de répétition.

f (GHz)	T (ps)	T_{FWHM} (ps)	Rapport cyclique T_{FWHM} / T
1	1000	239	0.24
2.5	400	98	0.245
5	200	47	0.235
10	100	24.1	0.241
20	50	12	0.241

Tableau.III.17 : Variations du rapport cyclique de la fenêtre générée avec la fréquence du signal électrique de commande de l'EAM.

On constate alors que le rapport cyclique est pratiquement indépendant de la fréquence de répétition du signal électrique. Autrement dit, la grandeur T_{FWHM} varie linéairement avec la période de répétition T pour une amplitude et un offset donnés du signal électrique de commande.

III.2.2.2 Variation des paramètres de la fenêtre de transmission

Le train de pulses en sortie de notre système de multiplexage est composé de pulses de largeur $T_p = 100$ ps, les pulses de chaque utilisateur ayant une période de répétition de $T = 400$ ps. On a donc besoin de créer, par le biais de l'EAM une fenêtre de transmission dont la largeur ne dépasse pas 100 ps, sinon les pulses optiques représentant les données des utilisateurs adjacents risquent d'introduire des erreurs sur le niveau logique détecté pour l'utilisateur concerné. La fenêtre de transmission doit également avoir une fréquence de répétition de 400 ps.

La période de répétition étant fixée par celle du signal électrique de commande ($f = 2.5$ GHz pour notre système), la largeur de la fenêtre de transmission sera déterminée par l'amplitude et l'offset du signal électrique.

Deux fabricants de composants EAMs, **CIP** qui est distribué par **AMS**, et **OKI Electric Industry**, nous ont fourni les courbes des pertes d'insertion mesurées de leurs composants, en fonction de la tension appliquée. Ces courbes sont représentées sur les Figure.III.31.a et Figure.III.31.b respectivement. Ceci nous a permis d'effectuer les simulations, puis de comparer les résultats obtenus pour leurs deux composants :

- 10G-PS-EAM-1550, fabriqué par **CIP**, qu'on notera **AMS_EAM**.
- OM5642W-30B, fabriqué par **Oki Elcetric Industry**, qu'on notera **OKI_EAM**.

Nous avons fait varier les valeurs de l'offset V_b et de l'amplitude pic à pic V_{pp} du signal électrique de commande, puis observé la fenêtre de transmission générée à la sortie de l'EAM.

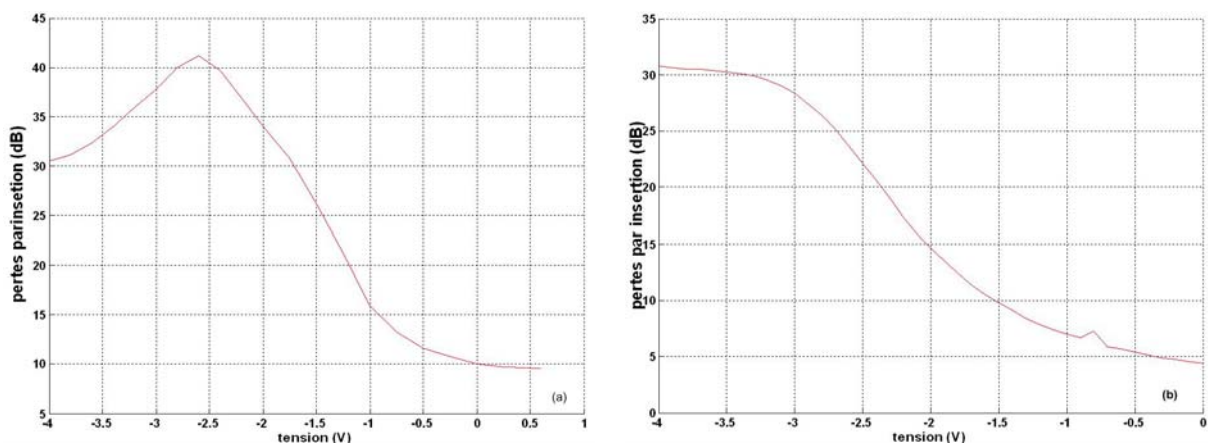


Figure.III.31 : Variation des pertes d'insertion en fonction de la tension pour (a) AMS_EAM et (b) OKI_EAM.

Les résultats de simulation pour générer les portes de transmission optiques, pour différentes configurations de la tension de commande, sont résumés sur la Figure.III.32 pour le **AMS_EAM**, et la Figure.III.33 pour le **OKI_EAM**.

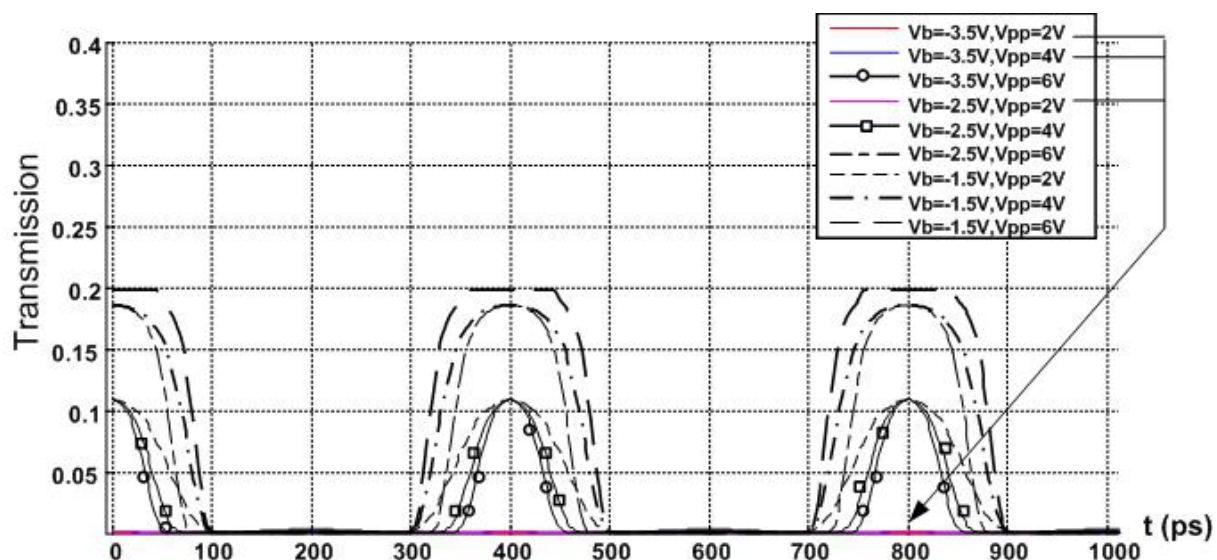


Figure.III.32 : Fenêtres de transmission optiques simulées pour différentes configurations de la tension de commande, pour le AMS_EAM.

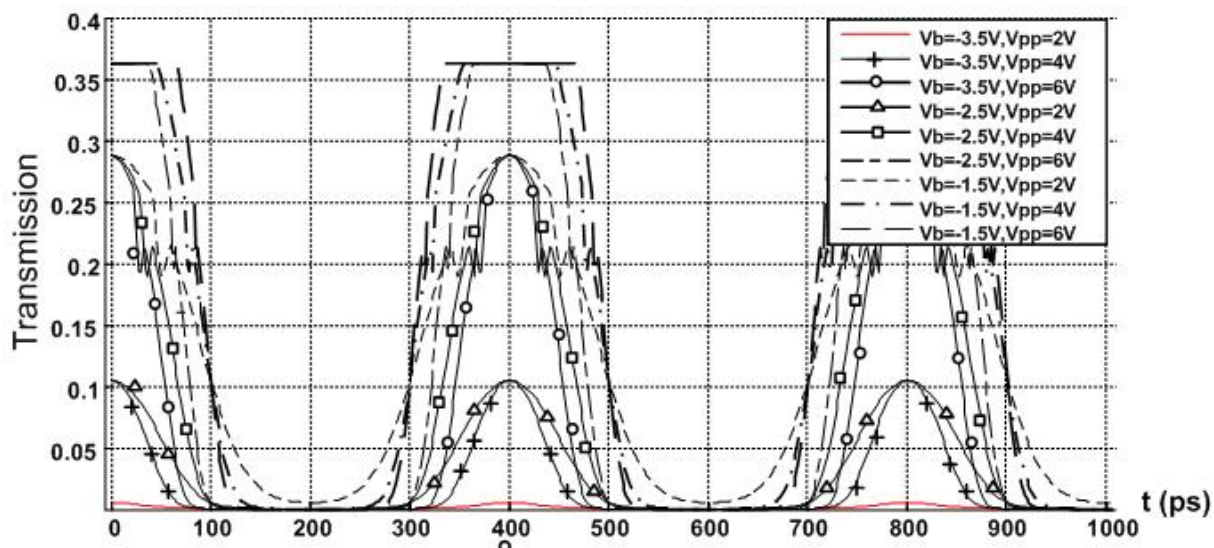


Figure.III.33 : Fenêtres de transmission optiques simulées pour différentes configurations de la tension de commande, pour le OKI_EAM

Une première remarque à faire concerne les ‘plafonds’ des fenêtres de transmissions dans certains cas, ils sont dus au fait que le calcul de la valeur de transmission dans ces zones correspond à des tensions électriques pour lesquelles les valeurs des pertes par insertion n’ont pas été définies ($V > 0.6$ V pour AMS_EAM et $V > 0$ V pour OKI_EAM), car non mesurées par les fabricants. Ainsi quand la tension de commande atteint ces valeurs, OptiSystem garde la dernière valeur d’absorption définie pour le composant, ce qui explique ces plafonnements.

On peut constater que plus la transmission est importante, plus la largeur du pulse à mi-hauteur T_{FWHM} est grande, ceci est cohérent avec le fait que le taux d’extinction (lié à la largeur de la fenêtre générée) et les pertes par insertion sont complémentaires.

Il y a donc un compromis à réaliser afin de choisir la meilleure largeur de fenêtre de transmission pour éviter les interférences entre canaux d’un côté, et pouvoir extraire les données de l’utilisateur avec le moins de pertes optiques possibles, pour garantir une ouverture de l’œil suffisante par rapport au bruit d’intensité optique, d’un autre côté.

III.2.2.3 Comparaison des performances et choix de la configuration adaptée

Les tableaux III.18 et tableau III.19 résument les résultats les plus intéressants obtenus pour chacun des deux composants. Nous avons mentionné uniquement les cas que l'on souhaite comparer, puisque les autres cas représentent des fenêtres de transmission de trop faibles amplitudes (ex : $V_b = -3.5$ V et $V_{pp} = 2$ V pour les deux composants, ou encore $V_b = -1.5$ V et $V_{pp} = 6$ V pour **OKI_EAM** qui donnent lieu à des fenêtres de transmission de largeur supérieure à la fenêtre allouée à chaque canal).

Cas n°	V_b	V_{pp}	Maximum de transmission	T_{FWHM} (ps)
1	- 3.5	6	0.11	64.1
2	-2.5	4	0.11	77.7
3	-2.5	6	0.185	102
4	-1.5	2	0.11	112

Tableau.III.18 : Caractéristiques de la fenêtre de transmission générée avec AMS_EAM pour différentes configurations du signal électrique de commande.

Cas n°	V_b	V_{pp}	Maximum de transmission	T_{FWHM} (ps)
1	-3.5	4	0.105	74
2	- 3.5	6	0.28	98
3	-2.5	2	0.105	108
4	-2.5	4	0.28	120
5	-2.5	6	0.41 (estimée)	134

Tableau.III.19 : Caractéristiques de la fenêtre de transmission générée avec OKI_EAM pour différentes configuration du signal électrique de commande.

Le maximum de transmission correspond à la valeur maximale d'amplitude des fenêtres de transmission présentées sur les Figure.III.32 et Figure.III.33. Le paramètre T_{FWHM} est mesuré à la valeur moitié de cette amplitude maximale.

Afin de simplifier la comparaison entre différents cas, l'annotation **AMS_i** désignera le cas numéro *i* mentionné pour **AMS_EAM**, et une annotation analogue désignera les cas concernant **OKI_EAM**.

Si on traite un cas de valeur de transmission commune aux deux composants. Les cas **AMS_1**, **AMS_2** et **AMS_4** permettent d'obtenir un maximum de transmission équivalent à celui obtenu dans les cas **OKI_1** et **OKI_3**. Pour cette valeur de transmission, l'avantage revient au cas **AMS_1**, car c'est celui qui permet d'obtenir la fenêtre de transmission la plus étroite ($T_{FWHM} = 64.1$ ps), et donc la mieux adaptée pour réaliser un démultiplexage optimal. Cependant, la faible valeur du maximum de transmission est un facteur limitant, puisqu'à une telle valeur, l'ouverture verticale du diagramme de l'œil risque d'être très affectée par le bruit optique, entraînant un important taux d'erreur binaire. La solution consisterait à faire un compromis en optant pour une fenêtre de transmission plus large, mais avec une transmission plus importante, réduisant ainsi les pertes dues au démultiplexage.

Les cas **AMS_3** et **OKI_5** nécessitent l'application du même signal électrique, mais la fenêtre générée par le composant **OKI**, bien qu'ayant un maximum de transmission plus important que celui du composant **AMS**, est trop large pour le système de démultiplexage qu'on cherche à concevoir. La même remarque concerne le cas **OKI_4** qui permet d'obtenir

un maximum de transmission de 0.28, mais dont la largeur de fenêtre générée ($T_{FWHM} = 120ps$) est encore une fois inadaptée pour notre système.

La dernière comparaison concerne donc le cas **AMS_3** avec **OKI_2**. Effectivement, en plus d'une transmission convenable de 0.28, le cas **OKI_2** permet d'obtenir une fenêtre de transmission avec une largeur acceptable pour notre système. Malheureusement, les tensions $V_b = -3.5$ V et $V_{pp} = 6$ V utilisées dans ce cas sont telles que le signal électrique appliqué à l'EAM **OKI_EAM** varie entre -6.5 V et -0.5 V, or les données du constructeur imposent que la tension de commande du composant **OKI_EAM** reste limitée entre -5 V et 1 V, au risque de détériorer le composant le cas échéant.

Ajoutons à cela que les composants **OKI** sont proposés à des prix plus élevés (un rapport de 2.5) par rapport au composant distribué par **AMS**.

Le composant **AMS_EAM** réalise donc un bon compromis entre le maximum de transmission, qui affecte les pertes engendrées par le système de démultiplexage, et la largeur temporelle de la fenêtre de transmission nécessaire pour notre système. Le signal requis pour la génération d'une telle fenêtre ($V_{pp} = 6$ V à 2.5 GHz) peut être généré en associant les synthétiseurs dont nous disposons à un amplificateur de puissance à la fréquence de 2.5 GHz. Le signal électrique de commande du EAM est compatible avec les spécifications imposées par le fabricant, et peut donc être appliqué sans risque de dégradation du composant. Enfin, le coût du composant **AMS_EAM**, plus de deux fois moins cher que **OKI_EAM**, est un argument supplémentaire pour justifier notre choix.

Nous avons donc opté pour l'utilisation du composant **AMS_EAM**, avec la configuration : $V_b = -2.5V$, $V_{pp} = 6V$ pour le signal électrique de commande. Cette configuration permet d'obtenir une fenêtre de transmission de largeur à mi-hauteur $T_{FWHM} = 102$ ps, avec un temps de montée $T_{10-90} = 34.5$ ps. Elle va être utilisée pour simuler la partie démultiplexage de notre système de transmission sous OptiSystem.

III.3 Système de démultiplexage établi

Dans cette partie, nous allons utiliser le composant EAM, choisi précédemment (**AMS_EAM**), pour simuler la partie démultiplexage de notre système. Le signal électrique de commande de l'EAM sera celui déterminé auparavant, et qui permet de générer la fenêtre de transmission adaptée à notre système. Cette partie va nous permettre d'extraire les données respectives des 3 utilisateurs, à partir du signal issu de la partie multiplexage. La Figure.III.34 représente le signal expérimental obtenu avec les données (PRBS) des 3 utilisateurs de la partie multiplexage.

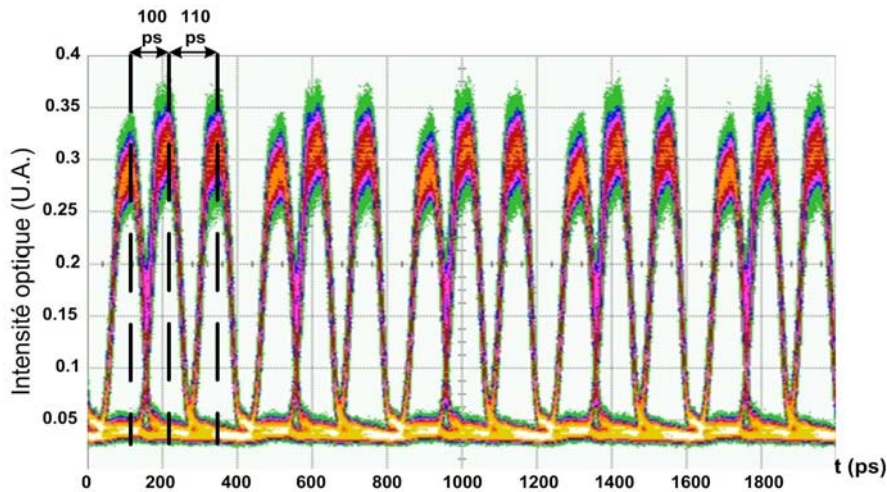


Figure.III.34 : Signal optique en sortie du système de multiplexage expérimental.

III.3.1 Génération du signal issu de la partie multiplexage

Pour reproduire le signal présenté ci-dessus, nous allons utiliser sous OptiSystem un schéma de simulation équivalent de la partie multiplexage, pour générer un signal similaire à celui obtenu expérimentalement (Figure.III.34). Ce schéma est représenté sur la Figure.III.35.

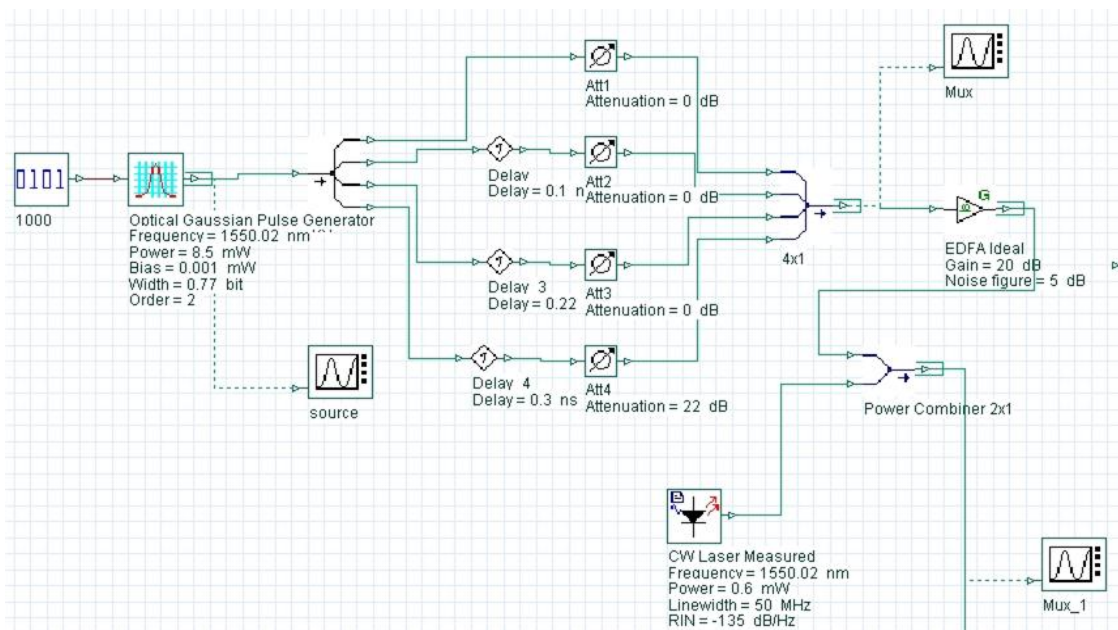


Figure.III.35 : Schéma de simulation du système de multiplexage.

Le train de pulse optique est généré avec une source optique ‘Optical Gaussian Pulse Generator’ attaquée par une séquence binaire ‘1000’. Cette source transforme la séquence binaire en train optique, dont le pulse est une gaussienne, de forme temporelle proche de celle générée en sortie du modulateur d’intensité associé à la source laser DFB dans le système expérimental. Le coupleur 1 vers 4 distribue le train de pulse généré sur 4 chemins optiques décalés temporellement de façon équivalente à celle du système expérimental (Figure.III.34). Le codage des données, réalisé dans l’expérience grâce aux modulateurs d’intensité associés aux utilisateurs, est représenté par des atténuateurs optiques dont l’atténuation varie selon qu’on souhaite coder un ‘1’ ou un ‘0’.

Le but de cette partie étant seulement de générer un signal représentatif de celui du système expérimental de multiplexage, nous n’avons pas cherché à représenter des données en

PRBS pour les utilisateurs, mais nous nous sommes contentés de représenter l'ensemble des combinaisons binaires possibles avec 3 utilisateurs, à savoir : '000', '001', ..., '111'. L'absence du 4^{ème} utilisateur est simulée par l'application d'une atténuation optique continue au signal issu du 4^{ème} bras du coupleur. Les pulses optiques 'codées' sont ensuite combinés dans un train de pulses, puis amplifiés avec un modèle d'EDFA aux mêmes caractéristiques que l'EDFA qu'on a utilisé. Le gain de l'EDFA a été choisi pour obtenir des niveaux de puissances optiques sur le diagramme de l'oeil, égaux à ceux représentés sur la Figure.III.34.

Le diagramme de l'œil du signal en sortie de la partie multiplexage simulé est représenté sur la Figure.III.36.

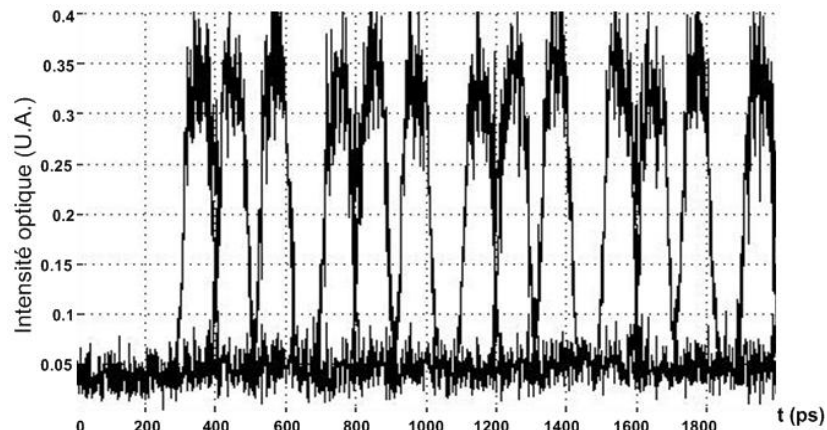


Figure.III.36 : Signal optique en sortie du système de multiplexage simulé.

En comparant les Figure.III.34 et Figure.III.36, on constate que le signal optique issu de la simulation de la partie multiplexage est relativement comparable au signal obtenu expérimentalement.

III.3.2 Simulation du système de démultiplexage

Le système de démultiplexage que l'on a simulé permet d'extraire, de façon simultanée, les données des trois utilisateurs en partant du signal issu de la partie multiplexage. Il nécessite donc l'utilisation de 3 composants EAM que l'on va supposer identiques.

Dans la réalité nous disposons seulement d'un seul EAM qui va permettre, comme on le verra dans la réalisation expérimentale de cette partie, d'extraire un seul canal à la fois à partir des 3 canaux multiplexés. La valeur du retard introduit sur le signal électrique de commande permettra alors de choisir le canal (utilisateur) qu'on souhaite démultiplexer. Le démultiplexage simultané des 3 canaux nécessiterait dans la pratique de faire la même étude, que celle effectuée précédemment, pour chacun des 3 EAMs pour déterminer les caractéristiques du signal électrique de commande adéquat, puisque la courbe mesurée de pertes en fonction de la tension varie d'un EAM à un autre dans la réalité.

La Figure.III.37 représente la partie démultiplexage qu'on a simulé sous OptiSystem pour l'extraction simultanée des données des 3 canaux de notre système. Le signal issu de la partie multiplexage est divisé pour être injecté dans les 3 EAMs. Chacun de ces EAMs est commandé par un signal électrique de composante continue $V_b = -2.5$ V, et de composante sinusoïdale de fréquence 2.5 GHz et d'amplitude pic à pic $V_{pp} = 6$ V, tel que défini dans la partie précédente.

La Figure.III.36 montre que l'origine temporelle du train de pulses multiplexés, issu du schéma simulé sous OptiSystem (paragraphe III.3.1) ne coïncide pas avec l'origine de l'axe des temps, à cause du choix de l'origine du temps par OptiSystem Un décalage temporel est introduit sur le signal obtenu. Il est estimé à 300 ps.

Or la génération d'une fenêtre de transmission synchronisée avec le pulse à extraire, nécessite d'appliquer à l'EAM un signal sinusoïdal décalé de 50 ps. En résumé, le premier EAM, qui permettra d'extraire le premier pulse du train de données multiplexées, devra être commandé par une sinusoïde qui prendra en compte le décalage temporel de ce train en plus du décalage qui lui est propre, et donc devra être décalée de 350 ps (Figure.III.37).

Par conséquent, les signaux électriques de commande des EAMs doivent subir le même décalage pour être synchronisés avec le train de pulses généré par la partie multiplexage.

Ainsi, on introduira sur le signal de commande du premier EAM (Sin Gen 1), un décalage de 350 ps, Sin Gen 2 générera une sinusoïde décalée de 450 ps, et enfin pour Sin Gen 3, on décalera la sinusoïde de 560 ps. Le choix de cette dernière valeur est justifié par le fait que les données du 3^{ème} utilisateur sont décalées dans la réalité, d'environ 110 ps au lieu de 100 ps par rapport à celles du 2^{ème}. Ce constat a été fait dans la réalisation expérimentale du multiplexage (figure.III.34), et a d'ailleurs été pris en compte dans le schéma de simulation, équivalent à cette partie, sous OptiSystem.

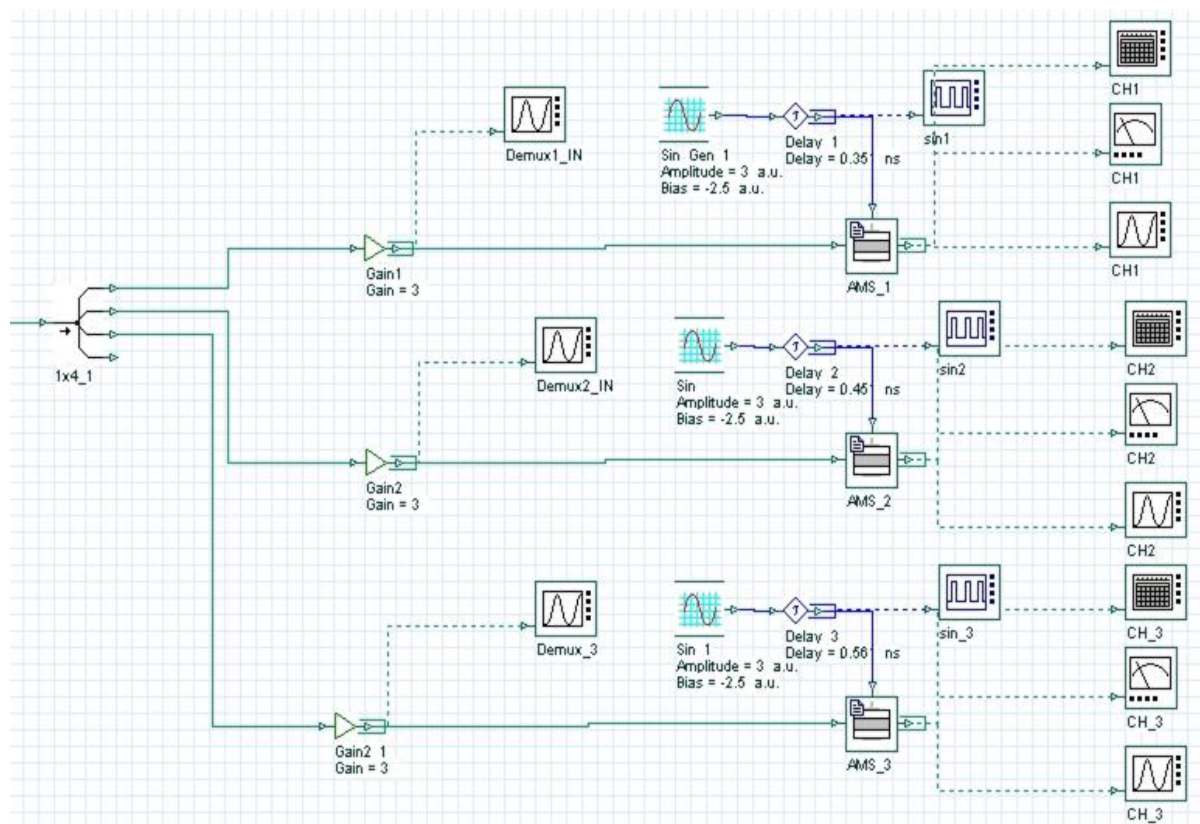


Figure.III.37 : Schéma de simulation du système de démultiplexage.

La Figure.III.38 représente respectivement, le diagramme de l'œil du signal en entrée du système de démultiplexage simulé (Figure.III.38.a), ainsi que les diagrammes de l'œil des 3 canaux démultiplexés en sortie de chacun des EAMs (Figure.III.38.b, c et d).

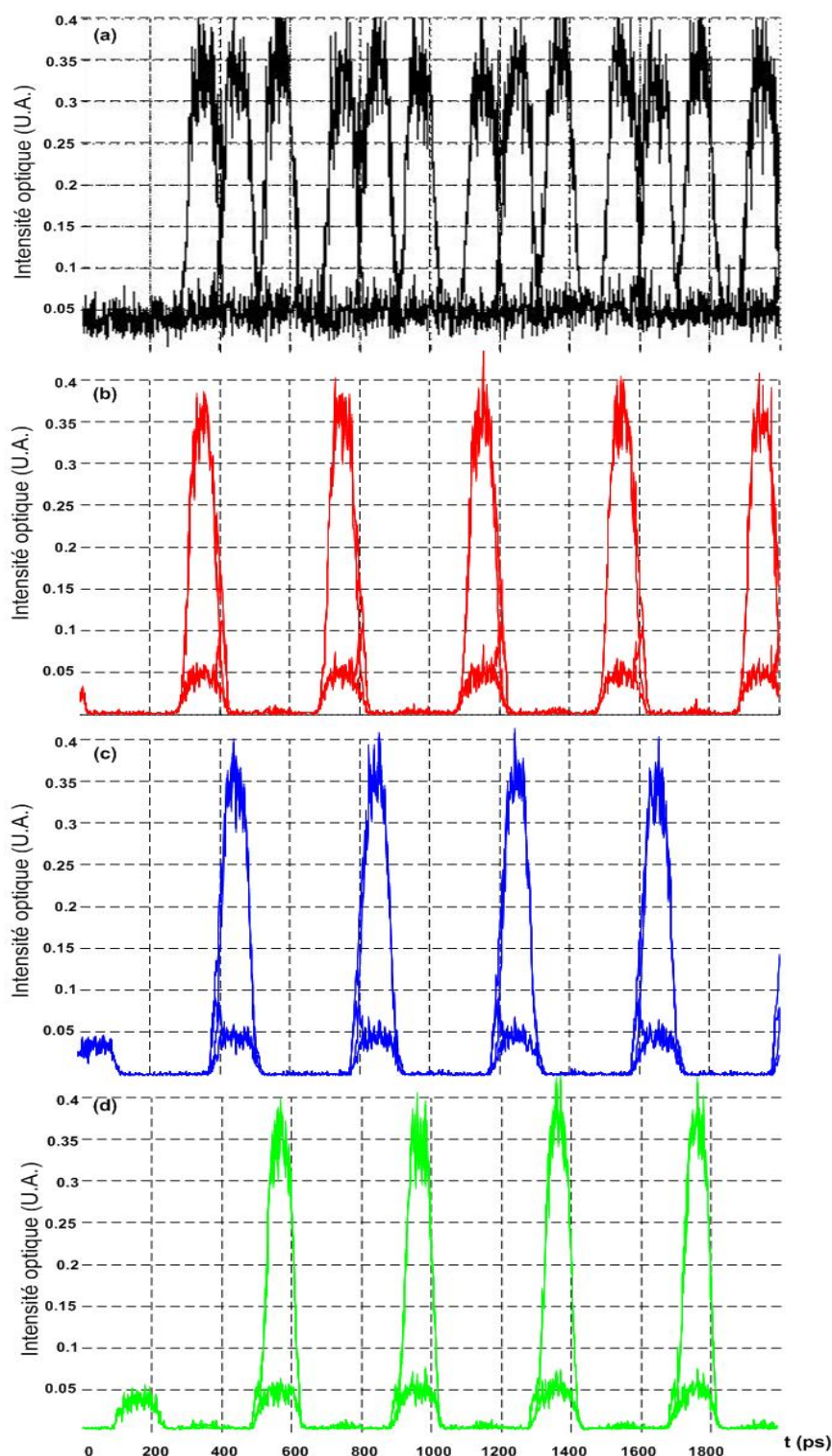


Figure.III. 38 : Simulation du système de démultiplexage basé sur l'EAM. (a) : signal en entrée du système de démultiplexage. (b) : signal en sortie CH_1. (c) : signal en sortie CH_2. (d) : signal en sortie CH_3.

On constate, que la configuration choisie pour le signal électrique de commande permet d'extraire de façon satisfaisante tous les pulses de données des 3 canaux.

Le taux d'extinction important de l'EAM permet d'isoler efficacement les données de chaque canal, réduisant ainsi l'effet des interférences entre canaux. Cependant dans la réalité, le bruit de signal optique demeurera présent en dehors de la fenêtre temporelle correspondant à chaque canal.

Ces simulations permettent donc de démontrer la faisabilité de la fonction de démultiplexage des données respectives de tous les utilisateurs du système de transmission établi. Elles ont l'avantage d'avoir été réalisées en utilisant les caractéristiques réelles mesurées pour le composant commercial qu'on a choisi. Ceci laisse prédire des résultats expérimentaux proches de ceux obtenus par la simulation.

IV Conclusion du chapitre III

Dans ce chapitre, nous avons étudié la faisabilité de deux techniques de démultiplexage en OTDM, à travers la simulation de leur principe de fonctionnement.

La première technique, utilise un dispositif interférométrique du type Mach-Zehnder, dont les bras sont munis d'amplificateurs optiques à semi-conducteur (SOA). Ce principe de démultiplexage tout optiques exploite les propriétés non-linéaires des composants SOA, pour la réalisation de la fonction de démultiplexage.

Nous avons dimensionné l'ensemble des éléments de ce dispositif en fixant par simulation, les paramètres physiques du SOA, ainsi que les caractéristiques du pulse de contrôle. Le but de ces premières simulations était d'obtenir les variations adéquates des réponses en gain et en phase du SOA pour la réalisation de la fonction de démultiplexage dans le dispositif. Nous avons ensuite simulé le comportement de l'ensemble du dispositif et constaté la possibilité de démultiplexer un canal à partir des données multiplexées en sortie de notre système de multiplexage.

Cependant, le démultiplexage d'un canal du système avec ce dispositif présente certains inconvénients techniques, dont le principal est la variation des amplitudes des canaux transmis par le dispositif. D'un autre côté, la réalisation d'un tel dispositif s'avère coûteuse (nécessité d'utiliser une source optique pulsée), mais également complexe à partir du moment où l'on souhaite utiliser des composants SOA commerciaux.

Nous avons donc opté pour l'utilisation d'une technique plus adaptée à nos objectifs et au débit de notre système, et qui permettrait en plus d'utiliser des composants disponibles commercialement.

Nous avons donc étudié dans une seconde partie, la réalisation du démultiplexage temporel par utilisation d'un modulateur à électro-absorption (EAM). Le principe de cette technique électro-optique, consiste à varier l'absorption dans l'EAM, grâce à un signal électrique de commande, afin de créer une fenêtre temporelle de transmission permettant d'isoler les données d'un canal à partir de l'ensemble des canaux multiplexés.

L'avantage des simulations réalisées consiste dans le fait qu'elles ont été menées avec les données réelles sur des composants EAM commerciaux. Nous avons étudié les caractéristiques de la fenêtre de transmission générée en fonction de celles du signal électrique de commande, puis déduit les valeurs nécessaires à la création de la fenêtre adaptée à notre système. En comparant les performances obtenues avec deux composants EAM commerciaux, nous avons conclu sur le choix du bon composant, selon le compromis à faire entre les pertes et la largeur de la fenêtre générée. Puis, en recréant un signal similaire à celui en sortie de notre système de multiplexage, nous avons simulé la réalisation de la fonction de démultiplexage, et constaté la faisabilité d'une telle fonction grâce au composant choisi.

Le système de démultiplexage conçu présente des avantages en termes d'encombrement, mais aussi de coût. Il est également plus adapté au débit qu'on souhaite atteindre pour la transmission des données, que le système de démultiplexage présenté avant.

Le système étant dimensionné dans la théorie, nous allons dans le chapitre suivant en aborder la réalisation pratique.

v Bibliographie

- [1] K. I. Kang, T. G. Chang, I. Glesk, and P. R. Prucnal, “Comparison of Sagnac and Mach–Zehnder ultrafast all-optical interferometric switches based on a semiconductor resonant optical nonlinearity”, *Applied Optics*, vol. 35, no. 3, 1996.
- [2] Kazuhito Tajima, Shigeru Nakamura and Yoshiyasu Ueno, “Semiconductor nonlinearities for ultrafast all-optical gating”, *Meas. Sci. Technol.*, vol. 13 pp. 1692–1697, 2002.
- [3] Govind P. Agrawal, “Fiber-optic communication systems”, 3^{ème} édition, *WILEY-INTERSCIENCE*, 2002.
- [4] T. Tekin, “Monolithically Integrated Gain Shifted Mach-Zehnder Interferometer for All-Optical Demultiplexing”, Thèse – Technischen Universität Berlin, Juin 2004.
- [5] E. Jahn, N. Agrawal, M. Arbert, H.J. Ehrke, D. Franke, R. Ludwig, W. Pieper, H.G. Weber, C.M. Weinert, “40 Gbit/s All-Optical Demultiplexing Using a Monolithically Integrated Mach-Zehnder Interferometer With Semiconductor Laser Amplifiers”, *Electron. Lett.*, vol. 31, pp. 1857-1858, 1995.
- [6] S. Diez, R. Ludwig, H.G. Weber, “All-optical Switch for TDM and WDM/TDM Systems Demonstrated in a 640 Gbit/s Demultiplexing Experiment”, *Electron. Lett.*, vol. 34, pp. 803-805, 1998.
- [7] T. Tekin, M. Schlak, W. Brinker, B. Maul, R. Molt, “Monolithically Integrated MZI Comprising Band Gap Shifted SOAs: A New Switching Scheme For Generic All-Optical Signal Processing”, *Proc. of 26th Europ. Conf. Opt. Commun. (ECOC'2000)*, vol. 3, pp. 123-124, 2000.
- [8] S. Diez, C. Shubert, R. Ludwig, H.G. Ehrke, U. Feiste, C. Schmidt and H.G. Weber, “160 Gb/s all-optical demultiplexer using hybrid gain-transparent SOA Mach-Zehnder interferometer”, *Electron. Lett.* vol. 36, pp. 1484-1486, Aug. 1998.
- [9] M. J. Adams, J. V. Collins and I. D. Henning, “Analysis of Semi-conductor Laser Optical Amplifiers”, *IEEE Proceedings-J*, vol. 132, no. 1, pp. 58-63, Feb. 1985.
- [10] M. Gustavsson, A. Karlsson, and L. Thylén, “Travelling Wave Semi-conductor Laser Amplifier Detectors”, *IEEE J. of Lightwave Technology*, vol. LT-8, no. 4, pp. 610-617, Apr. 1990.
- [11] L. Gilner, “Modulation Properties of Near trevelling-Wave Semi-conductor Laser Amplifier”, *IEEE Proceedings-J*, vol. 139, no. 5, pp. 331-338, Oct. 1992.
- [12] R. Hess, M. Caraccia-Gross, W. Vogt, E. Gamper, P. A. Besse, M. Duelk, E. Gini, H. Melchior, Fellow, B. Mikkelsen, M. Vaa, K. S. Jepsen, K. E. Stubkjaer, and S. Bouchoule, “All-Optical Demultiplexing of 80 to 10 Gb/s Signals with Monolithic Integrated High-Performance Mach–Zehnder Interferometer”, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 10, no. 1, Jan. 1998.
- [13] Ueno Yoshiyasu. Shigeru Nakamura, and Kazuhito, “Record low-power all-optical semiconductor switch operation at ultrafast repetition rates above the carrier cutoff frequency”, *Optics Letters*, vol. 23 no. 23, Dec. 1998
- [14] S. Nakamura, Y. Ueno, K. Tajima, J. Sasaki, T. Sugimoto, T. Kato, T. Shimoda, M. Itoh, H. Hatakeyama, T. Tamanuki, and T. Sasaki, “Demultiplexing of 168-Gb/s Data Pulses with a Hybrid-Integrated Symmetric Mach–Zehnder All-Optical Switch”, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 12, no. 4 Apr. 2000.
- [15] M. Suzuki, H. Tanaka, K. Utaka, N. Edagawa and Y. Matsushima, “Transform-Limited Optical Pulse Generation up to 20 GHz Repetition Rate by a Sinusoidally Driven InGaAsP Electroabsorption Modulator”, *Journal of Lightwave Technology*, vol. 11, no. 3, pp. 468-473, Mar. 1993.

- [16] Saeko Oshiba, Koji Nakamura, and Hideaki Horikawa, “Low-Drive-Voltage MQW Electroabsorption Modulator for Optical Short-Pulse Generation”, *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 34, no. 2, pp. 277–281, Feb. 1998.
- [17] W. Franz, “Einfluß eines elektrischen Feldes auf eine optische Absorptionskante”, *Z. Naturforschung* 13a, pp. 484 – 489, 1958.
- [18] L. V. Keldysh, “Behaviour of Non-Metallic Crystals in Strong Electric Fields”, *J. Exptl. Theoret. Phys. (USSR)* vol. 33, pp. 994-1003, 1957, translation : *Soviet Physics JETP*, vol. 6, pp. 763-770, 1958.
- [19] F. Devaux, “Fabrication, caractérisation et mise en œuvre des modulateurs électro-absorbants en onde guidée à 1.55 μm pour les liaisons à très haut débit”, Thèse – Université de Paris-Sud Centre d’Orsay, 26 mars 1993.
- [20] “Notes techniques sur le composant Modulateur à Electroabsorption”, COMSIS, IPSIS.
- [21] O. Mitomi, S. Nojima, I. Kotaka, K. Wakita, K. Kawano, and M. Naganuma, “Chirping Characteristic and Frequency Response of MQW Optical Intensity Modulator”, *Journal of Lightwave Technology*, vol. 10, no. 1, pp. 71-77, Jan. 1992.
- [22] K. Yamada, K. Nakamura, Y. Matsui, T. Kunii, and Y. Ogawa, “Negative-chirp electroabsorption modulator using low-wavelength detuning”, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 7, pp. 1157–1158, 1995.
- [23] F. Devaux, S. Chelles, A. Ougazzaden, A. Mircea, M. Carre, F. Huet, A. Carencu, Y. Sorel, J. F. Kerdiles, and M. Henry, “Full polarization insensitivity of a 20 Gb/s strained-MQW electroabsorption modulator”, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 6, pp. 1203–1206, 1994.
- [24] F. Devaux, Y. Sorel, and J. F. Kerdiles, “Simple measurement of fiber dispersion and of chirp parameter of intensity modulated light emitter”, *J. Lightwave Technol.*, vol. 11, pp. 1937–1940, 1993.

Chapitre IV

REALISATION EXPERIMENTALE DU DEMULPLEXAGE TEMPOREL ET EVALUATION DES PERFORMANCES DU SYSTEME DE TRANSMISSION

Sommaire

I	Introduction	142
II	Génération de la fenêtre de transmission	142
III	Réalisation expérimentale du système de démultiplexage	144
IV	Étude de l'impact des interférences cohérentes sur le TEB	148
V	Comparaison des TEB obtenus avec deux sources optiques	149
VI	Conclusion du chapitre IV	149
VII	Bibliographie	151

I Introduction

Le système de démultiplexage étant conçu dans la théorie, nous en abordons la réalisation expérimentale dans ce chapitre. Nous étudierons les caractéristiques de la fenêtre de transmission générée expérimentalement en sortie du modulateur à électro-absorption (EAM), puis étudierons le démultiplexage de l'ensemble des canaux du système de transmission. L'évaluation des performances du système de transmission globale sera réalisée, à travers la mesure du taux d'erreur binaire (TEB) pour l'ensemble des canaux du système. L'impact des interférences cohérentes, liés à l'utilisation de la source laser DFB, sur les valeurs du TEB sera également présenté. Enfin, les deux sources DFB et ASE seront comparées au niveau des performances de TEB obtenues avec chacune d'entre elles.

II Génération de la fenêtre de transmission

II.1 Caractéristiques de la fenêtre de transmission.

La génération de la fenêtre de transmission avec le modulateur à électro-absorption (EAM) se fait par modulation de l'intensité d'un signal optique continu, en appliquant un signal électrique de commande à l'électrode de l'EAM. Les composantes de ce signal sont celles déduites dans le chapitre III. La Figure.IV.1 représente le schéma expérimental permettant la génération de la fenêtre de transmission.

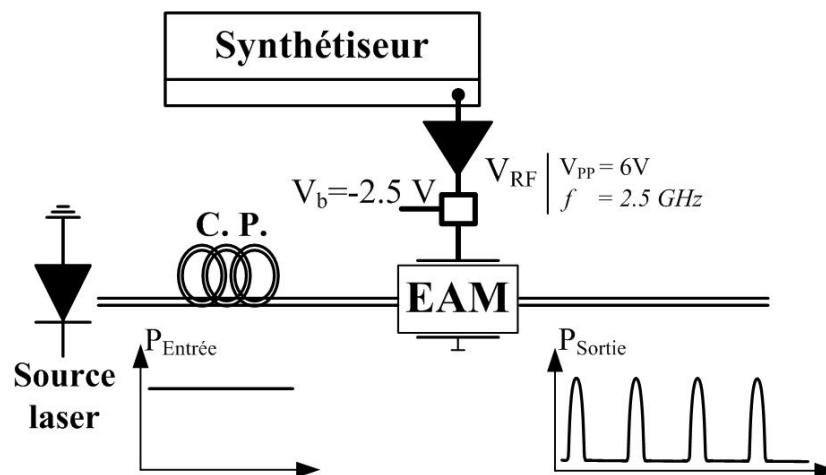


Figure.IV.1 : Principe de génération de la fenêtre de transmission avec l'EAM.

Un amplificateur électrique associé au synthétiseur, permet de générer le signal V_{RF} d'amplitude pic à pic $V_{PP} = 6$ V, à la fréquence 2.5 GHz. On superpose à ce signal, la tension d'offset $V_b = -2.5$ V, avant de l'injecter dans l'entrée du EAM.

L'EAM étant un composant sensible à la polarisation du signal optique incident, un contrôleur de polarisation (C. P.) est placé à son entrée afin de minimiser les pertes d'insertion. La Figure.IV.2 représente le signal obtenu en sortie de l'EAM, relevé sur l'entrée optique de l'oscilloscope AGILENT 86100B.

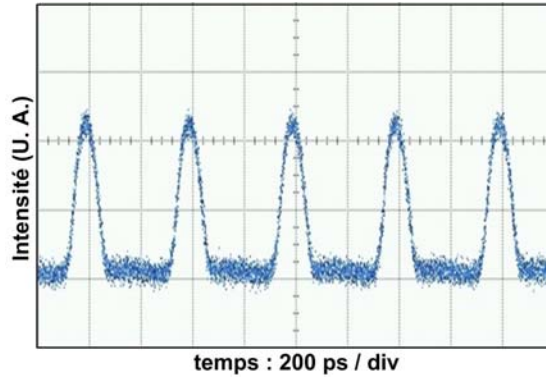


Figure.IV.2 : Signal optique mesuré en sortie de l'EAM.

La fenêtre de transmission optique présente un temps de montée $T_{10-90} = 46$ ps, et une largeur à mi-hauteur $T_{FWHM} = 110$ ps. La gigue sur la position temporelle de la fenêtre est de 2.7 ps.

La bande passante des appareils de mesure intervient dans la mesure des grandeurs temporelles telles que le temps de montée. En effet le temps de montée réel de la fenêtre de transmission $T_{10-90_réel}$ se déduit du temps de montée mesuré sur l'oscilloscope à partir de la relation [1] :

$$T_{10-90\text{ réel}} = \sqrt{T_{10-90\text{ mesuré}}^2 - T_{10-90\text{ appareil}}^2} \quad (eq.IV.1)$$

$T_{10-90\text{ appareil}}$ est le temps de montée de la réponse impulsionnelle de l'appareil de mesure. Il est estimé pour le canal optique de l'oscilloscope AGILENT 86100B à 32 ps [2].

La valeur du temps de montée de la fenêtre de transmission vaut donc : $T_{10-90\text{ réel}} = 33$ ps. Cette valeur est proche de celle déduite grâce aux simulations effectuées dans le chapitre III (34.5 ps). La largeur à mi-hauteur correspondante est par conséquent proche de celle déterminée par les simulations ($T_{FWHM} = 102$ ps).

II.2 Position temporelle de la fenêtre de transmission

Le contrôle de la position temporelle de la fenêtre de transmission est indispensable pour la réalisation de la fonction de démultiplexage temporel. Il permet de faire coïncider cette fenêtre avec l'arrivée, à l'entrée de l'EAM, des pulses optiques du canal qu'on souhaite extraire. Ce contrôle est réalisé grâce à la variation de la phase du signal V_{RF} , obtenue en introduisant un déphaseur (bande passante : 4 GHz), à la sortie du synthétiseur (non représenté sur la Figure.IV.1). La Figure.IV.3 montre le déplacement de la position temporelle de la fenêtre de transmission, suite à l'introduction d'un déphasage sur le signal V_{RF} . Le déphasage introduit est de 85.5° , ce qui correspond à un décalage temporel de 95 ps.

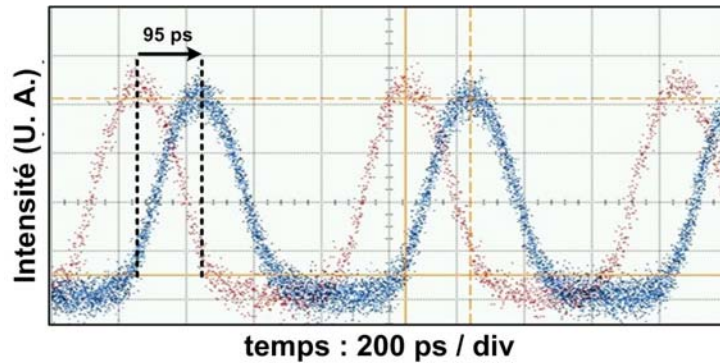


Figure.IV.3 : Contrôle de la position temporelle de la fenêtre de transmission mesurée.

La variation de la position de la fenêtre de transmission avec le déphasage du signal de commande de l'EAM, se fera selon un taux de variation α :

$$\alpha = \frac{400}{2 \cdot \pi} = 63.66 \text{ ps/rd}$$

Le choix de la position se fera de façon à optimiser le diagramme de l'œil des données extraites, et garantir la plus faible valeur du TEB.

III Réalisation expérimentale du système de démultiplexage

III.1 Extraction des pulses utilisateurs

La synchronisation des différents signaux dans le système de transmission est un élément majeur pour le bon fonctionnement de ce système. Une nouvelle configuration, par rapport à celle présentée dans le paragraphe IV.3 du chapitre II, permettant la synchronisation des signaux utilisés dans la partie multiplexage avec le système de démultiplexage est présentée dans la Figure.IV.4.

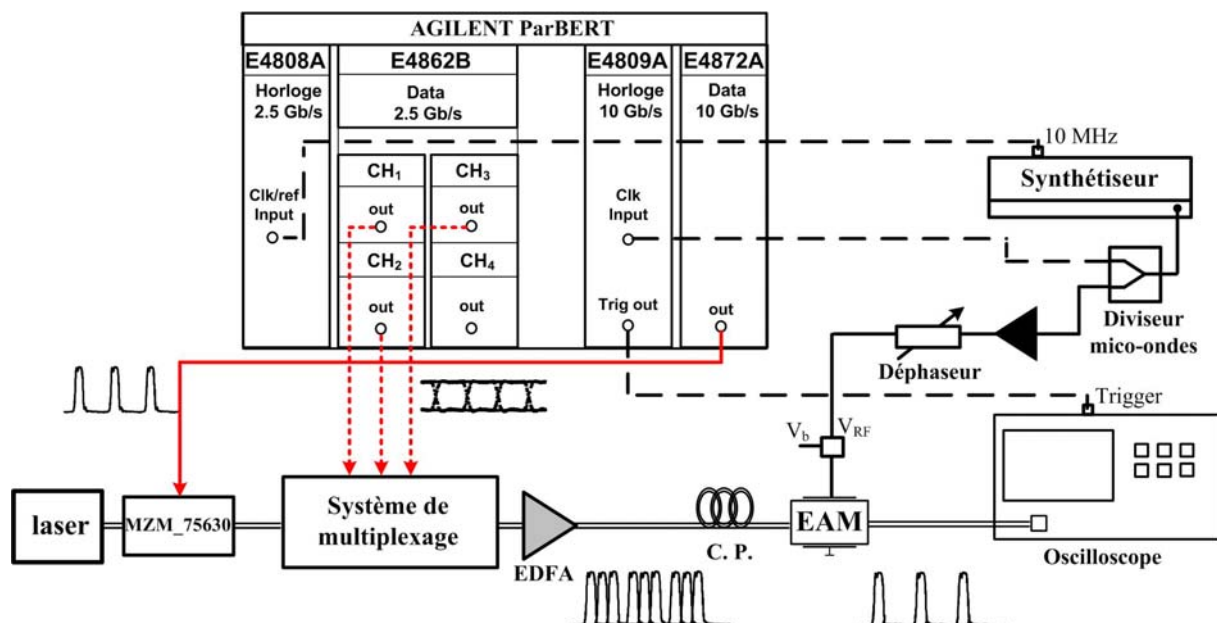


Figure.IV.4 : Synchronisation entre les parties multiplexage et démultiplexage du système de transmission.

La source du signal orchestrant l'ensemble du système est le synthétiseur. Un diviseur micro-ondes permet d'envoyer une partie du signal généré par le synthétiseur sur l'entrée 'Clk Input' du module d'horloge **E4809A** à 10 Gb/s. le module d'horloge **E4808A** à 2.5 Gb/s est contrôlé grâce à un signal d'horloge à 10 MHz généré par une autre sortie du synthétiseur. Ce signal est injecté à l'entrée 'Clk / ref Input' du module **E4808A**. Enfin, la synchronisation avec l'oscilloscope se fait indirectement, en utilisant la sortie 'Trig Output' du module **E4809A** qu'on envoie sur l'entrée 'Trigger' de synchronisation de l'oscilloscope. L'ensemble du système de transmission est ainsi orchestré par le synthétiseur à 2.5 GHz.

La sélection des données d'un utilisateur parmi les trois a été réalisée en ajustant le retard introduit par le déphaseur sur le signal V_{RF} . La Figure.IV.5 montre les diagrammes de l'œil obtenus respectivement pour les données des 3 canaux démultiplexés.

Les diagrammes de l'œil des données extraites présentent un faible bruit d'amplitude sur chacun des deux niveaux logiques, ainsi qu'une faible gigue. La tableau.IV.1 résume les caractéristiques temporelles de l'œil relevé pour chacun des canaux.

Utilisateur	Gigue (ps)	Largeur à mi-hauteur (ps)
Canal 1	2.6	80
Canal 2	2.74	85
Canal 3	2.65	83

Tableau.IV.1 :Caractéristiques des diagrammes de l'œil des canaux démultiplexés.

Les caractéristiques des pulses démultiplexés sont similaires à celles du train de pulses optiques, généré par le modulateur **MZM_75630**. (Figure.II.64). Leurs qualités permettent de s'attendre à de faibles valeurs de TEB pour les données transmises.

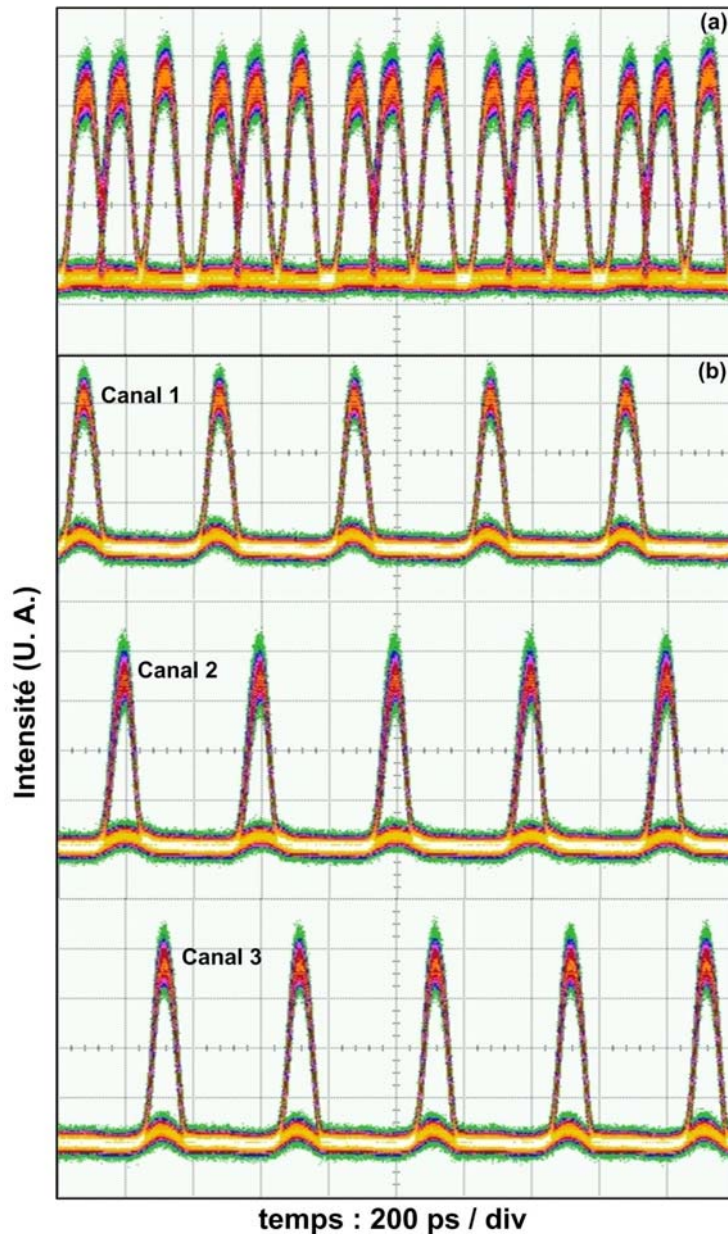


Figure.IV.5 : Diagrammes de l'œil expérimentaux des 3 canaux démultiplexés.
(a) signal en sortie du système de multiplexage (b) signal en sortie de l'EAM selon le canal choisi.

III.2 Mesure du taux d'erreur binaire des 3 canaux reçus

Le Taux d'Erreur Binaire (TEB) constitue l'ultime critère de qualité pour évaluer les performances d'un système de transmission numérique. Le TEB est communément défini comme le rapport entre le nombre de bits erronés reçus (un '0' au lieu d'un '1' et vice versa) et le nombre de bits transmis. Il est généralement exprimé sous la forme d'une puissance négative de 10 (ex: 10^{-6} , ce qui correspond à un bit mal déterminé à la réception parmi 1 million de bits transmis).

Quand un système de transmission est conçu, la valeur maximale visée pour le TEB dépend de plusieurs facteurs, tels que le débit de transmission, la puissance optique utilisée, la distance de la liaison ou encore le bruit dans le système [3], [4]. La plupart des systèmes de transmission optiques exigent la valeur limite de $TEB = 10^{-9}$ comme critère de qualité minimale d'une transmission [5] - [7].

La Figure.IV.6 présente le schéma de configuration permettant la mesure du TEB pour les 3 canaux démultiplexés.

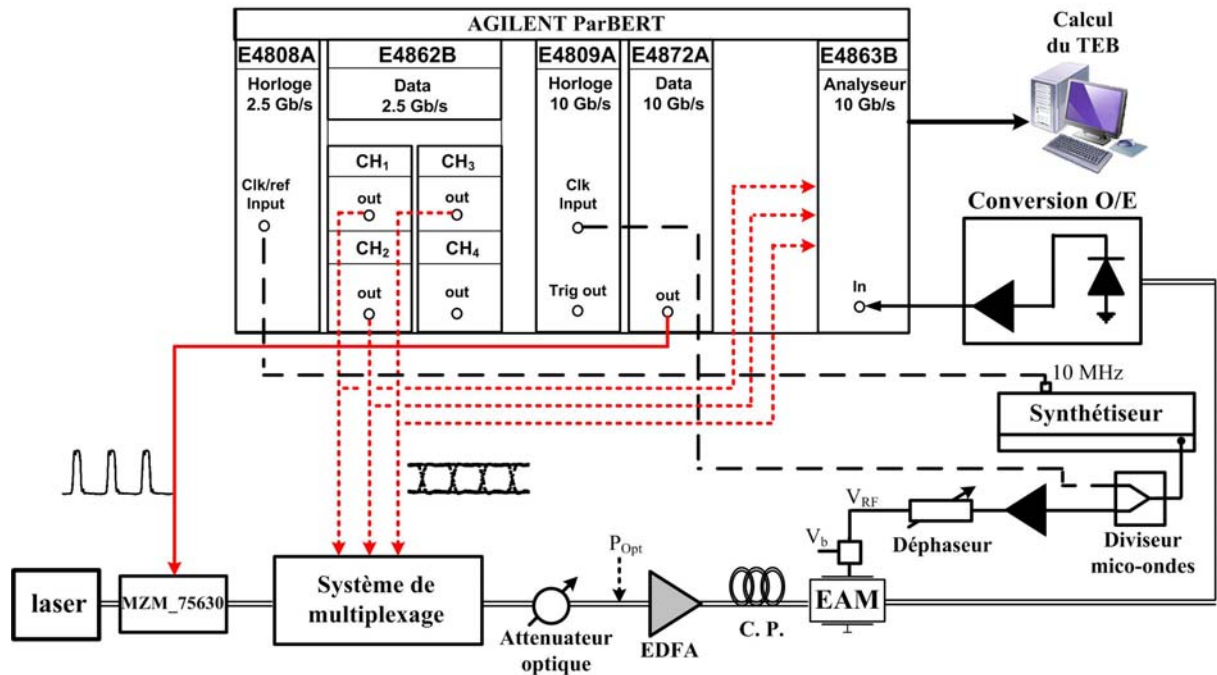


Figure.IV.6 : Schéma de mesure expérimentale du TEB des 3 canaux démultiplexés du système.

Les données démultiplexées sont converties dans le domaine électrique, puis injectées sur l'entrée 'In' du module analyseur N4863B du ParBERT. La comparaison des bits reçus à ceux constituant la séquence PRBS envoyée permet alors d'établir la mesure du TEB.

La qualité de transmission est estimée en mesurant le TEB en fonction de la puissance optique moyenne P_{opt} à l'entrée de l'EDFA. Cette puissance est modifiée avec un atténuateur optique (Figure.IV.6). Le TEB mesuré en fonction de P_{opt} est représentée sur la Figure.IV.7.

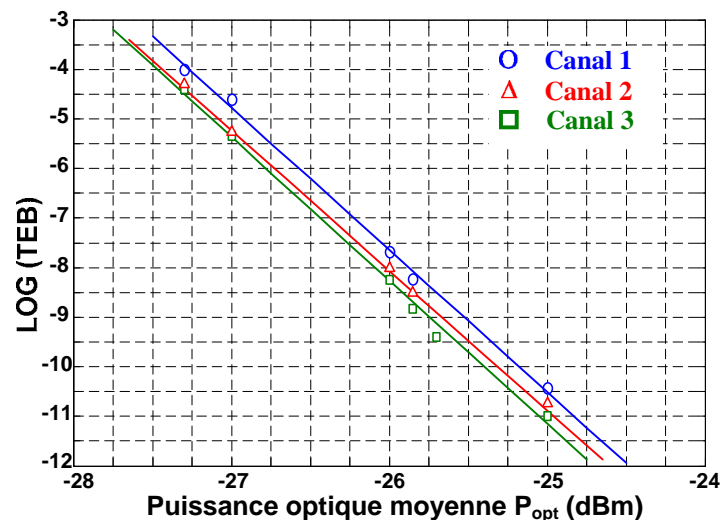


Figure.IV.7 : TEB mesuré pour les 3 canaux en fonction de la puissance optique moyenne P_{opt} .

La sensibilité de réception est un facteur clé pour évaluer l'efficacité d'un système de transmission optique. Elle représente la puissance optique nécessaire pour obtenir un taux d'erreur binaire de $TEB = 10^{-9}$. Sa valeur est augmentée par les différents bruits accumulés

par le signal lors de la transmission, ainsi qu'à la détection. Elle a été déduite pour les 3 canaux démultiplexés à partir de la Figure.IV.7 :

- Canal 1 : -25.5 dBm.
- Canal 2 : -25.6 dBm.
- Canal 3 : -25.75 dBm.

Cette faible différence entre les 3 canaux s'explique par une légère différence en efficacité de modulation entre les modulateurs d'intensité **MZM_89187**, **MZM_89188** et **MZM_89184**. En effet, le modulateur **MZM_89187** (associé au canal 1) a le facteur V_π le plus élevé parmi les trois modulateurs. Par conséquent, en appliquant des signaux électriques de données de mêmes amplitudes aux 3 modulateurs, les pulses optiques en sortie du modulateur **MZM_89187** ont l'amplitude la plus faible, ce qui se reflète sur les résultats du TEB.

IV Étude de l'impact des interférences cohérentes sur le TEB

Nous avons montré préalablement que les interférences cohérentes causaient une dégradation significative du diagramme de l'œil en sortie du système de multiplexage, en introduisant un bruit de fluctuation d'amplitude des pulses optiques multiplexés (paragraphe IV.5 du chapitre II). L'élimination de ces interférences a été obtenue en polarisant le modulateur **MZM_75630**, associé à la source cohérente DFB, à la tension de transmission minimale V_{DC_0} . Ce paragraphe traite de l'impact de ces interférences sur le TEB mesuré.

La mesure du TEB a été effectuée en variant la valeur de la tension de polarisation continue du modulateur **MZM_75630** autour de V_{DC_0} . La Figure.IV.8 représente les valeurs mesurées du TEB pour différents écarts ΔV de la tension appliquée par rapport à V_{DC_0} .

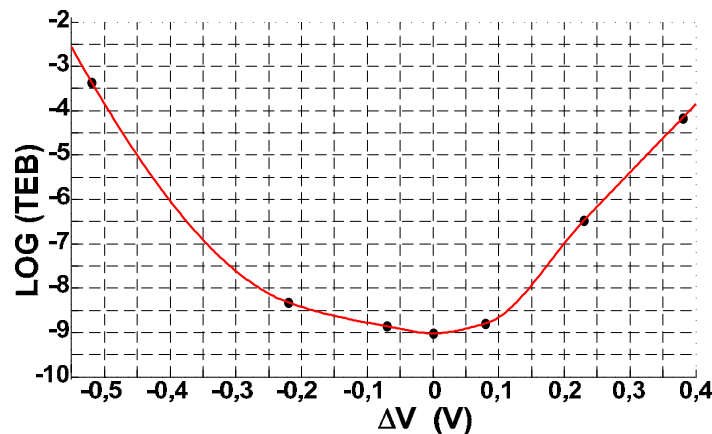


Figure.IV.8 : TEB mesuré en fonction de l'écart ΔV par rapport à V_{DC_0} .

Les valeurs du TEB augmentent rapidement avec $|\Delta V|$. Cette dégradation est le résultat de la décroissance du facteur Q avec l'écart ΔV , constatée précédemment en sortie du système de multiplexage (paragraphe IV.5.5 du chapitre II). Les variations du TEB selon le signe de ΔV sont similaires à celles du facteur Q.

Nous concluons donc également qu'une valeur optimale du TEB nécessite de maintenir la tension de polarisation du modulateur **MZM_75630** à la valeur V_{DC_0} , car c'est ce qui permet d'éliminer le bruit d'intensité, dû aux interférences cohérentes, introduit par l'utilisation de la source cohérente DFB.

V Comparaison des TEB obtenus avec deux sources optiques

Les deux sources DFB et ASE ont été précédemment comparées en termes de performances en sortie du système de multiplexage (paragraphe V du chapitre II). La source DFB permettait alors d'améliorer le rapport signal à bruit en sortie du système. Une amélioration liée à la différence entre les caractéristiques de bruit (RIN) des deux sources. Cette différence va avoir un impact sur le TEB en sortie du système de démultiplexage.

La courbe du TEB a été mesurée en fonction de la puissance moyenne incidente P_{opt} pour l'un des 3 canaux démultiplexés, en utilisant chacune des deux sources optiques DFB et ASE. Les conditions de fonctionnement des sources sont similaires (même puissance optique moyenne générée). La Figure.IV.9 présente la mesure du TEB, pour l'un des 3 canaux, obtenue avec chacune des deux sources.

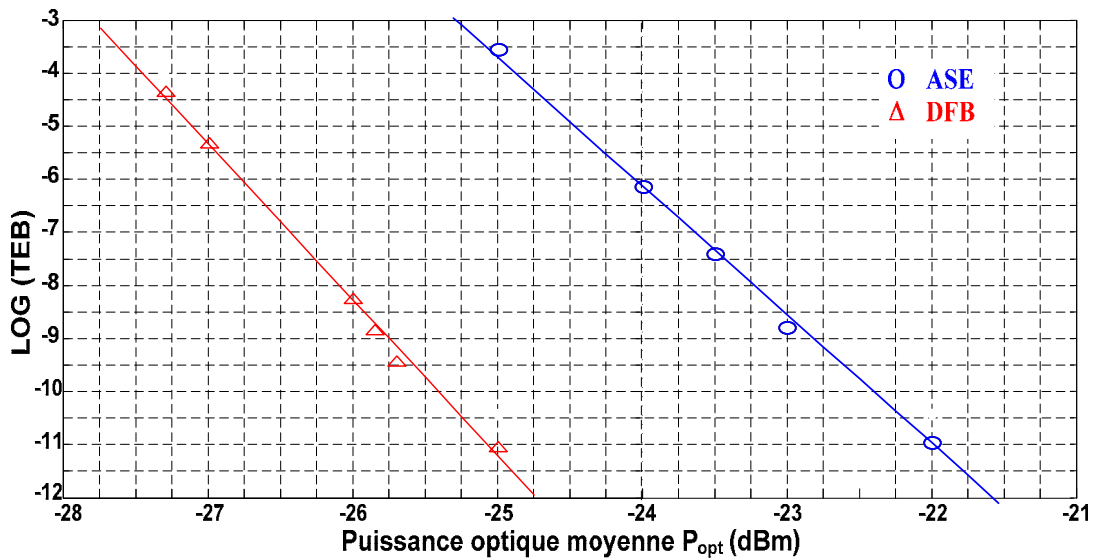


Figure.IV.9 : TEB mesuré en utilisant les deux sources DFB et ASE.

On constate que la source ASE introduit une pénalisation en puissance optique, résultat prévisible à partir des conclusions du chapitre II, où on avait constaté l'amélioration apportée par la source DFB sur le rapport signal à bruit en sortie de la partie multiplexage. Cette pénalisation en puissance est quantifiée au niveau de la sensibilité de réception. Celle-ci se dégrade de 3 dB entre les deux sources.

La dégradation des performances de transmission, constatée au niveau de la partie multiplexage, se retrouve donc au bout du système de transmission, après l'extraction des données de chacun des 3 utilisateurs.

VI Conclusion du chapitre IV

Un système de démultiplexage simple, construit autour du modulateur d'électroabsorption (EAM), a été réalisé expérimentalement. Les conditions de fonctionnement optimales de l'EAM, déduites à partir de l'étude présentée dans le chapitre III, ont permis d'extraire avec succès les données de chacun des 3 canaux du système de transmission.

Les diagrammes de l'œil des canaux démultiplexés présentent une ouverture suffisante, pour pouvoir réaliser une transmission sans erreurs des données. Ceci a été confirmé par la mesure du taux d'erreur binaire (TEB). Le seuil limite de $TEB = 10^{-9}$ a ainsi été atteint pour tous les canaux. Le faible écart entre les performances obtenues pour les 3 canaux est attribué

à l'efficacité de modulation des données des utilisateurs, par leurs modulateurs d'intensité respectifs, dans la partie de multiplexage.

Le bruit d'interférences, dû à la nature cohérente de la source laser DFB utilisée, engendre une dégradation notable du TEB mesuré. Un TEB optimal reste en outre conditionné par la polarisation du modulateur associé à la source optique à sa tension de transmission minimale.

Les sources laser DFB cohérente et ASE incohérente ont été à nouveau comparées. L'avantage de la source DFB en termes de caractéristiques de bruit se retrouve sur la différence entre les courbes de TEB mesurées avec les deux sources. La source ASE, plus bruitée, introduit ainsi une pénalisation sur la puissance optique nécessaire pour atteindre des performances de TEB similaires à celles de la source DFB, une pénalisation qui se retrouve au niveau de la mesure de la sensibilité de réception.

VII Bibliographie

- [1] K. D. Li Dessau, L. Edward, “Insights into High-Speed Detectors and High-Frequency Techniques,” Ginzton Laboratory, Stanford University, New Focus.
- [2] <http://www.home.agilent.com>
- [3] Harry J. R. Dutton, “Understanding Optical Communications,” *First Edition, International Technical Support Organization*, September 1998.
- [4] Govind P. Agrawal, “Fiber-optic communication systems,” *3^{ème} édition*, WILEYINTERSCIENCE, 2002.
- [5] A. Glavieux., M. Joindot, “Communications numériques : introduction,” *Collection Pédagogique de Télécommunication*, Edition Masson, 1996.
- [6] Irène et Michel Joindot, “Les Télécommunications par fibres optiques,” *Collection Technique et Scientifique des Télécommunications*, Dunod et CENT-ENST, Paris, 1996.
- [7] Guy Foster, “Stressed Eye: “Know what you’re really testing with,” *SyntheSys Research*, www.bertscope.com, Octobre 2004.

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

L'objectif de ce travail est la réalisation d'un système de transmission bas coût, pour un débit global de 10 Gb/s. Le système proposé peut cependant être étendu à une utilisation à un débit de 40 Gb/s.

Nous avons opté dans notre système pour une solution consistant à la modulation externe d'une source optique continue, avec un modulateur d'intensité électro-optique, afin de générer le train de pulses optiques nécessaire aux systèmes de transmission en OTDM. Le signal de modulation est produit par un générateur de séquences de données à haut débit.

Des simulations concluantes, de la partie multiplexage du système, ont été effectuées avec le logiciel COMSIS. Elles ont permis de démontrer la faisabilité de la solution proposée. Ce résultat a été confirmé lors de la réalisation expérimentale, où un train de pulses optiques a pu être généré, avec des pulses de largeur inférieure à 100 ps, et à une fréquence de répétition de 2.5 GHz. Cependant, cette réalisation a mis en évidence le phénomène d'interférences cohérentes, liées à la nature cohérente de la source optique laser utilisée, et qui n'a pas pu être modélisé lors des simulations. Ces interférences ont été constatées en sortie de la partie multiplexage, et ont engendré une forte dégradation du facteur Q.

Une étude théorique a permis de palier ce problème. En effet, la polarisation du modulateur d'intensité associé à la source laser, à la tension du minimum de transmission, a permis de réduire l'amplitude des champs optiques contribuant à l'apparition des interférences cohérentes. L'élimination du bruit de fluctuation d'amplitude, dû aux interférences a été obtenue expérimentalement. Ceci a engendré une amélioration significative des performances de multiplexage, en termes d'ouverture du diagramme de l'œil et du facteur Q.

Dans un but comparatif, nous avons évalué les performances de multiplexage, par utilisation de deux sources optiques différentes. La source laser DFB cohérente, et une source ASE à large spectre optique, incohérente. La source laser permettait alors d'obtenir le meilleur rapport signal à bruit pour le système. La différence de performance au niveau du système de multiplexage a été corrélée à la différence entre les niveaux de bruits d'intensité relatifs (RIN) des deux sources. Ces derniers se sont avérés être les principaux contribuant au bruit présent sur la puissance optique du niveau logique '1' à la détection du signal de données multiplexées. Une dernière amélioration a été apportée au multiplexage, par utilisation des modulateurs d'intensité du système en 'Dual Drive'. Cette amélioration a été quantifiée à travers la mesure de la croissance du facteur Q, qui allait permettre la réduction du taux d'erreur binaire (TEB) après la phase de démultiplexage.

Pour la réalisation de la fonction de démultiplexage, nous avons opté pour une solution basée sur la génération de la fenêtre temporelle de démultiplexage dans un

modulateur à électroabsorption (EAM). Ce composant offre particulièrement l'avantage de pouvoir générer la fenêtre de démultiplexage par application d'un simple signal sinusoïdal à son entrée. Les caractéristiques du signal de commande de l'EAM ont été déduites à partir de simulations sous le logiciel OptiSystem de la génération de la fenêtre de transmission par ce composant. La simulation du système de démultiplexage, conçu autour de l'EAM, a conclu à la faisabilité de la fonction d'extraction des données de chaque canal du système, avec les caractéristiques déduites du signal de commande.

Ces résultats ont été confirmés expérimentalement, à travers la génération de la fenêtre de transmission, aux caractéristiques temporelles adéquates. L'extraction de tous les canaux transmis par le système a été ensuite réalisée avec succès. Les diagrammes de l'œil des canaux démultiplexés présentaient une ouverture suffisante pour réaliser une transmission sans erreurs des données, ce qui a été confirmé par la mesure des taux d'erreur binaire des 3 canaux, qui ont tous atteint des valeurs inférieures à $TEB = 10^{-10}$. Le TEB a également servi d'indicateur de l'impact des interférences cohérentes sur la qualité de transmission des données par le système. L'obtention d'un TEB optimal reste conditionnée par la polarisation du modulateur associé à la source optique à sa tension de transmission minimale.

La comparaison des deux sources, laser DFB cohérente et ASE incohérente, au niveau des valeurs de TEB obtenues avec chacune a confirmé l'avantage de la source laser DFB en terme de bruit. Celle-ci permet de réaliser une économie de puissance optique moyenne incidente sur le récepteur de 3 dB.

Les résultats encourageants obtenus à l'issue de cette étude poussent à envisager de plus grandes performances en débit. En effet, tous les composants utilisés dans le système présenté sont compatibles avec un débit pouvant atteindre 40 Gb/s. Ainsi, Il serait possible de transmettre les données de 4 utilisateurs, à un débit individuel de 10 Gb/s. La limitation de cette perspective est due au générateur de signaux dont nous disposons. Le modèle qui génère des signaux de données à 40 Gb/s, rendrait envisageable l'extension de l'application à 40 Gb/s.

Le principal atout de ce système reste la largeur spectrale de la source utilisée. Les systèmes OTDM / WDM développés jusqu'à présent sont limités par les largeurs spectrales des sources optiques utilisées. Ces sources, devant être incohérentes, possèdent de larges spectres en comparaison avec ceux des sources laser. Ceci implique un écart important entre les canaux multiplexés en longueur d'onde. L'utilisation de sources laser, rendra possible le multiplexage de longueurs d'onde beaucoup plus rapprochées, augmentant ainsi la capacité du système OTDM / WDM, puisqu'une même bande spectrale optique serait alors divisée en bandes plus étroites. Cette perspective pourrait être rapidement mise en œuvre, puisque des travaux de thèse précédents^[1], réalisés par Vincent Girod au sein du laboratoire, ont abouti à des résultats concluants de transmission aux deux longueurs d'ondes 1550.12 nm et 1550.92 nm, ce qui est en conformité avec la norme DWDM (0.8 nm d'écart entre canaux adjacents).

Enfin, la disponibilité des composants utilisés permet d'envisager des applications concrètes et à court terme du système conçu.

^[1] V. Girod, "Multiplexage de la Porteuse Optique dans un Mélangeur Microonde par Voie Optique," Thèse – INP Grenoble, Novembre 2000.

Liste des figures et tableaux

Liste des figures

Figure.I.1: Évolution du produit débit-distance avec le temps.....	4
Figure.I.2 : Diagramme générique d'une liaison optique.....	5
Figure.I.3 : Diagramme d'une liaison par multiplexage en longueurs d'onde.....	6
Figure.I.4 : Diagramme du codage des données d'un utilisateur.....	7
Figure.I.5 : Différentes techniques OCDM.....	7
Figure.I.6 : Chaîne de transmission en CDMA.....	8
Figure.I.7 : Diagramme de multiplexage temporel des données.....	8
Figure.I.8 : Chaîne de transmission en OTDM.....	9
Figure.I.9 : Principe de création du pulse par Q-switching.....	11
Figure.I.10 : Courbe de gain spectral et la sélection des modes dans la cavité d'une MLLD.....	12
Figure.I.11 : Modes optiques amplifiés dans la cavité.....	12
Figure.I.12 : Forme du signal I(t).....	14
Figure.I.13 : Verrouillage actif des modes optiques.....	14
Figure.I.14 : Schéma d'une ML-EDFL [12].....	16
Figure.I.15 : Variation de la largeur du pulse généré T_{FWHM} avec la longueur d'onde [12].....	16
Figure.I.16 : Génération du train de pulse par modulation d'une source continue avec un EAM.....	17
Figure.I.17 : Composant intégrant une source laser et un modulateur.....	18
Figure.I.18 : Multiplexage temporel en parallèle.....	19
Figure.I.19 : Multiplexage temporel en série.....	19
Figure.I.20 : Principe de fonctionnement d'un commutateur optique.....	20
Figure.I.21 : Principe de fonctionnement d'une NALM.....	21
Figure.I.22 : Principe de fonctionnement du démultiplexeur par interféromètre de Mach-Zehnder.....	22
Figure.I.23 : Expérience de démultiplexage de pulse à 10,5 Gb/s à partir d'un train à 168 Gb/s [11].....	23
Figure.I.24 : (a) Train de pulses à 168 Gb/s. (b) Pulse démultiplexé à la sortie du dispositif [11].....	24
Figure.I.25 Principe de démultiplexage par mélange 4 ondes (FWM).....	24
Figure.I.26 Schéma d'un système de démultiplexage basé sur le FWM dans un SOA [36].....	25
Figure.I.27 Schéma d'un système de démultiplexage utilisant des modulateurs d'intensité en cascade.....	28
Figure.II.1 : L'éditeur de schéma-bloc de COMSIS.....	36
Figure.II.2 : Fenêtre graphique de visualisation des résultats sous COMSIS.....	38
Figure.II.3 : Fenêtre d'évaluation des performances.....	38
Figure.II.4 : Module d'horloge centrale E4809A à 13.5 Gb/s.....	40
Figure.II.5 : Module de génération de données à 13.5 Gb/s N4872A.....	40
Figure.II.6 : Module d'horloge à 3.35 Gb/s E4808B.....	41
Figure.I.17 : Composant intégrant une source.....	41
Figure.II.8 : Exemple de diagramme de l'œil.....	42
Figure.II.9 : Eléments de mesure sur un digramme de l'œil en RZ.....	42
Figure.II.10 : Mesure de l'amplitude de l'œil.....	43
Figure.II.11 : Mesure de l'ouverture de l'œil.....	43
Figure.II.12 : Schéma d'un modulateur d'intensité MZM.....	44
Figure.II.13 : Courbe caractéristique T(V) d'un composant MZM réel.....	45
Figure.II.14 : Principe de mesure de la courbe T(V) d'un modulateur MZM.....	45
Figure.II.15 : Courbes T(V) théoriques et mesurées des modulateurs.....	46
(a) MZM_75630. (b) MZM_89184. (c) MZM_89187.....	46
Figure.II.16: Schéma d'un amplificateur optique à fibre dopée Erbium.....	47
Figure.II.17: Différentes configurations d'utilisation d'un amplificateur optique dans une chaîne de transmission.....	48
Figure.II.18 : Schéma de simulation du système de multiplexage.....	49
Figure.II.19 : Traces temporelles des signaux de commande.....	50
a) Signal de commande du MZM_75630 généré par le ParBERT.....	50
b), c) Signaux de données (PRBS) des utilisateurs à 2.5 Gb/s, générés par le ParBERT.....	50
Figure.II.20 : Réponse en amplitude du filtre d'entrée de l'oscilloscope.....	50
Figure.II.21 : Diagramme de l'œil du signal détecté en sortie du système simulé de multiplexage à 2 utilisateurs.....	51
Figure.II.22 : Principe de mesure du G.D. des dispositifs avec le ATSP.....	53
Figure.II.23 : Combinaison des composants permettant de décaler les deux canaux de 100 ps.....	54

Figure.II.24 : Schéma de liaison entre les modules du ParBERT pour la synchronisation des signaux injectés dans le système de multiplexage.	55
Figure.II.25 : Spectre mesuré de la source ASE.....	56
Figure.II.26 : Signal en sortie du système de multiplexage expérimental pour une séquence de données du type '111...'.....	57
Figure.II.27 : Diagramme de l'œil en sortie du système de multiplexage expérimental pour différents gains du EDFA.....	58
Figure.II.28 : Diagramme de l'œil en sortie du système de multiplexage expérimental à 2×2.5 Gb/s avec la source ASE.....	58
Figure.II.29 : Schéma de l'interféromètre déséquilibré introduisant un retard τ entre ses deux bras.....	59
Figure.II.30 : Formes temporelles des champs optiques à différents niveaux du système de multiplexage à deux utilisateurs.....	60
Figure.II.31 : Schéma de montage de mesure de la largeur de raie d'une source laser d'après [17].....	64
Figure.II.32 : Mesure de la largeur de raie d'un laser avec le montage auto-hétérodyne, et extrapolation de la courbe mesurée [17].....	65
Figure.II.33 : Diagramme de l'œil en sortie du système de multiplexage expérimental avec la source laser pour différentes valeurs de ΔV	65
Figure.II.34 : Diagramme de l'œil en sortie du système de multiplexage expérimental avec la source laser, pour des tensions de polarisation autour de V_{DC_0}	66
Figure.II.35 : Écart relatif sur le facteur Q mesuré en fonction des valeurs de ΔV	67
Figure.II.36 : Diagramme de l'œil mesuré en sortie du système de multiplexage avec.....	
(a) la source ASE. (b) la source laser.....	69
Figure.II.37 : Exemple de spectre du RIN d'une source laser.....	70
Figure.II.38 : Densité de courant de bruit total σ_{total} , dans une bande de 1 Hz en fonction du courant moyen généré I_{DC}	71
Figure.II.39 : Schéma de mesure du RIN des sources optiques.....	72
Figure.II.40 : Mesure de RIN des sources ASE et DFB.....	73
Figure.II.41 : Courbes T(V) des modulateurs des utilisateurs.....	
(a) MZM_89188. (b) MZM_89187. (c) MZM_89184.....	75
Figure.II.42 : Combinaison des composants réalisant le multiplexage temporel de 3 canaux décalés de 100 ps.....	76
Figure.II.43 : Diagramme de l'œil en sortie du système de multiplexage expérimental avec 3 utilisateurs.....	77
Figure.II.44 : Structure d'un modulateur d'intensité Dual Drive (D.D.).....	78
Figure.II.45 : Amplitude du train de pulses généré par le modulateur MZM_75630.....	
(a) en Single Drive. (b) en Dual Drive.....	79
Figure.II.46 : Schéma de simulation sous OptiSystem de la génération du train de pulses par le modulateur MZM_75630 en D.D.....	80
Figure.II.47 : Pulse optique simulé en sortie du MZM_75630 pour différentes valeurs d'écart temporel entre les signaux V_{RF1} et V_{RF2}	80
Figure.II.48 : Schéma de principe de mesure avec le VNA.....	81
Figure.II.49.a : Réponse en phase du paramètre S_{12} après annulation. Câble 1.....	82
Figure.II.49.b : Réponse en phase du paramètre S_{12} après annulation. Câble 2.....	82
Figure.II.50 : Train de pulses expérimental en sortie du MZM_75630. (a) en S.D. (b) en D.D.....	83
Figure.II.51 : Diagramme de l'œil mesuré en sortie du système de multiplexage à 3×2.5 Gb/s.....	
(a) MZM_75630 en S.D. (b) MZM_75630 en D.D.....	83
Figure.II.52 : Diagramme de l'œil mesuré en sortie du système de multiplexage à 3×2.5 Gb/s.....	
(a) configuration SD_SD. (b) configuration DD_SD. (c) configuration DD_DD.....	85
Figure.III.1 : Schéma de principe du dispositif TPMZ [4].....	91
Figure.III.2 : Différentes configurations de commutation.....	
(a) configuration conventionnelle. (b) configuration à gain transparent. (c) configuration à gain décalé [4].....	91
Figure.III.3 : Courbe de variation du gain du SOA au passage du pulses de contrôle, et forme temporelle des pulses transmis (non démultiplexés). (a) configuration conventionnelle. (b) configuration à gain transparent. (c) configuration à gain décalé [4].....	92
Figure.III.4 : Schéma simplifié du dispositif TPMZ.....	92
Figure.III.5 : Réponse temporelle (a) en gain et (b) en phase du SOA au passage du pulse de contrôle [1].....	95
Figure.III.6.a : Simulations des variations décalées des gains des SOAs, au passage des pulses de contrôle.....	96
Figure.III.6.b : Simulations des variations décalées des phases des SOAs, au passage des pulses de contrôle.....	96
Figure.III.7 : Fenêtre de commutation simulée à la sortie du port #1 du dispositif pour un gain constant et variable des SOAs.....	97
Figure.III.8 : Pulse démultiplexé à partir du train de pulse dans les cas des gains des SOAs constants et variables.....	98

Figure.III.9 : Courbe de variation du gain du SOA commercial avec la longueur d'onde.....	102
Figure.III.10 : Principe de déduction de la réponse en gain du SOA	103
Figure.III.11 : Schéma de simulation sous COMSIS permettant de déduire la courbe de réponse en gain du SOA.	104
Figure.III.12 : Réponse en gain du SOA pour les valeurs retenues de a_0 et P_m	104
Figure.III.13 : Réponse en gain du SOA en fonction du paramètre N_0	105
Figure.III.14 : Principe de déduction de la réponse en phase du SOA.....	107
Figure.III.15 : Schéma de simulation sous COMSIS de la courbe de réponse en phase du SOA.....	108
Figure.III.16 : Réponse en phase $\Delta\phi$ du SOA en fonction de α_H	109
Figure.III.17 : Paramètres caractérisant la variation de phase du SOA.....	109
Figure.III.18 : Courbe de variation de $\delta\phi$ avec la longueur d'onde du pulse de contrôle $\lambda_{\text{contrôle}}$	111
Figure.III.19 : Réponses (a) en gain $G_i(t)$ et (b) en phase $\phi_i(t)$ des SOAi obtenues sous COMSIS.....	114
Figure.III.20 : Fenêtres de transition créées en sortie du TPMZ.....	115
(a) au niveau du port #1 (canal extrait). (b) au niveau du port #2 (canaux transmis).....	115
Figure.III.21 : Simulations des puissances optiques au niveau des différents ports du TPMZ.....	116
(a) Entrée du dispositif. (b) sortie Port #1 (canal extrait : Ch. 2).....	116
(c) sortie Port #2 (canaux restant : Ch. 1, Ch. 3, Ch. 4.). Le bit à extraire est un '1'.	116
Figure.III.22 : Simulations des puissances optiques au niveau des différents ports du TPMZ (a) Entrée du dispositif. (b) sortie Port #1 (canal extrait : Ch. 2) (c) sortie Port #2 (canaux restant : Ch. 1, Ch. 3, Ch. 4.). Le bit à extraire est un '0'.....	117
Figure.III.23 : Fonctions d'ondes des porteurs dans un matériau semi-conducteur sous l'effet d'un champ extérieur.....	119
Figure.III.24 : Diagramme de niveaux d'énergies d'un puit quantique. (a) sans la présence d'un champ électrique externe F. (b) sous l'effet d'un champ électrique F.....	120
Figure.III.25 : Variation du spectre d'absorption sous l'effet d'un champs électrique F, dans les structures à puits quantiques.....	120
Figure.III.26.a : Variation du rapport cyclique avec n [16].....	124
Figure.III.26.b : Variation du rapport cyclique avec V_0 [16].	124
Figure.III.27 : Boitier représentant le modèle de l'EAM sous COMSIS.	124
Figure.III.28 : Pertes par insertion en mesurées en fonction de la tension de commande pour le composant EAM commercial du fabricant CIP.	125
Figure.III.29 : Modèle de simulation du EAM sous Optisystem.....	127
Figure.III.30 : Schéma de simulation pour générer la fenêtre de transmission dans l'EAM.....	128
Figure.III.31 : Variation des pertes d'insertion en fonction de la tension pour (a) AMS_EAM et (b) OKI_EAM	129
Figure.III.32 : Fenêtres de transmission optiques simulées pour différentes configurations de la tension de commande, pour le AMS_EAM.	130
Figure.III.33 : Fenêtres de transmission optiques simulées pour différentes configurations de la tension de commande, pour le OKI_EAM.....	130
Figure.III.34 : Signal optique en sortie du système de multiplexage expérimental.....	133
Figure.III.35 : Schéma de simulation du système de multiplexage.....	133
Figure.III.36 : Signal optique en sortie du système de multiplexage simulé.....	134
Figure.III.37 : Schéma de simulation du système de démultiplexage.....	135
Figure.III. 38 : Simulation du système de démultiplexage basé sur l'EAM. (a) : signal en entrée du système de démultiplexage. (b) : signal en sortie CH_1. (c) : signal en sortie CH_2. (d) : signal en sortie CH_3.....	136
Figure.IV.1 : Principe de génération de la fenêtre de transmission avec l'EAM.	142
Figure.IV.2 : Signal optique mesuré en sortie de l'EAM.....	143
Figure.IV.3 : Contrôle de la position temporelle de la fenêtre de transmission mesurée.....	144
Figure.IV.4 : Synchronisation entre les parties multiplexage et démultiplexage du système de transmission....	144
Figure.IV.5 : Diagrammes de l'œil expérimentaux des 3 canaux démultiplexés.....	146
(a) signal en sortie du système de multiplexage (b) signal en sortie du EAM selon le canal choisi.	146
Figure.IV.6 : Schéma de mesure expérimentale du TEB des 3 canaux démultiplexés du système.....	147
Figure.IV.7 : TEB mesuré pour les 3 canaux en fonction de la puissance optique moyenne P_{opt}	147
Figure.IV.8 : TEB mesuré en fonction de l'écart ΔV par rapport à V_{DC_0}	148
Figure.IV.9 : TEB mesuré en utilisant les deux sources DFB et ASE.	149

Liste des tableaux

Tableau.I.1 : Caractéristiques du train de pulses générés par une MLLD.....	14
Tableau.II.1 : Modules disponibles à la plateforme PLATEST pour l'Agilent ParBERT 8150.....	39
Tableau.II.3 : Valeurs des paramètres caractéristiques des MZMs.....	46
Tableau.II.2 : Pertes par insertion mesurées pour les deux coupleurs.....	46
Tableau.II.3 : Caractéristiques de l'EDFA commercial utilisé dans le système de multiplexage.....	48
Tableau.II.4 : Caractéristiques de la fibre SMF utilisée dans la simulation.....	49
Tableau.II.5 : Variations du facteur Q avec la tension de polarisation continue du MZM_75630.....	52
Tableau.II.6 : Valeurs des G.D. mesurés avec le ATSP.....	54
Tableau.II.7 : Évolution du paramètre ΔP_{10} en fonction du point de polarisation continue du MZM_75630.....	57
Tableau.II.8 : Évolution du facteur Q en sortie du système de multiplexage expérimental en fonction du gain du EDFA.....	58
Tableau.II.9 : Valeurs des paramètres caractéristiques des MZM_89188, MZM_89187 et MZM_89184.....	75
Tableau.II.10 : Valeurs des G.D. mesurés des composants utilisés dans le système de multiplexage à 3 utilisateurs (mesurés avec le ATSP).....	76
Tableau.II.11 : Trajets optiques globaux des 3 canaux dans le système de multiplexage à 3x2.5 Gb/s.....	77
Tableau.II.12 : Élargissement du pulse généré en fonction de l'écart Δt	81
Tableau.II.13 : Mesures des G.D des deux câbles avec le VNA.....	82
Tableau.II.14 : Amélioration du facteur Q en sortie du système de multiplexage à 3x2.5 Gb/s par utilisation du MZM_75630 en D.D.....	84
Tableau.II.15 : Mesures des G.D des câbles utilisés pour les modulateurs des utilisateurs.....	84
Tableau.II.16 : Tensions de polarisations continues expérimentales appliquées aux modulateurs d'intensité en D.D.....	84
Tableau.II.17 : Amélioration du facteur Q en sortie du système de multiplexage à 3x2.5 Gb/s avec la configuration DD_DD.....	85
Tableau.III.1 : Paramètres de simulation du modèle de SOA sous COMSIS.....	100
Tableau.III.2 : Paramètres de simulation imposés par le modèle du SOA commercial.....	101
Tableau.III.3 : Paramètres du pulse de contrôle.....	102
Tableau.III.4 : Paramètres à varier pour la réponse en gain du SOA.....	103
Tableau.III.5 : Valeurs retenues pour a_0 et P_m	104
Tableau.III.6 : Résumé de l'ensemble des valeurs retenues pour la variation du gain du SOA.....	106
Tableau.III.7 : Paramètres à varier pour la réponse en phase du SOA.....	107
Tableau.III.8 : Résultat de variation des paramètres de la réponse en phase en fonction des valeurs de α_H	110
Tableau.III.9 : Paramètres du pulse de contrôle lors de la variation de sa longueur d'onde.....	110
Tableau.III.10 : Variation de $\delta\phi$ avec la longueur d'onde du pulse de contrôle $\lambda_{\text{contrôle}}$	110
Tableau.III.11 : Variation de $\delta\phi$ en fonction de N_{th}	112
Tableau.III.12 : Variation de $\delta\phi$ avec la puissance crête du pulse de données.....	112
Tableau.III.13 : Valeurs finales pour l'ensemble des paramètres du dispositif de démultiplexage.....	113
Tableau.III.14 : Ports du modèle représentant l'EAM sous OptiSystem.....	127
Tableau.III.15 : Paramètres du modèle représentant l'EAM sous OptiSystem.....	127
Tableau.III.16 : Paramètres de la source laser utilisée sous OptiSystem.....	128
Tableau.III.17 : Variations du rapport cyclique de la fenêtre générée avec la fréquence du signal électrique de commande de l'EAM.....	128
Tableau.III.18 : Caractéristiques de la fenêtre de transmission générée avec AMS_EAM pour différentes configurations du signal électrique de commande.....	131
Tableau.III.19 : Caractéristiques de la fenêtre de transmission générée avec OKI_EAM pour différentes configuration du signal électrique de commande.....	131
Tableau.IV.1 :Caractéristiques des diagrammes de l'œil des canaux démultiplexés.....	145

Annexe A

Le fonctionnement du modulateur Mach-Zehnder

Le modulateur d'intensité Mach-Zehnder à deux bras est un composant essentiel dans le système de transmission que nous présentons.

Le fonctionnement de ce composant est basé sur un effet optoélectronique qui est l'effet Pockels dans les matériaux non-centrosymétrique. Nous présentons dans cette annexe cet effet, ainsi que le principe de fonctionnement du modulateur d'intensité Mach-Zehnder.

VIII L'effet Pockels

L'effet Pockels est basé sur l'interaction entre le champ électrique dans un matériau et son indice de réfraction. Quand on applique un champ électrique E sur un matériau avec un indice de réfraction n , on observe alors un changement d'indice de réfraction Δn , qui a pour expression :

$$\Delta n = r_{(1)}E + r_{(2)}E^2 + r_{(3)}E^3 + \dots \quad (eq.A.1)$$

$r_{(i)}$ sont des constantes d'interaction. Le premier terme, $r_{(1)}E$, décrit l'effet Pockels. Sa contribution est la plus grande dans la valeur de la valeur de Δn . Le second terme, $r_{(2)}E^2$, exprime l'effet Kerr, et peut être négligé dans notre cas.

L'indice de réfraction dans un matériau non-centrosymétrique peut être décrit comme :

$$\left(\frac{1}{n^2}\right)_1 x^2 + \left(\frac{1}{n^2}\right)_2 y^2 + \left(\frac{1}{n^2}\right)_3 z^2 + 2\left(\frac{1}{n^2}\right)_4 yz + 2\left(\frac{1}{n^2}\right)_5 xz + 2\left(\frac{1}{n^2}\right)_6 xy = 1 \quad (eq.A.2)$$

Cette équation est celle d'un volume représentant les valeurs d'indices de réfraction pour les différentes polarisations de la lumière incidente.

Le changement d'indice de réfraction en présence d'un champ électrique $\vec{E} = (E_1, E_2, E_3)$ est décrit par :

$$\Delta\left(\frac{1}{n^2}\right)_i = \sum_{j=1}^3 r_{ij} E_j \quad (eq.A.3)$$

Avec r_{ij} les coefficients du tenseur électro-optique du matériau utilisé. Le changement d'indice dépendra donc du matériau utilisé, ainsi que de la polarisation du champ électrique qui lui est appliqué.

IX L'Effet Pockels dans le matériau LiNbO₃

Les modulateur Mach-Zehnder présentés dans notre chaîne de transmission utilisent comme matériau le Niobate Lithium (LiNbO₃), polarisé dans la direction cristallographique z . La Figure.A.1 présente le schéma d'un guide optique en LiNbO₃, soumis à un champ électrique E_z créé par la tension $V(t)$ entre ses électrodes. La Figure.A.1 représente également les lignes de champs du champ E_z .

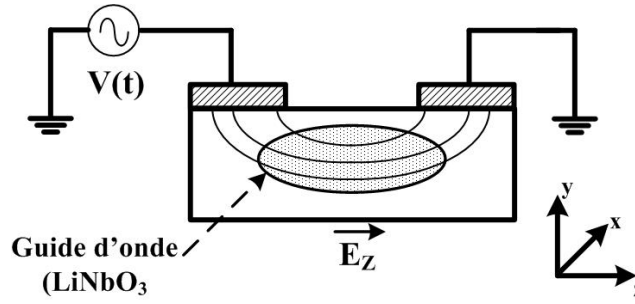


Figure.A.1 Schéma d'un guide d'onde optique soumis à un champ électrique E_z

Quand le champ électrique appliqué est nul, l'indice de réfraction est décrit par :

$$\frac{x^2}{n_0^2} + \frac{y^2}{n_0^2} + \frac{z^2}{n_e^2} = 1, \text{ avec } n_0 = 2.22 \text{ et } n_e = 2.146 \quad (\text{eq.A.4})$$

Si une tension est appliquée entre les électrodes, le champ électrique dans le guide d'onde sera orienté selon l'axe z : $\vec{E} = E_z \cdot \vec{e}_z$. Le tenseur des coefficients électro-optiques pour le LiNbO₃ est :

$$r_{ij} = \begin{pmatrix} 0 & -r_{22} & r_{13} \\ 0 & r_{22} & r_{13} \\ 0 & 0 & r_{33} \\ 0 & r_{51} & 0 \\ r_{51} & 0 & 0 \\ -r_{22} & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{eq.A.5})$$

En appliquant l'équation eq.A.3, le nouvel indice de réfraction est décrit par :

$$x^2 \left(\frac{1}{n_0^2} + r_{13} E_z \right) + y^2 \left(\frac{1}{n_0^2} + r_{13} E_z \right) + z^2 \left(\frac{1}{n_e^2} + r_{33} E_z \right) = 1 \quad (\text{eq.A.6})$$

Pour le LiNbO₃ on a : $r_{13} = 10 \text{ pm / V}$
 $r_{33} = 33 \text{ pm / V}$

La Figure.A.2 représente l'indice de réfraction avant et après application d'un champ électrique au guide d'onde. La lumière incidente est modulée selon l'axe de polarisation électrique.

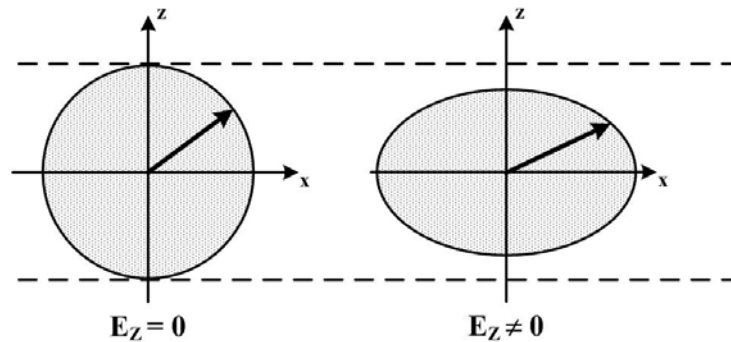


Figure.A.2 : Changement d'indice de réfraction dans le matériau LiNbO₃ en présence d'un champ électrique.

Le changement résultant de l'indice de réfraction dans la direction z , sous l'effet du champ électrique selon l'axe Z est :

$$\begin{aligned}\Delta n_z &= n_z - \frac{n_z}{\sqrt{1 + r_{13} E_z n_z^2}} \\ &\approx n_z - n_z + \frac{1}{2} n_z^3 r_{13} E_z \\ &= -\frac{1}{2} n_z^3 r_{13} E_z\end{aligned}\quad (eq.A.7)$$

X Changement de phase et interférences

Le changement d'indice implique un changement de phase (introduction d'un retard) de la lumière qui traverse le guide d'onde. Pour une onde optique polarisée selon l'axe z , le déphasage vaut :

$$\Delta\phi = \Delta n_z \frac{2\pi}{\lambda} \quad (eq.A.8)$$

$$= -\frac{\pi L}{\lambda} n_z^3 r_{13} E_z \quad (eq.A.9)$$

La Figure.A.3 représente le schéma d'un modulateur Mach-Zehnder à deux bras, dont les guides optiques sont soumis à des tensions $V_{RF1}(t)$ et $V_{RF2}(t)$ respectivement.

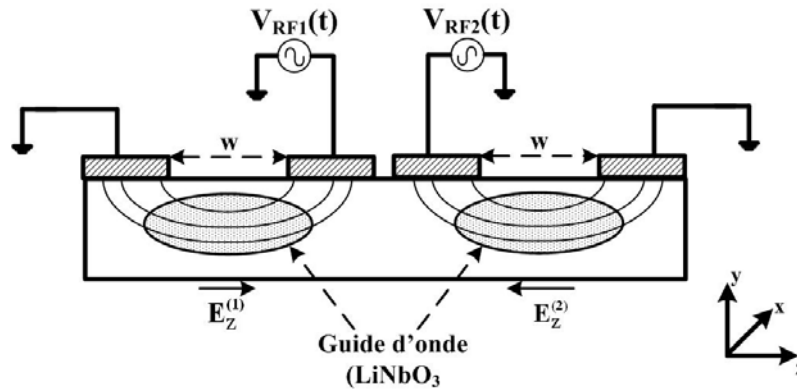


Figure.A.3 Schéma d'un modulateur Mach-Zehnder à deux bras

Avec w la distance entre l'électrode à laquelle est appliquée la tension $V_{RFi}(t)$ et l'électrode de la masse. Chaque guide d'onde est soumis à un champ électrique $E_z^{(i)}$, qui va moduler l'onde optique dans ce guide par un indice selon la tension $V_{RFi}(t)$ appliquée à l'électrode correspondante, avec $i = \{1 ; 2\}$.

Dans le système de transmission étudié, les signaux $V_{RF1}(t)$ et $V_{RF2}(t)$ sont respectivement remplacés par le signal de données binaires $V_{DATA}(t)$ et son signal complémentaire $V_{\overline{DATA}}(t)$, (Figure.A.4). Le modulateur d'intensité fonctionne ainsi en mode Dual Drive.

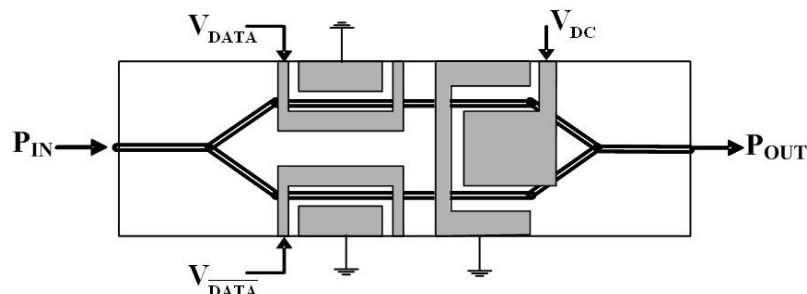


Fig. A.4 Fonctionnement du modulateur Mach-Zehnder en 'Dual Drive'

L'onde optique issue de la source laser est polarisée selon l'axe z. Elle peut être représentée par une onde plane polarisée selon l'axe z :

$$\vec{E}(\omega, t) = E_z \cdot e^{j(\omega t - \vec{k} \cdot \vec{r})} \cdot \vec{e}_z \quad (eq.A.10)$$

ω est la fréquence optique de la lumière, et \vec{k} le vecteur d'onde.

Dans notre cas, la lumière se propage dans la direction de l'axe x, donc $\vec{k} = (k_x, 0, 0)$. L'équation eq.A.10 devient alors :

$$\vec{E}_{opt}(\omega, t) = E_{0\ opt} \cdot e^{j(\omega t - k_x \cdot x)} \cdot \vec{e}_z \quad \text{avec } k_x = -\frac{2\pi}{\lambda} n \quad (eq.A.11)$$

L'intensité optique due à cette onde vaut alors :

$$I = \varepsilon_0 \cdot c \cdot \langle E \cdot E^* \rangle \quad (eq.A.12)$$

c est la vitesse de la lumière et ε_0 est la constante diélectrique. Un coupleur 3 dB divise cette onde sur les deux bras du modulateur. En supposant que la polarisation reste confinée selon l'axe z. Les deux ondes optiques dans les deux bras s'expriment alors par :

$$E_{1opt}(\omega, t) = E_{0\ 1opt} \cdot e^{j(\omega t - k_1 \cdot x)} \quad (eq.A.13)$$

$$E_{2opt}(\omega, t) = E_{0\ 2opt} \cdot e^{j(\omega t - k_2 \cdot x)} \quad (eq.A.14)$$

Chaque faisceau est guidé dans un guide optique avec des indices de réfraction respectifs n_1 et n_2 et de longueur L. Un déphasage, dont l'expression est donnée par l'équation eq.A.7, est introduit dans chaque bras quand on applique un champ électrique. Le champ résultant de ce déphasage a pour expression dans les bras 1 et bras 2 respectivement :

$$E_{1opt}(\omega, t) = E_{0\ 1opt} \cdot e^{j(\omega t - \Delta\phi_1)} \quad (eq.A.15)$$

$$E_{2opt}(\omega, t) = E_{0\ 2opt} \cdot e^{j(\omega t - \Delta\phi_2)} \quad (eq.A.16)$$

avec

$$\Delta\phi_1 = -\frac{\pi L}{\lambda} n_z^3 r_{13} E_z^{(1)} \quad (eq.A.17)$$

$$\Delta\phi_2 = -\frac{\pi L}{\lambda} n_z^3 r_{13} E_z^{(2)} \quad (eq.A.18)$$

$E_z^{(1)}$ et $E_z^{(2)}$ sont les champs électriques décrits dans la Figure.A.3. En utilisant l'expression $\vec{E} = -\overrightarrow{grad}(V)$, on peut décrire le déphasage résultant entre les deux bras. $\overrightarrow{grad}(V)$ représente le gradient de variation de la tension V.

$$E_z^{(1)} = \frac{V_{RF1}(t)}{w} \Gamma \quad (eq.A.19)$$

$$E_z^{(2)} = \frac{V_{RF2}(t)}{w} \Gamma \quad (eq.A.19)$$

Γ est un coefficient de confinement, de valeur inférieure à 1, qui prend en compte l'homogénéité du champ électrique dans le guide (Figure.A.3). Le déphasage entre les deux bras s'écrit alors :

$$\begin{aligned}\Delta\phi_1 - \Delta\phi_2 &= -\frac{\pi L}{\lambda w} n_z^3 \cdot r_{13} \cdot \Gamma \cdot (V_{RF1}(t) - V_{RF2}(t)) \\ &= -\frac{\pi L}{V_\pi} \cdot (V_{RF1}(t) - V_{RF2}(t))\end{aligned}\quad (eq.A.21)$$

avec

$$V_\pi = -\frac{\lambda \cdot w}{n_z^3 \cdot r_{13} \cdot \Gamma} \quad (eq.A.22)$$

V_π est appelée tension d'extinction.

Les deux ondes interfèrent et l'intensité résultante en sortie du dispositif vaut alors :

$$\begin{aligned}I_{tot} &= \varepsilon_0 \cdot c \cdot \left\langle (E_z^{(1)} + E_z^{(1)}) \cdot (E_z^{(1)} + E_z^{(1)})^* \right\rangle \\ &= \varepsilon_0 \cdot c \cdot \left(\left\langle E_z^{(1)} \cdot E_z^{(1)*} \right\rangle + \left\langle E_z^{(2)} \cdot E_z^{(2)*} \right\rangle + 2 \left\langle E_z^{(1)} \cdot E_z^{(2)*} \right\rangle \right) \\ &= I_1 + I_2 + 2 \cdot \sqrt{I_1 \cdot I_2} \cos(\Delta\phi_1 - \Delta\phi_2) \\ &= \frac{I_0}{2} (1 + \cos(\Delta\phi_1 - \Delta\phi_2)) \\ &= \frac{I_0}{2} \cdot \cos^2 \left(\frac{\pi}{2 \cdot V_\pi} \cdot (V_{RF1}(t) - V_{RF2}(t)) \right)\end{aligned}\quad (eq. A.23)$$

Avec $I_1 = I_2 = I_0/4$

La fonction de transfert résultante pour un modulateur idéal est donc :

$$\frac{P_{out}(t)}{P_{in}} = \cos^2 \left(\frac{\pi}{2 \cdot V_\pi} \cdot (V_{RF1}(t) - V_{RF2}(t)) \right) \quad (eq. A.24)$$

- P_{in} : la puissance optique à l'entrée du modulateur.
- $P_{out}(t)$: la puissance optique à la sortie du modulateur.

Dans le cas réel, on doit tenir compte des pertes d'insertion du modulateur. En superposant aux deux tensions $V_{RF1}(t)$ et $V_{RF2}(t)$ la tension de polarisation continue V_{DC} (Figure.A.4), on obtient l'expression finale de la fonction de transfert :

$$\frac{P_{out}(t)}{P_{in}} = \alpha \cdot \cos^2 \left(\frac{\pi}{2 \cdot V_\pi} \cdot (V_{DC} + V_{RF1}(t) - V_{RF2}(t)) \right) \quad (eq. A.25)$$

- α : les pertes d'insertion du modulateur
- V_{DC} : la tension de polarisation continue.

LISTE DES PUBLICATIONS

Revue Internationale

- K. Merzouk, Y. Le Guennec, B. Cabon, “Bit error rate study of a low cost OTDM system based on a coherent source,” *Journal of the European Microwave Association*, Vol. 4; pp. 352–356, December 2007.

Conférences Internationales avec Actes

- H. G. Nguyen, K. Merzouk, R. Gary, B. Cabon, S.B. Constant, G. Maury and Y. Le Guennec, “IR-UWB Transmission in 40-GHz-Band using Optical Conversion by Cascaded Modulators,” *IEEE International Topical Meeting on Microwave Photonics MWP 2007*, pp. 100-103, Victoria, BC, Canada, October 2007.
- K. Merzouk, Y. Le Guennec, B. Cabon, “Low cost 10 Gb/s OTDM system,” *IEEE International Symposium on Signals, Systems, and Electronics ISSSE 2007*, pp. 279-289, Montreal, Canada, August 2007
- K. Merzouk, Y. Le Guennec, B. Cabon, “Optical time-domain multiplexing using low cost devices,” *ISIS International Workshop 2006 on Emerging Optical Microwave, Millimeter-Wave and Terahertz Technologies*, Boppard am Rhein, Germany, June 2006.

Conference Nationale avec Actes

- K. Merzouk, Y. Le Guennec, B. Cabon, “ Impact du bruit des sources optiques dans un système optique de multiplexage temporel OTDM,” *15^{ème} Journées Nationales Microondes*, pp. 128, Toulouse, France, Mai 2007.

GLOSSAIRE

Sigle	Signification (Anglais)	Signification (français)
ASE	Amplified Spontaneous Emission	Émission spontanée amplifiée
BER	Bit Error Rate	Taux d'erreur binaire
BERT	Bit Error Rate Tester	Testeur de taux d'erreur binaire
CDMA	Code Division Multiple Acces	Accès multiple par répartition de code
DFB	Distributed FeedBack	Laser à rétroaction distribuée
DWDM	Dense Wavelength Division Multiplexing	Multiplexage par répartition en longueur d'ondes dense
EAM	ElectroAbsorption Modulator :	Modulateur à électroabsorption
EDFA	Erbium Doped Fiber Amplifier	Amplificateur à fibre dopée Erbium
FDM	Frequency Division Multiplexing	Multiplexage à répartition fréquentielle
FWHM	Full With at Half Maximum	Largeur à mi-hauteur
FWM	Four Wave Mixing	Mélange quatre ondes
G.D	Groupe Delay	Retard de groupe
IL	Insertion Loss	pertes d'insertion
ITU	International Telecommunication Union	Union international des télécommunications
MLFL	Mode locked Fibre Laser	Laser en fibre à verrouillage de modes
MLLD	Mode locked Diode Laser	Diode laser à verrouillage de modes
MQW	Multi Quantum Wells	Puits quantiques multiples
MZM	Mach-Zehnder Modulator	Modulateur Mach-Zehnder

Sigle	Signification (Anglais)	Signification (français)
NRZ	No Return to Zero	Non retour à zéro
OCDM	Optical Code Division Multiplexing	Multiplexage optique à répartition de code
OTDM	Optical Time Division Multiplexing	Multiplexage optique à répartition temporelle
PDH	Plesiochronous Digital Hierarchy	Hiérarchie numérique plésiochrone
PPG	Pseudorandom Patern Generator	Générateur de séquence pseudo-aléatoire
PRBS	Pseudorandom Bit Sequence	Séquence binaire pseudo-aléatoire
RIN	Relative Intensity Noises	Bruit d'intensité relatif
ROF	Radio Over Fibre	Radio sur fibre
RZ	Return to Zero	Retour à zéro
SDH	Synchronous Digital Hierarchy	Hiérarchie numérique synchrone
SMF	Single Mode Fibre	Fibre monomode
SNR	Signal to Noise Ratio	Rapport signal à bruit
SOA	Semi-conducteur Optical Amplifier	Amplificateur optique à semi-conducteur
SONET	Synchronous Optical Network	Réseau optique synchrone
TDM	Time Division Multiplexing	Multiplexage à répartition temporelle
VNA	Vector Network Analyser	Analyseur de réseau vectoriel
WDM	Wavelength Division Multiplexing	Multiplexage à répartition de longueur d'onde
XPM	Cross Phase Modulation	Modulation de phase croisée

RESUME

L'objectif de cette thèse est de réaliser un système de transmission optique bas coût en multiplexage temporel (OTDM), pour un débit global de 10 Gb/s. Le train de pulses optique nécessaire au système a été généré par modulation externe d'une source optique continue, avec un modulateur d'intensité. Les simulations ont été concluantes quant à la faisabilité du système étudié. Une étude théorique a permis de résoudre le problème lié aux interférences cohérentes dues à la nature de la source utilisée. Les performances du système de multiplexage expérimental ont été comparées pour deux sources optiques différentes. Le démultiplexage est réalisé avec un modulateur à électroabsorption (EAM). Des valeurs de Taux d'Erreur Binaire (TEB) inférieures à 10^{-10} ont été obtenues expérimentalement sur chaque canal extrait. Le système est adapté pour une combinaison avec la technique de multiplexage en longueur d'onde (WDM).

MOTS-CLES

Transmission optique, multiplexage temporel, modulateur d'intensité, source laser, source à émission spontanée amplifiée, interférences cohérentes, modulateur à électro-absorption, démultiplexage temporel, taux d'erreur binaire.

TITLE

Study of a low-cost optical time division multiplexing system.

ABSTRACT

The aim of this thesis is to develop a low-cost 10 Gb/s optical time division multiplexing system (OTDM). The required optical pulse train for the system has been generated by external modulation of an optical source continues, with an intensity modulator. Simulations demonstrated the feasibility of the studied system. A theoretical study solved the problem of interferences due to the coherent nature of the used source. The performances of the experimental multiplexing system were compared for two different optical sources. The demultiplexing is made with an electroabsorption modulator (EAM). Values of Bit Error Rate (BER), below 10^{-10} , have been achieved experimentally, for each extracted channel. The designed system is compatible the wavelength division multiplexing (WDM) technology.

Key words

Optical transmission - Time domain multiplexing – Intensity modulator – laser source – Amplified Spontaneous Emission source – Coherent interferences – Electro-absorption modulator – Time domain demultiplexing – Bit error rate.
