

UNIVERSITE DE LIMOGES

THESE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

Discipline : Télécommunications Hautes Fréquences et Optiques

Simulation de systèmes de télécommunications par fibre optique à 40 Gbits/s

Présentée et soutenue publiquement par

Jean-Louis VERNEUIL

Le vendredi 21 novembre 2003

Président :	VERDEYME S.	Professeur à l'Université de Limoges
Rapporteurs :	BOISROBERT C.	Professeur à l'Université de Nantes
	LABAT N.	Professeure à l'Université de Bordeaux I
Examineurs :	AUPETIT-BERTHELEMOT C.	Maître de Conférences à l'ENSIL, Université de Limoges
	BECHOU L.	Maître de conférences à l'Université de Bordeaux I
	DUMAS J.M.	Professeur à l'ENSIL, Université de Limoges
	GOSSELIN S.	Ingénieur de Recherche à France Télécom R&D, Lannion
	RODRIGUES V.	Ingénieur de Développement à AVANEX, Nozay

REMERCIEMENTS

Ce mémoire de thèse est le résultat de trois années d'un travail effectué au sein du Groupe d'Etude des Systèmes de Télécommunications de l'ENSIL (G.E.S.T.E.). Pour cela, je remercie Monsieur Claude FRAY, directeur de l'E.N.S.I.L., de m'avoir accueilli dans ses locaux afin de me permettre de mener à bien cette thèse.

Je souhaite tout particulièrement exprimer ma reconnaissance à mon directeur de thèse, Monsieur Jean-Michel DUMAS, Professeur à l'ENSIL, pour la confiance qu'il m'a témoigné en m'accueillant au sein de son équipe et accordé tout au long de ces trois années de recherche.

Je remercie également très sincèrement Madame Christelle AUPETIT-BERTHELEMOT, Maître de Conférences à l'ENSIL, qui a co-encadré cette étude, pour son soutien amical et professionnel, sa grande disponibilité et son aide permanente au cours de ce travail.

Je suis également reconnaissant à Monsieur Serge VERDEYME, Professeur à l'Université de Limoges, pour l'intérêt qu'il a accordé à ce travail en acceptant de le juger et de présider le jury.

Je remercie Madame Nathalie LABAT, Professeur à l'Université de Bordeaux I et Monsieur Christian BOISROBERT, Professeur à l'Université de Nantes, d'avoir accepté le rôle de rapporteurs. L'intérêt qu'ils ont manifesté a permis d'apporter un regard extérieur critique et intéressant sur le sujet.

Je tiens à témoigner toute ma reconnaissance à Monsieur Laurent BECHOU, Maître de Conférences à l'Université de Bordeaux I, Monsieur Stéphane GOSSELIN, Ingénieur à France Telecom R&D, et Monsieur Victor RODRIGUES, Ingénieur à AVANEX, qui m'ont apporté de judicieux conseils lors de mes travaux de recherche, et qui ont accepté les rôles d'examineurs.

Mes remerciements s'adressent aussi à tous les partenaires du Projet RNRT ERMIONE, pour toutes leurs remarques objectives qui m'ont permis d'avancer dans cette étude, et leur gentillesse permanente.

Un grand merci également à tous mes collègues de l'ENSIL, enseignants, chercheurs, doctorants, ... pour leur sympathie et convivialité au sein du laboratoire. Je n'oublie pas non plus Madame Anne MIGAN-DUBOIS, qui m'a apporté son aide précieuse lors de ma première année et permis de débiter avec de bonnes bases mes trois années de thèse.

Pour finir, je tiens à remercier ma famille et mes parents en particulier pour m'avoir permis de poursuivre mes études et pour leurs soutiens.

Résumé

Simulations de systèmes de télécommunications par fibre optique à 40 Gbits/s

Une solution, pour l'optimisation d'un système, est de procéder à des caractérisations et des mesures itératives sur un démonstrateur. Cependant, cette méthode est coûteuse en temps et en argent. Les outils de simulation peuvent donc constituer une aide précieuse à la décision pour obtenir rapidement des solutions aussi bien au niveau de l'architecture du système, de sa pérennité que de l'intégration des composants dans celui-ci.

Dans cette étude, la simulation système a été utilisée pour (i), optimiser une liaison optique à 40 Gbits/s en multiplexage électronique temporel (ETDM) et (ii), évaluer l'impact des dérives des paramètres des composants sur les performances des systèmes optiques.

Cette procédure a été appliquée dans le cadre du projet RNRT "♦ERMIONE" et d'une Action Spécifique CNRS, dans les futures liaisons à 40 Gbits/s ETDM destinées au réseau de transport. Elle repose sur les étapes suivantes :

- 1- Définition et simulation d'une liaison de base idéale à 40 Gbits/s ETDM.
- 2- Optimisation des modèles existants des dispositifs micro-optoélectroniques sur la base de caractérisations réalisées par les partenaires de ERMIONE.
- 3- Implémentation des modèles dans le simulateur.
- 4- Simulations itératives sur la base de différentes architectures de la liaison.
- 5- Simulation de la liaison réelle obtenue et comparaison avec l'expérience.

Les performances intrinsèques de la liaison et les dérives associées au vieillissement des dispositifs ont été évaluées sur le diagramme de l'œil, le taux d'erreur binaire et le facteur de qualité de systèmes dédiés à des réseaux de transport.

Il apparaît à l'issue de cette étude que la simulation système, au travers de la procédure proposée, est un outil d'aide à la conception de ces systèmes, à l'insertion de nouvelles fonctions optiques dans ceux-ci et à leur fiabilité.

♦ERMIONE : *Emetteurs et Récepteurs Micro-optoélectroniques 40 Gbits/s pour les transmissions Optiques Numériques ETDM.*

Abstract

40 Gbits/s fiber-optic telecommunication system simulations.

Characterisations and iterative measurements are one of the solutions for the optimisation of a system. However, this method is time consuming and expensive. So simulations tools can be a precious assistant to obtain quickly some solutions at the level of system structure, of its reliability and the components integration in this system.

In this study, the system simulation is been used for (i) optimising a 40 Gbits/s fiber-optic link and (ii) evaluating the impact of components parameters drifts on optical systems performances.

This procedure has been applied in a French RNRT project, called ERMIONE[♦], and in a CNRS study, destined to the future communications networks 40 Gbits/s links. It is based to following steps :

- 1 – Definition and simulation of a link developed on the basis of the models issued from the selected simulator library.
- 2 – Improvements of several models, taking into account characterisations realised by the ERMIONE partners.
- 3 – Implementation of this improved models in the simulated link.
- 4 – Iterative simulations with different models integration.
- 5 – Simulation of the realistic simulated link and comparison with the experiment.

The quality factor (Q), bit error rate (BER) and eye pattern of the overall link are the simulated system parameters taken into account to evaluate the link performances, the influence of each component on these performances and the impact of components degradations associated with ageing.

At the end of these studies, we can say the system simulator is a tool which help the system conception and the knowledge and expectation of their reliability.

[♦]*ERMIONE : Emetteurs et Récepteurs MIcro-optoélectroniques 40 Gbits/s pour les transmissions Optiques Numériques ETDM (40 Gbits/s micro-optoelectronics transmitters and receivers for ETDM digital transmission).*

SOMMAIRE

INTRODUCTION	15
<u>Chapitre I</u>	
<u>Les réseaux de télécommunications par fibres optiques</u>	19
Introduction	23
I Les systèmes optiques	24
1. Le réseau longue distance (WAN).....	25
2. Le réseau métropolitain (MAN)	26
3. Le réseau local (LAN)	27
II Les techniques de transmission	29
1. Le multiplexage temporel (TDM)	29
1.1. Optique (OTDM).....	30
1.2. Electronique (ETDM)	32
2. Le multiplexage en longueur d'onde (WDM).....	34
2.1. Principe.....	34
2.2. Description.....	35
2.3. Application	35
3. Le multiplexage en longueur d'onde combiné au multiplexage temporel	37
4. L'accès multiple à répartition de codes (CDMA)	37
III Les méthodes d'inscription et de détection de données	38
1. Techniques de modulation.....	38
1.1. La modulation directe	38
1.2. La modulation externe	39
1.3. Conclusion.....	40
2. La détection	40
2.1. La détection directe	41
2.2. La réception hétérodyne	42
2.3. La réception homodyne	42
2.4. Comparaison des détections directe et hétérodyne.....	43
2.5. Le préamplificateur	44
Conclusion.....	46

<u>Chapitre II</u>	
<u>Présentation détaillée des différents composants micro-optoélectroniques constituant la liaison</u>	50
Intoduction	56
I La fibre optique	57
1. Présentation générale des fibres	57
2. L'atténuation.....	61
3. La dispersion chromatique	62
3.1. Définition.....	62
3.2. Effets sur la transmission.....	63
4. La polarisation et la dispersion modale de polarisation	64
5. Les effets non linéaires	65
5.1. Définition.....	65
5.2. L'effet Kerr.....	66
5.3. Les effets Raman et Brillouin.....	67
6. Conclusion.....	67
II Le module d'émission	68
1. Le laser	68
1.1. L'émission stimulée.....	69
1.2. Le résonateur Pérot-Fabry	70
1.3. Le seuil de l'effet laser	71
1.4. La modulation des données	72
1.5. Les oscillations de relaxation	73
1.6. Le régime transitoire.....	74
1.7. Fréquence optique et largeur spectrale.....	76
1.8. La conversion amplitude-fréquence	77
1.9. Le bruit des lasers	78
2. Le circuit de commande	79
3. La modulation externe	79
3.1. Le modulateur Mach-Zehnder	80
3.2. Le modulateur électro-absorbant (MEA)	83
3.3. Le circuit de commande	88
3.4. Conclusion.....	89

III	Le module de réception	90
1.	Le photodétecteur	91
1.1.	Principe de la photodétection	91
1.2.	Caractéristiques d'une photodétection	91
1.3.	Les photodiodes PIN	94
1.4.	Les photodiodes à avalanche	96
1.5.	Conclusion	98
2.	L'amplification électrique	99
3.	Le filtrage	99
4.	La décision.....	100
IV	Composants du bloc de transmission.....	101
1.	Amplification optique	101
1.1.	Généralités sur l'amplification optique	102
1.2.	Les amplificateurs à semi-conducteur (AOSC).....	102
1.3.	Les amplificateurs à fibre dopée (EDFA)	104
1.4.	Les amplificateurs Raman	106
1.5.	Comparaison des amplificateurs	106
1.6.	Utilisation de l'amplificateur optique	107
2.	Les isolateurs	108
3.	Les coupleurs.....	109
4.	Les filtres optiques.....	109
5.	Les multiplexeurs et démultiplexeurs optiques	109
	Conclusion.....	110

<u>Chapitre III</u>	
<u>Du simulateur système au projet ERMIONE</u>	116
Introduction	122
I Le simulateur système COMSIS	123
1. Présentation du logiciel	124
1.1. L'éditeur de schéma-bloc	124
1.2. La bibliothèque	125

2. La simulation	126
2.1. La modélisation du système	126
2.2. L'analyse du système.....	128
2.3. La simulation d'un système.....	129
3. Les résultats de simulation	133
3.1. Les différentes analyses.....	133
3.2. La visualisation et le traitement des résultats	135
II Critères de qualité	143
1. La probabilité d'erreur et le taux d'erreur binaire	143
2. Le facteur Q	145
3. Le diagramme de l'œil.....	146
4. Le rapport signal à bruit	149
5. Comparaisons des critères	150
III Le projet ERMIONE	153
1. Description du projet	153
1.1. Les objectifs du projet	153
1.2. Mise en œuvre et état de l'art	155
1.3. Organisation du projet	156
2. Intégration du travail de thèse dans le projet.....	157
IV Simulation d'une liaison de référence	158
1. La méthodologie de travail utilisée	158
2. Construction de la liaison de référence à 40 Gbits/s	159
2.1. Le schéma - bloc de la liaison de base.....	159
2.2. L'émission	160
2.3. La partie réception	166
2.4. La partie transmission.....	171
3. Evaluation des performances de la configuration de base.....	172
3.1. Visualisation des signaux	172
3.2. Evaluation des performances.....	174
Conclusion.....	176

<u>Chapitre IV</u>	
<u>Les résultats de la simulation</u>	181
Introduction	189
I Intégration des paramètres réels des modules émetteur et récepteur ERMIONE dans le simulateur	190
1. L'émetteur	190
1.1. Le modulateur.....	191
1.2. Les données électriques	204
1.3. Impact des paramètres réels du module émetteur.....	212
2. Le récepteur	213
2.1. La photodiode PIN.....	214
2.2. L'amplificateur électrique	223
2.3. Impact des paramètres réels du module récepteur.....	226
3. Impact de l'ensemble des paramètres des modules ERMIONE.....	228
II Optimisation du module de transmission	230
1. Le support de transmission.....	230
1.1. Nouveau type de fibre optique.....	230
1.2. Nouvelle disposition des fibres optiques	231
1.3. Recherche du point de fonctionnement du modulateur	233
2. La Dispersion Modale de Polarisation (PMD).....	235
2.1. Prise en compte de la PMD en utilisant COMSIS	235
2.2. Premiers résultats de simulations de la PMD	236
2.3. Simulation de la PMD dans la liaison définie dans le projet ERMIONE	238
2.4. Impact de la PMD sur le facteur de qualité en fonction de la longueur de transmission	239
3. L'amplification optique	241
3.1. Principe de fonctionnement de l'Amplificateur à Fibre Dopée à l'Erbium (EDFA) ...	241
3.2. Recherche du fonctionnement optimal de l'EDFA	242
3.3. Insertion d'EDFAs dans la liaison ERMIONE.....	244
3.4. Résultats de la simulation de la liaison ERMIONE avec des EDFA	246
III Simulations finales et comparaison avec les mesures expérimentales	250
1. Recherche de la distance maximale de transmission.....	250

2. Résultats des tests des modules développés dans le projet ERMIONE	252
Conclusion	255
<u>Chapitre V</u>	
<u>La simulation système : une aide à l'étude de la fiabilité des composants</u>	259
Introduction	263
I. Présentation du projet	264
1. Les Sciences et Technologies de l'Information et de la Communication (STIC).....	264
2. L'AS Mécanismes de dégradation des dispositifs à semi-conducteurs composés III-V et SiGe - Impact sur la sécurité de fonctionnement et la fiabilité	265
2.1. Le RTP 31 : Fiabilité des composants et packaging	266
2.2. L'Action Spécifique 108 : "Mécanismes de dégradation des dispositifs à semi-conducteurs composés III-V et SiGe - Impact sur la sécurité de fonctionnement et la fiabilité"	268
3. Contribution de GESTE et de la simulation	268
II. Les dégradations des paramètres du laser	270
1. Etablissement des lois de dégradations	270
1.1. Méthode utilisée	270
1.2. Loi de dégradations	271
2. Présentation de la simulation	273
3. Simulation de la dégradation et impact sur les performances	275
Conclusion	279
Annexes	281
Annexe 1 : Diagrammes de l'œil obtenus en sortie de filtre de réception d'une liaison simulée à 622 Mbits/s avec différents paramètres de couples (a ; n)	282
Annexe 2 : Diagrammes de l'œil obtenus en sortie de filtre de réception d'une liaison simulée à 2,5 Gbits/s avec différents paramètres de couples (a ; n).....	284
CONCLUSION	288
Bibliographie de l'auteur	291
Glossaire	295

INTRODUCTION

Il n'y a pas si longtemps, lorsque les systèmes numériques les plus rapides transmettaient l'information à un débit de 270 Mbits/s, le câble coaxial était parfaitement à même de remplir son rôle de support de transmission. Mais avec l'apparition des nouveaux services liés au développement du multimédia, un besoin d'un débit de transmission d'informations plus élevé est apparu, et une alternative au câble coaxial était à trouver : pertes trop élevées, courtes distances de propagation, performances limitées. La fibre optique remplit très bien ce rôle de support de transmission. Son utilisation est désormais courante dans les réseaux de télécommunications.

Mais aujourd'hui, l'essor de l'Internet est tel que l'évolution des systèmes de télécommunications tend toujours vers une augmentation des capacités de transmission. La difficulté majeure ne réside plus vraiment sur le support, possédant une large bande passante et de faibles atténuations, mais sur les modules d'émission et de réception, regroupant l'électronique rapide et les fonctions optoélectroniques.

Aussi, un projet RNRT fut mis en place pour développer des modules d'émission et de réception fonctionnant à haut débit, 40 Gbits/s, chacun de ces modules devant intégrer dans un même boîtier tous les composants optoélectroniques et électriques. La réalisation d'un tel projet demande aujourd'hui de nouvelles méthodes de travail et fait de plus en plus appel à des outils de simulation. Ils sont d'une grande assistance et apportent un gain de temps et d'argent pour la conception des nouveaux systèmes.

Ces travaux effectués sur un logiciel de simulation définissent le sujet de ce mémoire. Ils ont porté sur une volonté omniprésente de simuler avec le plus de réalisme possible des systèmes de transmission à 40 Gbits/s et les différents composants les constituant, afin de mesurer les performances attendues d'une telle liaison. Pour cela, une caractérisation des différents éléments constitutifs était nécessaire et la contribution des partenaires du projet était indispensable. Une optimisation de la liaison pouvait ensuite être recherchée et l'impact des différents composants sur les performances évalué.

Le premier chapitre de ce mémoire décrira les structures des réseaux de télécommunications, ainsi que les diverses techniques d'utilisation de la capacité des fibres optiques. Cette description aidera le lecteur par la suite à comprendre la constitution d'une liaison sur fibre optique. Le second chapitre détaillera l'ensemble des composants présents dans une liaison optique et expliquera leur fonctionnement. Le troisième chapitre sera consacré à la présentation du logiciel de simulation utilisé, à la description des différents critères de qualité, à la présentation du projet ERMIONE[♦], support de mes travaux de recherche et à la méthodologie employée. Puis sera venu le temps de présenter l'ensemble des résultats de simulations obtenus pour optimiser le système de transmission. Enfin, une étude sur la fiabilité des composants, et en particulier sur l'impact des dérives de puissance d'un laser sur les performances d'un système de transmission, a été entamée et sera présentée dans un dernier chapitre.

[♦]ERMIONE : **E**metteurs et **R**écepteurs **M**icro-optoélectroniques 40 Gbits/s pour les transmissions **O**ptiques Numériques **E**TDM.

Chapitre I

Les réseaux de télécommunications par fibres optiques

Table des matières

Introduction	23
I Les systèmes optiques	24
1. Le réseau longue distance (WAN).....	25
2. Le réseau métropolitain (MAN)	26
3. Le réseau local (LAN)	27
II Les techniques de transmission	29
1. Le multiplexage temporel (TDM)	29
1.1. Optique (OTDM).....	30
1.2. Electronique (ETDM)	32
2. Le multiplexage en longueur d'onde (WDM)	34
2.1. Principe.....	34
2.2. Description.....	35
2.3. Application	35
3. Le multiplexage en longueur d'onde combiné au multiplexage temporel	37
4. L'accès multiple à répartition de codes (CDMA)	37
III Les méthodes d'inscription et de détection de données	38
1. Techniques de modulation	38
1.1. La modulation directe	38
1.1.1 La modulation d'amplitude	38
1.1.2. Les composants utilisés	39
1.1.3. Les limites.....	39
1.2. La modulation externe.....	39
1.2.1 Principe.....	39
1.2.2 Les composants.....	39
1.3. Conclusion.....	40
2. La détection	40
2.1. La détection directe	41
2.2. La réception hétérodyne	42
2.3. La réception homodyne	42
2.4. Comparaison des détections directe et hétérodyne.....	43

2.5. Le préamplificateur	44
2.5.1. L'amplificateur à haute impédance d'entrée	44
2.5.2. L'amplificateur transimpédance	44
2.5.3. Comparaison des deux structures	45
Conclusion	46

Liste des figures

<i>Figure I- 1 : Architecture typique du réseau de télécommunications français.</i>	25
<i>Figure I- 2 : Réseau métropolitain structurant et réseau métropolitain d'accès.</i>	26
<i>Figure I- 3 : Le réseau local français.</i>	28
<i>Figure I- 4 : Répartition des périodes dans le cas d'un multiplexage TDM.</i>	30
<i>Figure I- 5 : Représentation d'un multiplex TDM (4 voies vers 1) en fonction des données initiales.</i>	30
<i>Figure I- 6 : Synoptique d'un multiplexage OTDM.</i>	31
<i>Figure I- 7 : Réseau local à répartition temporelle.</i>	31
<i>Figure I- 8 : Synoptique du multiplexage ETDM.</i>	32
<i>Figure I- 9 : Schéma de principe du multiplexage ETDM dans les communications par fibre optique.</i>	32
<i>Figure I- 10 : Multiplexage temporel dans la hiérarchie PDH en Europe.</i>	33
<i>Figure I- 11 : Répartition des sous-bandes dans le cas d'un multiplexage WDM.</i>	34
<i>Figure I- 12 : Transmission de données optiques effectuée avec chacune une fréquence propre.</i>	34
<i>Figure I- 13 : Schéma de principe du multiplexage WDM dans les communications par fibre optique (avec 3 longueurs d'ondes).</i>	35
<i>Figure I- 14 : Utilisation du WDM couplé avec l'amplification optique.</i>	36
<i>Figure I- 15 : Réseau local à répartition en longueur d'onde.</i>	36
<i>Figure I- 16 : Système utilisant la technique du CDMA.</i>	37
<i>Figure I- 17 : Modulation directe d'une diode laser.</i>	38
<i>Figure I- 18 : Synoptique de la modulation directe.</i>	39
<i>Figure I- 19 : Synoptique de la modulation externe.</i>	40
<i>Figure I- 20 : Schéma du photodétecteur en détection directe.</i>	41
<i>Figure I- 21 : Schéma du photodétecteur en détection hétérodyne.</i>	42
<i>Figure I- 22 : Structure d'un amplificateur à haute impédance d'entrée.</i>	44
<i>Figure I- 23 : Structure d'un amplificateur transimpédance.</i>	45

Introduction

L'apparition de la fibre optique a totalement révolutionné le monde des télécommunications. La conception de systèmes de transmission à très grande capacité était désormais possible. De plus, les échanges à travers ces systèmes allaient être de plus en plus nombreux et la demande de services de plus en plus élevée.

Il en résulte un bouleversement des réseaux de télécommunications précédents et un besoin de mettre en place de nouvelles structures. Ce chapitre sera une description synthétique de la déclinaison des structures des réseaux de télécommunications jusqu'aux méthodes d'inscription des données sur le signal optique en passant par les diverses techniques de "codage" utilisées. La présentation de ces généralités a pour but d'apporter les éléments de base, essentiels pour faciliter la lecture de ce mémoire.

La première partie évoquera la hiérarchie établie parmi les différentes couches des réseaux de télécommunications optiques actuels.

Bien que la large bande passante de la fibre optique permette de transporter une très grande quantité d'informations, son utilisation optimale se heurte à divers problèmes, dont le traitement électronique avant modulation et après détection pour les très hauts débits. C'est pourquoi différentes techniques de multiplexage ou de codage ont été imaginées pour augmenter le nombre de canaux dans la fibre. Elles seront présentées dans une seconde partie.

La transmission par fibre optique des données nécessite des conversions électrique - optique ou optique - électrique du signal. Ce chapitre se terminera donc par la description des différentes méthodes utilisées pour la modulation du signal en émission et celle des diverses techniques de détection envisageables.

I Les systèmes optiques [1]

L'aboutissement de nombreuses années de recherche de base pour obtenir d'une part des fibres présentant une atténuation compatible avec les exigences d'un réseau de télécommunications, d'autre part des composants et dispositifs suffisamment performants et fiables a permis l'apparition des premiers systèmes de transmission optique dès les années 90. Ils sillonnent désormais le monde entier, aussi bien sur terre que dans le domaine sous-marin.

Le réseau déployé en France est segmenté en fonction des différents besoins en débit, en bande passante, en distance de transmission, ... On distingue trois grandes catégories :

- Les réseaux longues distances (ou les WAN, Wide Area Network). Ce sont les réseaux déployés à l'échelle d'un pays ou d'un continent et dont les nœuds sont de très grands centres urbains.
- Les réseaux métropolitains (Metropolitan Area Network = MAN) qui correspondent aux réseaux mis en œuvre dans une grande ville ou une agglomération et qui permettent de relier entre eux par exemple différents arrondissements.
- Les réseaux locaux (Local Area Network = LAN) encore appelés réseaux de distribution ou réseaux d'accès. Ils représentent le dernier maillon et finissent d'acheminer les informations à l'abonné. Ils sont donc plus courts et moins gourmands en capacité.

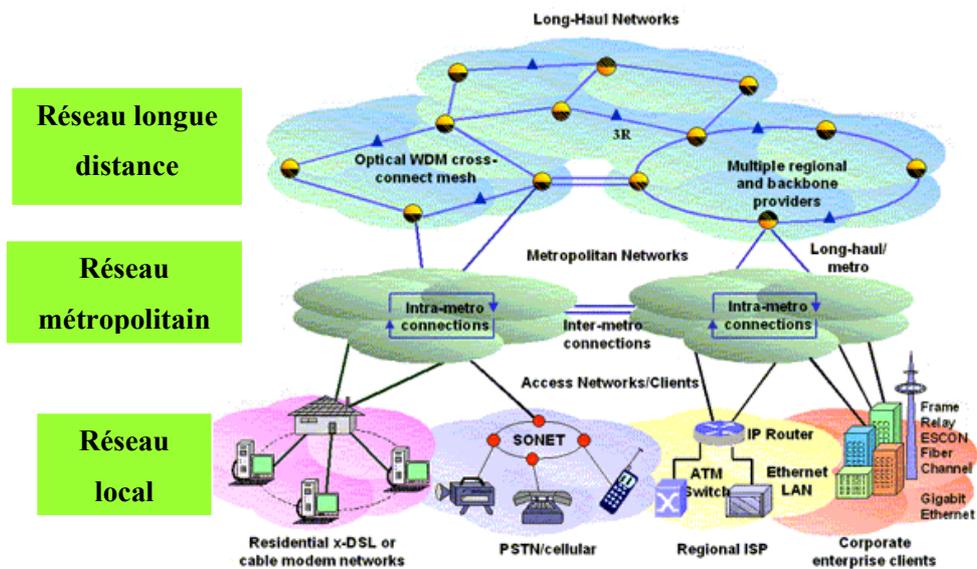


Figure I- 1 : Architecture typique du réseau de télécommunications français.

Selon la nature du réseau dans lequel il se situe, le système optique peut légèrement différer. Nous allons donc présenter succinctement les caractéristiques de ces trois niveaux du réseau dans les paragraphes suivants.

1. Le réseau longue distance (WAN)

Cette partie du réseau, parfois également appelée réseau structurant, représente la couche supérieure du réseau de télécommunications. Elle est comprise entre deux autocommutateurs à autonomie d'acheminement, qui ont pour rôle d'aiguiller les informations d'une région à une autre, de la zone de l'expéditeur vers celle du destinataire. La transmission de ces informations se fait désormais sur fibre optique à une longueur d'onde de $1,55\mu\text{m}$ et à un débit élevé qui ne cesse de s'accroître (les débits 2,5 Gbits/s et 10 Gbits/s sont déjà installés et le 40 Gbits/s le sera très prochainement).

Cette capacité ne pourrait être atteinte sans l'introduction des fibres optiques dans la chaîne. Elles ont permis de gagner en débit et en espacement entre répéteurs par rapport aux systèmes existants, à savoir le câble coaxial (la distance passe typiquement de 2 à 100 km). De plus, l'abandon des régénérateurs électro-optiques (photodétection, amplification électrique, reconversion optique) au profit des amplificateurs optiques, déployés environ tous les cent kilomètres, a permis de faire un bond en terme de capacité des liaisons. Dès le début

des années 1990, l'amplification optique a permis de démontrer la possibilité de transmettre, sans répéteur, des signaux à 5 et 10 Gbits/s sur des distances transocéaniques. La liaison du réseau longue distance est désormais tout optique.

2. Le réseau métropolitain (MAN) [2]

Encore appelé réseau intermédiaire, le réseau métropolitain connaît en ce moment un véritable essor. Déployé entre le dernier autocommutateur à autonomie d'acheminement du réseau longue distance et une zone plus précise (arrondissement, campus, petite ville, ...), il possède un environnement souvent très complexe et divers. Fondamentalement, on peut distinguer les réseaux métropolitains structurants et métropolitains d'accès (Figure I- 2).

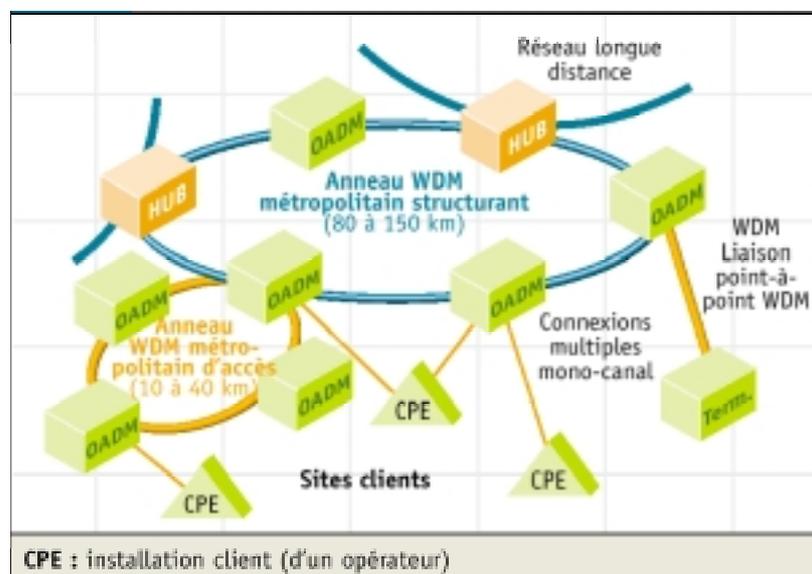


Figure I- 2 : Réseau métropolitain structurant et réseau métropolitain d'accès.

Les réseaux métropolitains structurants sont généralement constitués d'anneaux de 80 à 150 km de circonférence avec six à huit nœuds. En revanche, les réseaux métropolitains d'accès sont des anneaux de 10 à 40 km de circonférence dotés de trois ou quatre nœuds avec des embranchements vers des sites distants. Suivant les réseaux ou les pays, ces chiffres peuvent varier considérablement. En particulier, il existe des différences notables entre les zones très peuplées d'Europe et d'Asie, où les distances seront inférieures, et les Etats-Unis où les applications métropolitaines s'apparentent à de véritables réseaux régionaux.

Les topologies logiques (profils de trafic) des réseaux métropolitains diffèrent radicalement de celles des réseaux longue distance. Ces derniers correspondent pour l'essentiel à des lignes interurbaines point à point avec tout au plus un ou deux multiplexeurs d'insertion-extraction optiques (OADM) pour insérer et extraire le trafic en des points intermédiaires. Les réseaux métropolitains introduisent une infrastructure optique à haut degré de connectivité. Les anneaux métropolitains se caractérisent généralement par un trafic maillé avec un certain degré de concentration lié à l'interconnexion avec le réseau longue distance. Les anneaux d'accès, à la différence, collectent en général le trafic de plusieurs nœuds pour le concentrer vers un nœud partagé avec un réseau métropolitain structurant.

La complexité de ce réseau ne se traduit pas uniquement par le haut degré de connectivité. A la différence des réseaux longue distance, les réseaux métropolitains doivent prendre en charge des formats, des protocoles et des débits de transmission très divers, mêlant les trafics de la hiérarchie numérique synchrone (SDH) ou du réseau optique synchrone (SONET) ou autres encore. Pour supporter cette diversité, ces réseaux sont souvent équipés de cartes transpondeurs multidébits universelles, acceptant n'importe quel débit de 100 Mbits à 2,5 Gbits/s, pouvant assurer ultérieurement le trafic à 10 Gbits/s sans modification (exemple du récent réseau Alcatel 1696 Metro Span), et dans une transparence totale vis-à-vis de tous les formats et protocoles.

Dans ces réseaux intrinsèquement ouverts à n'importe quel type de signal, le multiplexage en longueur d'onde (WDM), dont une description ultérieure sera faite, trouve une application importante en luttant contre l'encombrement que cela peut procurer tout en réduisant le coût par service apporté. De la même manière, les amplificateurs optiques sont essentiels pour les applications de réseaux métropolitains structurants. Les pertes élevées dans la fibre (dues à l'interconnexion de courts tronçons de fibre) et le cumul des pertes associées aux transits tout optiques dans des nœuds successifs peuvent imposer en effet d'amplifier le signal optique. L'amplificateur optique peut représenter dans bien des cas une solution à moindre coût comparée à la régénération optique-électrique-optique.

3. Le réseau local (LAN) [3]

Il est également nommé réseau de distribution ou d'accès. C'est la dernière partie du réseau de télécommunication, celle qui relie l'abonné et le dernier autocommutateur. Sa

longueur varie de 2 à 50 km et sa capacité est au plus du même ordre de grandeur que celle du réseau métropolitain.

Il est toujours constitué par une partie en fibre optique entre l'autocommutateur et la terminaison de réseau optique suivie d'une partie en conducteur métallique qui va jusqu'au terminal de l'abonné. Cependant, il est de plus en plus envisagé dans l'avenir de réduire la contribution de l'électrique pour aller vers le tout optique dans le but d'augmenter le débit disponible chez l'abonné.

Selon la localisation de la terminaison optique, différentes configurations sont envisageables :

- FTTH/FTTO (Fiber To The Home / Fiber To The Office) : la terminaison de réseau optique, qui est propre à un abonné donné, est implantée dans ses locaux. La fibre va donc jusqu'à son domicile ou son bureau, et la partie terminale en cuivre est très courte.
- FTTB (Fiber To The Building) : la terminaison de réseau optique est localisée soit au pied de l'immeuble, soit dans un local technique généralement situé en sous-sol, soit dans une armoire ou un conduit de palier. Elle est partagée entre plusieurs abonnés qui lui sont raccordés par des liaisons en fil de cuivre.
- FTTC/FTTCab (Fiber To The Curb / Fiber To The Cabinet) : la terminaison de réseau optique est localisée soit dans une chambre souterraine, soit dans une armoire sur la voie publique, soit dans un centre de télécommunications, soit sur un poteau. Selon le cas, il est envisagé de réutiliser le réseau terminal en cuivre existant ou de mettre en œuvre une distribution terminale par voie radioélectrique.

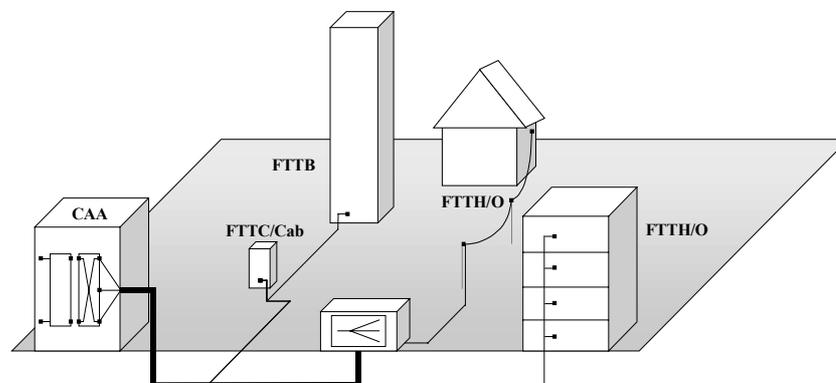


Figure I- 3 : Le réseau local français.

II Les techniques de transmission [4-7]

Les fibres optiques possèdent, dans la fenêtre spectrale généralement utilisée, une bande utilisable très importante (environ 15 THz autour de la longueur d'onde 1,55 μm). Théoriquement, les débits qui peuvent être transmis sont donc extrêmement élevés. C'est d'autant plus intéressant qu'aujourd'hui le nombre et la taille des informations échangées sont de plus en plus importants. Néanmoins, actuellement, le traitement électronique des signaux électriques avant modulation et après détection n'atteint pas de telles fréquences. C'est pourquoi diverses solutions ont été imaginées pour profiter des capacités de la fibre optique et donc augmenter le transfert d'informations sur un même canal. Dans la plupart des cas, le principe reste identique : utiliser N signaux au débit D équivalent en terme de capacité à un signal au débit $N \cdot D$, irréalizable à l'heure actuelle. C'est ce qu'on appelle le multiplexage, et les débits transportés seraient désormais plus importants. Le signal concentré des flux d'origines diverses est appelé signal multiplex. Pour conserver l'intégrité de chaque signal sur le canal, le multiplexage introduit, entre les signaux, une séparation temporelle, spatiale ou fréquentielle.

1. Le multiplexage temporel (TDM) [1][8]

Le multiplexage TDM (Time Division Multiplexing, multiplexage à répartition temporelle (MRT)) consiste à affecter à un utilisateur unique la totalité de la bande passante pendant un court instant, ceci à tour de rôle pour chaque utilisateur (Figure I- 4). L'allocation de cette bande passante se fait en divisant l'axe du temps en périodes de durée fixe, et chaque utilisateur ne va transmettre que pendant une de ces périodes déterminée (Figure I- 5). Un intervalle de temps fixe (IT) est successivement assigné à une source.

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

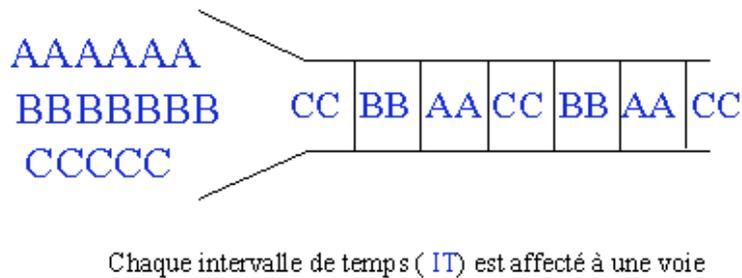


Figure I- 4 : Répartition des périodes dans le cas d'un multiplexage TDM.

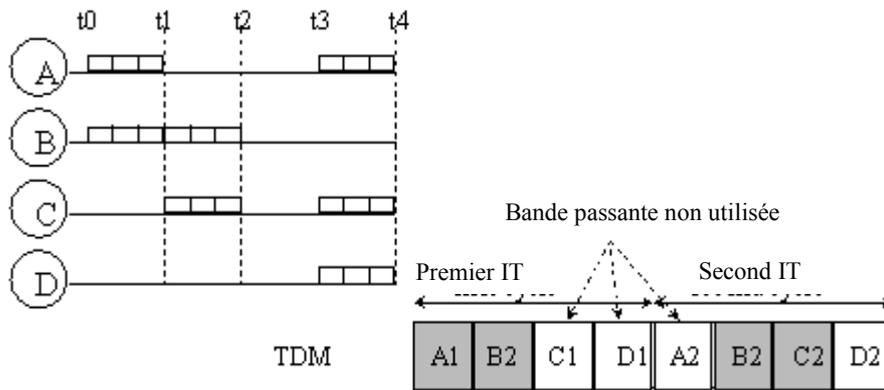


Figure I- 5 : Représentation d'un multiplex TDM (4 voies vers 1) en fonction des données initiales.

1.3. Optique (OTDM)

Le multiplexage temporel peut être réalisé optiquement (OTDM, Optical Time Division Multiplexing). L'émetteur est constitué de N sources optiques en parallèle modulées au débit D_b bits/s (Figure I- 6). Cette technique nécessite que les signaux optiques soient ensuite codés de type RZ pour que les impulsions codées aient désormais une durée inférieure à T_b/N et que le multiplexage optique puisse se faire sans recouvrement optique.

Par exemple, un signal modulé à 40 Gbits/s peut être obtenu par multiplexage des sorties codées RZ de 4 modulateurs optiques attaqués par des trains à 10 Gbits/s.

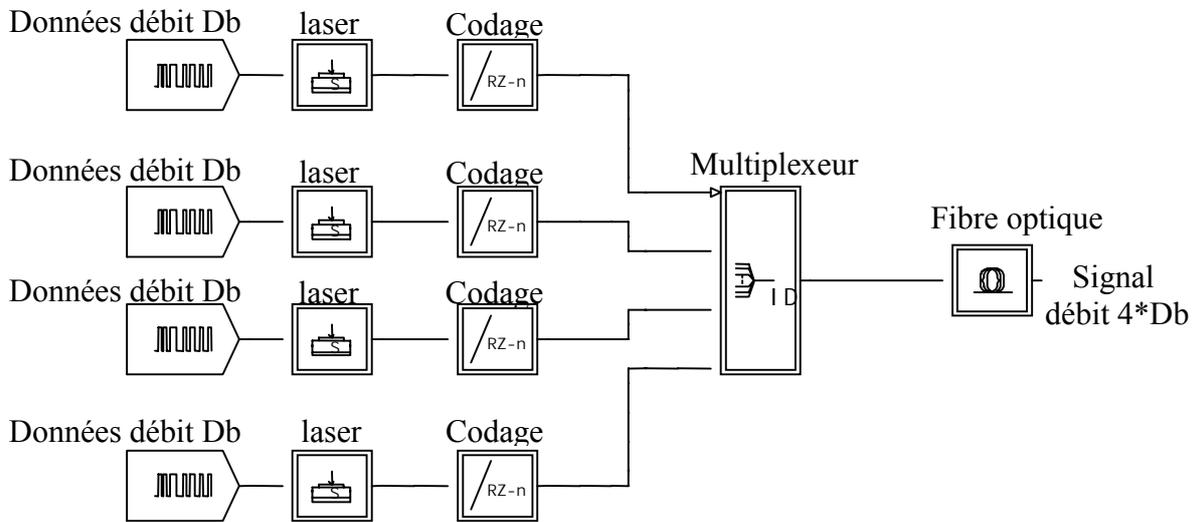


Figure I- 6 : Synoptique d'un multiplexage OTDM.

Le multiplexage optique temporel n'est pas utilisé uniquement pour accroître les débits transmis. Il fournit aussi une technique d'accès utilisable dans les réseaux locaux. Le temps est partagé entre les différents utilisateurs : chacun d'eux dispose d'une tranche temporelle pour émettre. Les différents signaux sont « assemblés » pour être transmis sur une porteuse optique unique (Figure I- 7).

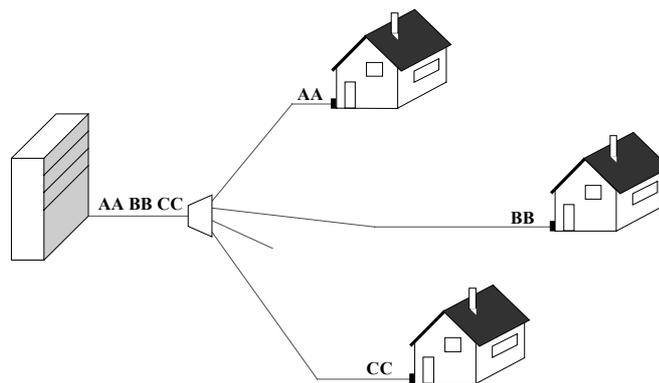


Figure I- 7 : Réseau local à répartition temporelle.

1.4. Electronique (ETDM) [5][9]

L'OTDM a son équivalent en électronique, l'ETDM (Electronic Time Division Multiplexing). Dans le cas de l'ETDM, le codage RZ et « l'assemblage » des données se font électriquement (Figure I- 8).

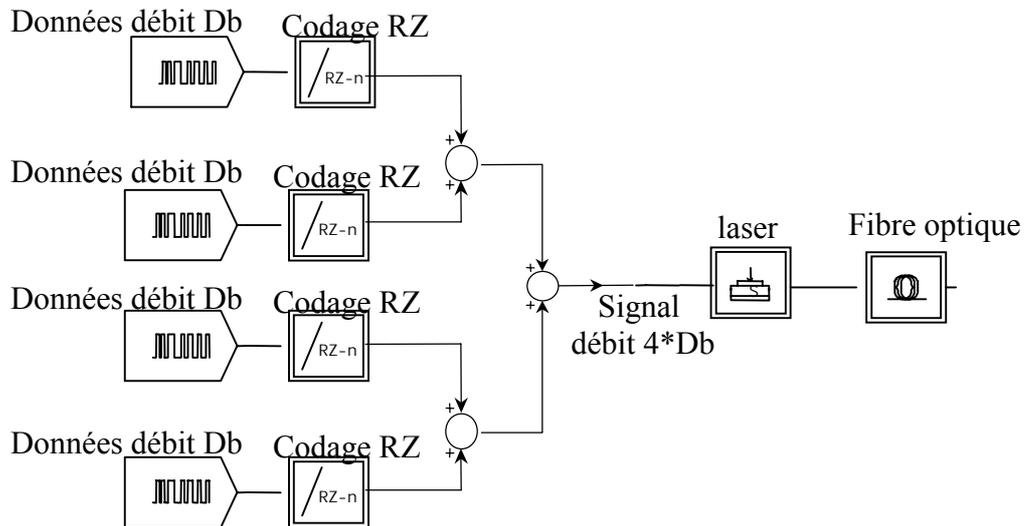


Figure I- 8 : Synoptique du multiplexage ETDM.

Le haut débit obtenu est ensuite utilisé pour la modulation du courant de polarisation d'une diode laser et il n'y a qu'un seul signal lumineux émis. Cette étape est schématisée sur la Figure I- 9 par la présence de trois circuits électroniques et d'un multiplexeur électronique (circuit rapide).

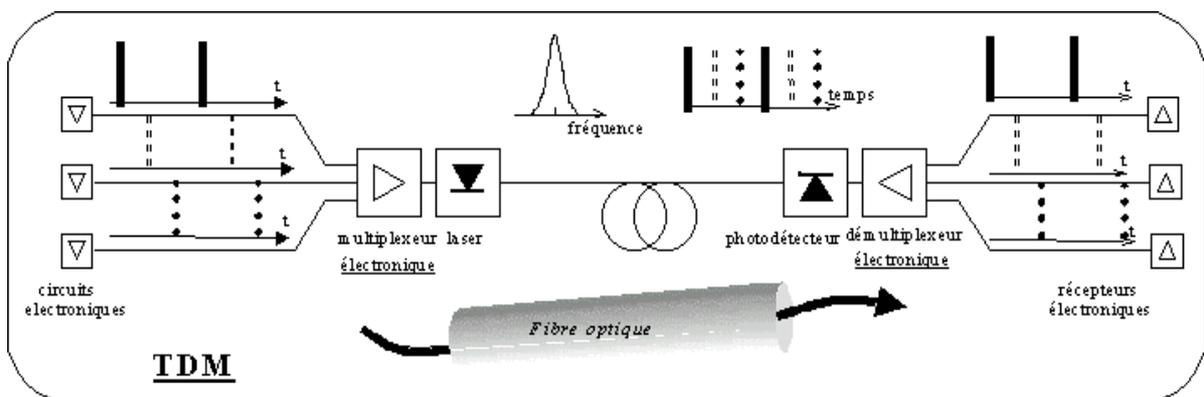


Figure I- 9 : Schéma de principe du multiplexage ETDM dans les communications par fibre optique.

On retrouve ce type de multiplexage temporel sur les canaux T1 aux Etats-Unis qui regroupent 24 voies à 64 Kbits/s en une voie à 1,544 Mbits/s ou sur les canaux E1 en Europe qui regroupent 30 voies analogiques en une voie à 2,048 Mbits/s.

Les canaux T1 ou E1 peuvent être multiplexés entre eux pour former des canaux à plus hauts débits (Figure I- 10). Cette hiérarchie des débits est appelée hiérarchie numérique plésiochrone ou PDH (Plesiochronous Digital Hierarchy).

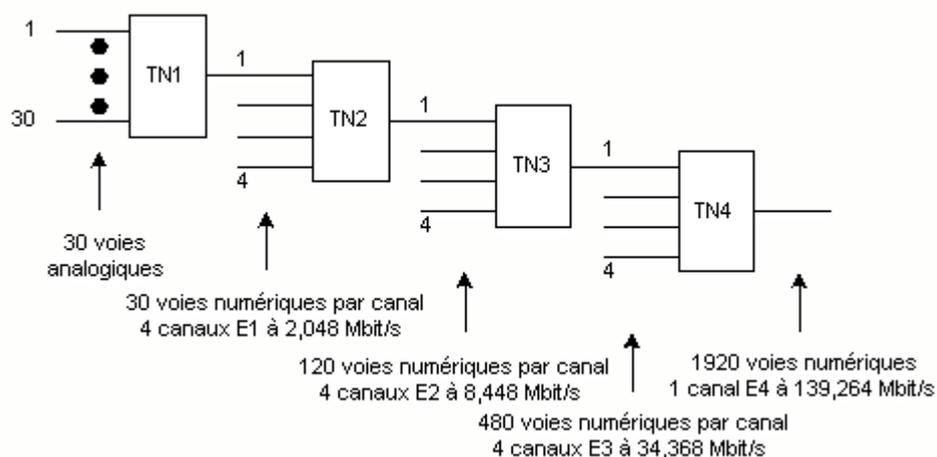


Figure I- 10 : Multiplexage temporel dans la hiérarchie PDH en Europe.

Cette technique présente toutefois un inconvénient dans le cas de la PDH. L'accès ou l'insertion d'une information dans un canal E4 oblige à démultiplexer l'ensemble du train numérique.

De même les technologies SONET (Synchronous Optical NETwork) et SDH (Synchronous Digital Hierarchy) utilisées comme techniques de transport dans les réseaux téléphoniques des grands opérateurs pratiquent un multiplexage temporel pour assembler plusieurs lignes en une seule ligne de débit supérieur.

Outre le multiplexage temporel, il existe d'autres méthodes pour concentrer N signaux dans un seul canal.

2. Le multiplexage en longueur d'onde (WDM) [8]

2.1. Principe

Le multiplexage en longueur d'onde (Wavelength Division Multiplexing, WDM), consiste à envoyer dans une seule fibre N porteuses optiques à différentes longueurs d'onde transmettant chacune un débit D_b . Ce n'est plus l'axe du temps qui est découpé en périodes pour chaque utilisateur mais la bande passante. Et chaque sous-bande est affectée à une voie (Figure I- 11). Ainsi plusieurs transmissions peuvent être faites simultanément, chacune sur une bande de fréquences particulières (Figure I- 12). Ce procédé est encore appelé multiplexage en fréquence (Frequency Division Multiplexing, FDM). Ces deux termes recouvrent la même notion, mais par habitude, on parle de multiplexage en longueur d'onde lorsque la séparation entre deux canaux est relativement grande (typiquement plus de 1 nm), tandis que l'on parle de multiplexage en fréquence lorsque cet écart est relativement petit.

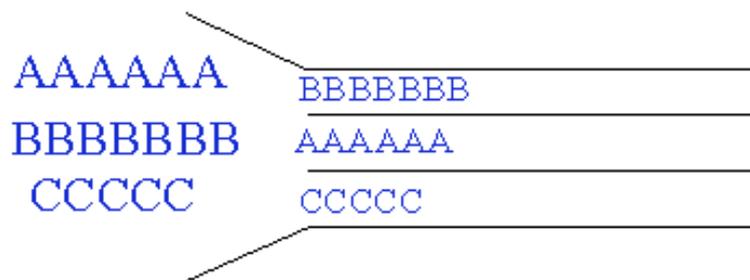


Figure I- 11 : Répartition des sous-bandes dans le cas d'un multiplexage WDM.

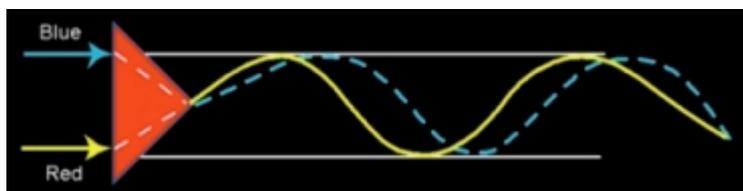


Figure I- 12 : Transmission de données optiques effectuée avec chacune une fréquence propre.

2.2. Description

L'utilisation du multiplexage WDM nécessite un ensemble de diodes laser émettant à des longueurs d'ondes différentes mais assez proches (dans le voisinage des 1550 nm), et de multiplexeur/démultiplexeur optiques pour combiner/séparer l'ensemble des signaux optiques dans/de la fibre. La Figure I- 13 représente un exemple d'une liaison utilisant le multiplexage WDM.

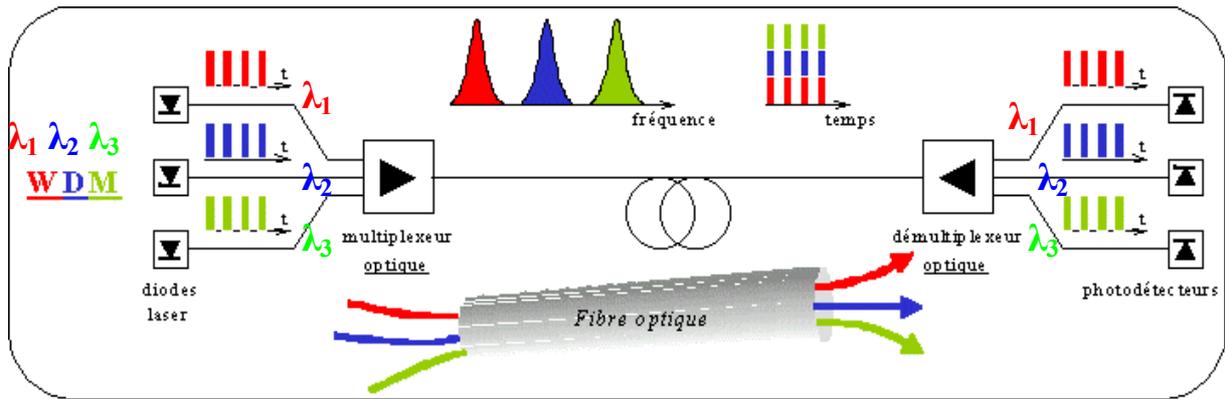


Figure I- 13 : Schéma de principe du multiplexage WDM dans les communications par fibre optique (avec 3 longueurs d'ondes).

Afin d'assurer une bonne qualité de transmission du multiplex dans la fibre, il est important de déterminer l'espacement minimum à respecter entre les longueurs d'onde émises par chacune des sources. Cette grandeur dépend de plusieurs choses : qualité de la fibre, qualité des multiplexeur/démultiplexeur, longueur de transmission, qualité des sources, débit des données de chaque source ...

La fibre optique transporte alors un débit numérique égal à $N * D_b$. Cette dernière est souvent définie comme la capacité du système.

2.3. Application [4]

L'intérêt premier du WDM est de permettre le transport de débits d'informations très importants sur une même fibre, à destination de plusieurs utilisateurs. On trouve aujourd'hui des systèmes à $4 * 10$ Gbits/s, $16 * 10$ Gbits/s. Dans un futur proche, des systèmes à 40 Gbits/s par longueur d'onde seront installés. Mais le véritable point de départ du développement des systèmes de transmission WDM s'est fait lorsqu'il a été associé à

l'amplification optique (Figure I- 14). En effet, l'apparition des amplificateurs à fibre dopée à l'Erbium (EDFA) a permis l'amplification simultanée de l'ensemble des N canaux d'un multiplex, sans distorsion du signal utile. Envoyer N canaux dans une fibre optique plutôt que N fibres devenait un avantage économique indiscutable. Si, il y a encore peu de temps, l'espacement entre canaux était de l'ordre de 1nm, le terme de DWDM (Dense DWM) est maintenant utilisé. En effet, avec l'apparition, sur le marché, de lasers accordables de très bonne qualité, l'espacement entre les longueurs d'onde a pu être progressivement réduit, et est descendu à 0,8 nm ou 0,4 nm.

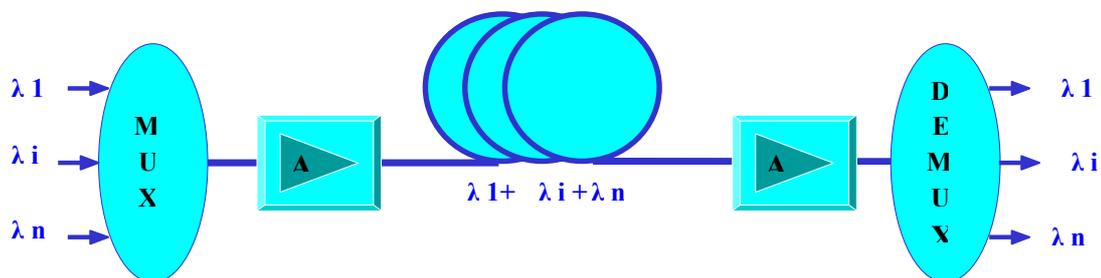


Figure I- 14 : Utilisation du WDM couplé avec l'amplification optique.

Une seconde application du WDM concerne les réseaux locaux. Chaque abonné se voit alors attribuer une longueur d'onde, c'est à dire une "couleur", comme le montre la Figure I- 15. Cette méthode présente l'avantage de permettre une évolution continue du réseau par l'adjonction de nouveaux services ou de nouveaux abonnés simplement par insertion d'une nouvelle longueur d'onde.

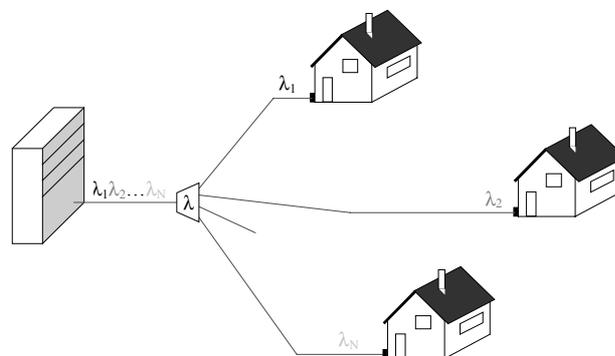


Figure I- 15 : Réseau local à répartition en longueur d'onde.

3. Le multiplexage en longueur d'onde combiné au multiplexage temporel [10]

Il est à noter que rien n'empêche à chaque signal de modulation d'une diode laser issu d'une étape de multiplexage temporel dans le domaine électronique, d'être ensuite multiplexé avec d'autres signaux à d'autres longueurs d'onde. Associer TDM et WDM est d'ailleurs la situation la plus fréquente. Dans ce cas, après démultiplexage optique et photodétection, une étape de démultiplexage temporel permet la restitution des signaux temporels « bas débit ».

Il existe d'autres techniques de multiplexage.

4. L'accès multiple à répartition de codes (CDMA) [1]

Par exemple, nous pouvons citer l'Accès Multiple à Répartition par Code (noté aussi Code Division Multiple Access, CDMA), basé sur l'affectation d'un code à chaque station ou utilisateur. Chaque bit correspondant au 1 est remplacé par une séquence de M créneaux, différente pour chaque utilisateur et définie comme la signature (le code) de celui-ci. Un nombre important de messages peut donc être envoyé sur une même ligne de transmission (Figure I- 16). Le destinataire possédant la bonne « clé » pourra décoder le signal qui lui est adressé parmi toutes les informations transmises.

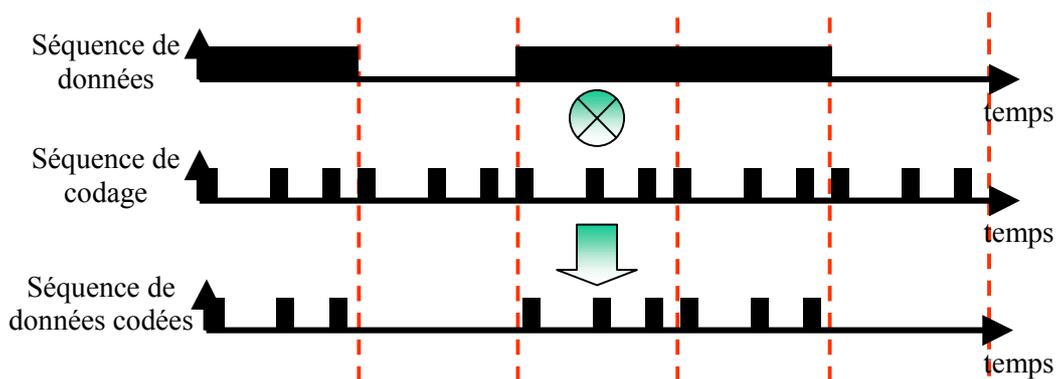


Figure I- 16 : Système utilisant la technique du CDMA.

Cette technique connaît un véritable essor dans le domaine de la téléphonie cellulaire, et des recherches sont actuellement effectuées pour l'appliquer dans le domaine optique.

C Les méthodes d'inscription et de détection de données

1. Techniques de modulation

Afin de transmettre des informations dans les systèmes numériques optiques, il faut les imprimer sur le signal à envoyer dans la fibre, c'est ce que l'on appelle une modulation. Pour cela, il est nécessaire de réaliser une conversion des données électriques en données optiques. Il existe principalement 2 techniques : la modulation directe et la modulation externe. Le détail de ces 2 configurations est donné dans ce paragraphe.

1.1. La modulation directe [5][11]

1.1.1 La modulation d'amplitude

Un des principaux avantages de l'utilisation des lasers à semi-conducteur pour les systèmes de télécommunications par fibres optiques réside dans le fait qu'il est possible de les moduler facilement : la modulation du courant qui les traverse entraîne directement la modulation en intensité de la lumière émise. Cette technique est appelée modulation directe. Ainsi, il suffit d'inscrire les données sur l'alimentation du laser.

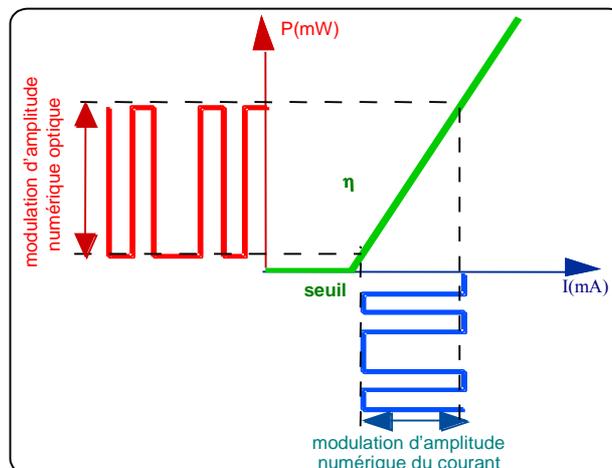


Figure I- 17 : Modulation directe d'une diode laser.

1.1.2. Les composants utilisés

Cette solution de modulation directe requiert assez peu de composants. En dehors de la source optique, le laser, seuls un générateur de courant et un driver sont nécessaires (Figure I- 18). Le premier va émettre à un débit donné une séquence de données, expression de l'information à transmettre. Le rôle du driver est de commander la source optique au niveau des puissances émises (en fixant les valeurs du courant d'alimentation). Pour cela, il modifie, transforme les niveaux du courant issu du générateur.

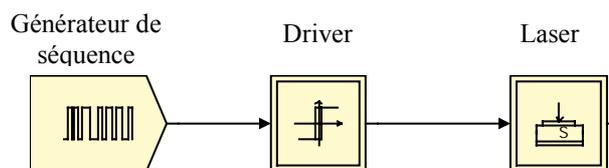


Figure I- 18 : Synoptique de la modulation directe.

1.1.3. Les limites

La modulation directe connaît beaucoup d'avantages, en particulier le faible coût de mise en œuvre. Mais elle comporte aussi des limites. Les lasers en sont souvent la cause (cf. chap. II § II 1.4.). Leur temps de réaction, les oscillations, le bruit créé font que la modulation directe engendre pour les hauts et très hauts débits certaines dégradations sur le signal optique modulé. A cela, la modulation externe constitue un remède.

1.2. La modulation externe

Principe

La modulation externe consiste à écrire les données électriques sur un signal optique continu. Elle est obtenue en modulant directement le faisceau lumineux en sortie du laser et non plus le courant d'alimentation à l'entrée du laser. Ainsi les défauts de la modulation directe qui incombent au laser ne seront plus présents sur le signal optique.

1.2.2 Les composants

La modulation est effectuée sur une onde pure et constante et par un composant indispensable : le modulateur externe (cf. chap. II § II 3.). Celui-ci est commandé par une tension externe $v(t)$, modulée et représentative de l'information à transmettre. Cette tension

appliquée au modulateur a pour propriété de modifier le facteur de transmission en intensité en sortie. Le signal optique continu émis par le laser alimenté par un courant constant est donc peu dégradé. En traversant le modulateur, il subit les modifications du facteur de transmission et le signal de sortie se trouve modulé selon $v(t)$. Un driver est souvent présent entre les données et le modulateur afin de fixer les niveaux de $v(t)$ et choisir les modifications du facteur de transmission.

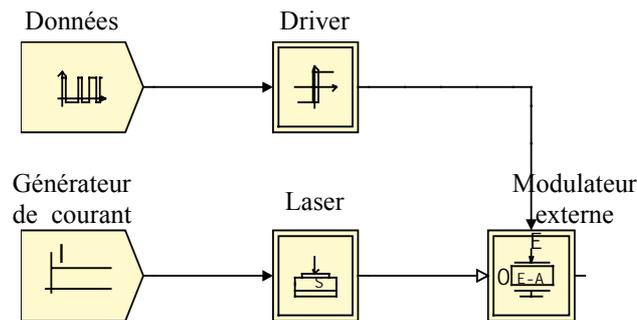


Figure I- 19 : Synoptique de la modulation externe.

1.3. Conclusion

La modulation directe, plus simple et moins coûteuse est encore très utilisée si les données sont transmises à un débit de quelques gigabits/s, selon la qualité du laser. Mais au-delà de 5 Gbits/s, la modulation externe est indispensable pour maintenir une qualité de transmission correcte. Cependant, les modulateurs ne sont pas parfaits et peuvent engendrer des défauts mais leur impact est moins important.

2. La détection [12]

Tout comme il existe plusieurs méthodes pour écrire l'information sur le signal lumineux, il existe différentes techniques pour la récupérer. Néanmoins, le photodétecteur est toujours nécessaire pour convertir le signal optique en électrique. Pour simplifier, nous pourrions le comparer à un compteur de photons et un générateur d'électrons. Une description plus précise du composant sera effectuée dans le second chapitre. La première méthode de détection est appelée directe. Elle consiste en la conversion, grâce à une photodiode, des fluctuations de puissance optique porteuses de l'information en fluctuations de courant électrique. D'autres méthodes dites cohérentes (détectons hétérodyne et homodyne), dans

lesquelles la porteuse optique est modulée en amplitude, en phase ou en fréquence et démodulée dans un détecteur qui réalise une fonction de mélange, seront abordées.

2.1. La détection directe

Pour extraire le signal qui module en amplitude une onde, on peut le redresser, ou plus généralement le faire passer dans un dispositif non linéaire, tel qu'une diode. Un signal basse fréquence, le signal modulant et des harmoniques sont alors émis. Les harmoniques peuvent être éliminées par filtrage, dans la mesure où la fréquence de l'onde porteuse est très grande devant la fréquence maximale du spectre du signal modulant. Ce procédé est classiquement appelé détection directe.

Nous présentons, sur la Figure I- 20, la composition du bloc appelé photodétecteur.

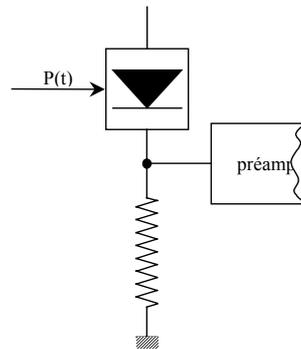


Figure I- 20 : Schéma du photodétecteur en détection directe.

Le détecteur n'est pas "idéal", c'est-à-dire de bande passante infinie. En réalité, la résistance de charge et la capacité de jonction de la photodiode forment un filtre passe-bas.

Le détecteur peut être réalisé soit par une diode PIN, soit une photodiode à avalanche (PDA). Le principe de fonctionnement reste inchangé. L'effet du phénomène d'avalanche induit, en fait, d'une part, l'augmentation du niveau du signal et d'autre part, une augmentation de la puissance du bruit de grenaille.

2.2. La réception hétérodyne

La technique de détection directe, que nous venons de présenter, a été, historiquement la première utilisée dans les récepteurs radioélectriques. A partir des années 1930, on a vu se développer la réception hétérodyne [13].

Le signal reçu et un signal issu d'un oscillateur local sont couplés pour réaliser une combinaison linéaire des signaux présents sur ses deux entrées. Une des deux sorties attaque le photomélangeur. Le signal détecté est filtré dans un filtre centré autour de la fréquence intermédiaire.

La Figure I- 21 donne le schéma de principe du mélangeur hétérodyne, qui constitue le bloc.

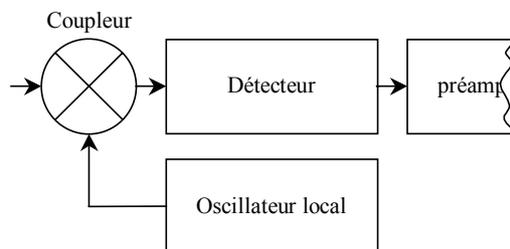


Figure I- 21 : Schéma du photodétecteur en détection hétérodyne.

La plus grosse contrainte porte sur la stabilité des sources. En effet, l'oscillateur local ne délivre pas un signal sinusoïdal pur car il est affecté par des bruits d'amplitude et de phase qui se traduisent par une modulation parasite du signal en fréquence intermédiaire.

2.3. La réception homodyne

Dans l'analyse développée jusqu'ici, la fréquence intermédiaire a été supposée non nulle. Cependant, on peut aussi imaginer utiliser un oscillateur local qui soit à la même fréquence que le signal reçu et synchronisé en phase avec la porteuse de celui-ci. C'est ce que l'on appelle réception homodyne, un cas particulier de la réception hétérodyne.

La réception homodyne apporte un gain de 3 dB par rapport à la réception hétérodyne. Par contre, elle impose des contraintes très fortes sur la pureté spectrale des oscillateurs, qui la

rendent beaucoup plus difficile à mettre en œuvre. De plus, il est plus facile de réaliser des sous-ensembles (filtre, amplificateur) autour d'une fréquence intermédiaire qu'en bande de base.

2.4. Comparaison des détections directe et hétérodyne

La réception hétérodyne possède de nombreux avantages sur la détection directe. Tout d'abord, elle propose un gain supérieur en sensibilité du récepteur. Ensuite, elle offre la possibilité d'utiliser la modulation de phase ou de fréquence, ce que ne permet pas la détection directe. Aussi, la réception hétérodyne permet de juxtaposer dans la bande de fréquences des porteuses modulées pour constituer un système à plusieurs canaux. Ainsi, on peut extraire, du multiplex à large bande transmis par la fibre optique, le canal voulu par sélection de la fréquence correspondante sur l'oscillateur local. C'est pour toutes ces raisons que, à partir de la fin des années 1970, les recherches sur les systèmes cohérents se sont développées.

Mais l'apparition des amplificateurs à fibre dopée à la fin des années 1980 a radicalement changé la situation, en permettant d'obtenir en détection directe une sensibilité équivalente à celle de la réception hétérodyne. Le filtrage optique devient également de plus en plus performant et l'avantage de la réception hétérodyne en terme de densité de canaux n'est pas prouvé.

De plus, la structure du récepteur hétérodyne est plus complexe qu'en détection directe. En optique, on ne dispose pas aujourd'hui de récepteurs cohérents intégrés, incluant l'oscillateur local, le mélangeur et le circuit en fréquence intermédiaire, et cet aspect technique constitue un facteur supplémentaire en défaveur de la technique cohérente.

Aussi, les études présentées dans ce travail de thèse sont basées sur la technique de détection directe.

Aujourd'hui, l'association du préamplificateur optique avec la détection directe à diode PIN trouve son application dans les réseaux structurants et métropolitains. Un récepteur à diode PIN avec un préamplificateur optique, est, en particulier dans le cas des hauts débits, bien plus performant qu'un récepteur avec diode à avalanche qui a un produit gain-bande limité.

2.5. Le préamplificateur [14-16]

Afin de remédier à la modeste sensibilité de la photodiode PIN, le photorécepteur est souvent accompagné d'un préamplificateur. Pour minimiser le bruit et les distorsions sur les signaux, ces deux blocs sont souvent réunis dans un même boîtier. Les structures de ces préamplificateurs sont de deux familles.

2.5.1. L'amplificateur à haute impédance d'entrée

L'amplificateur à haute impédance d'entrée a une structure sans contre-réaction, à amplificateur opérationnel jusqu'à quelques MHz, ou au-delà à transistor à effet de champ (Figure I- 22). Si la résistance de polarisation R_p est forte, ces structures sont très sensibles et de faible bruit.

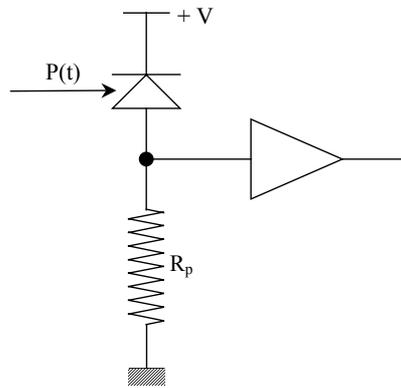


Figure I- 22 : Structure d'un amplificateur à haute impédance d'entrée.

Malheureusement, il apparaît une constante de temps, donc un effet d'intégration du signal au-delà de la fréquence de coupure. Pour remédier à cette faible bande passante, l'amplificateur doit posséder une très forte dynamique et être suivi d'un égaliseur, dont la réalisation est délicate car la constante de temps est peu reproductible.

2.5.2. L'amplificateur transimpédance

L'amplificateur transimpédance a une structure à contre-réaction R_c (Figure I- 23). Si le gain de la chaîne amplificatrice est grand, on a donc un gain plat et reproductible sur une large bande passante. La constante de temps est divisée par le taux de contre-réaction. Par contre, la résistance R_c apporte un supplément de bruit.

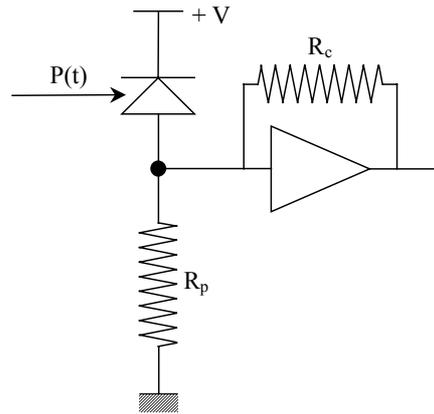


Figure I- 23 : Structure d'un amplificateur transimpédance.

2.5.3. Comparaison des deux structures

En dessous d'une certaine fréquence (de l'ordre de 50 MHz), la structure à haute impédance est moins bruyante. Au-delà, on utilise un amplificateur transimpédance à transistors bipolaires, moins bruyant et de large bande passante. Au-delà de 500 MHz environ, cette solution est limitée par des problèmes de stabilité et on utilise des transistors à effet de champ GaAs ou InP, intégrés si possible avec la photodiode.

Conclusion

Ce chapitre a résumé les différentes strates du réseau de télécommunication par fibre optique. Les techniques de multiplexage de données pour une transmission optimisée ont été présentées. Les configurations d'inscription des données sur le support optique ont été décrites et la détection a été brièvement abordée.

Cette présentation permet de poser les briques de base de ce travail de thèse dont l'étude principale est la simulation d'un système de télécommunication par fibre optique à 40 Gbits/s. Le choix de la structure de la liaison, compte tenu de la présentation faite, porte sur une modulation externe du signal et une réception directe composée d'une diode PIN et d'un préamplificateur transimpédance. Le projet européen ACTS 067 HIGHWAY a montré que le multiplexage temporel électronique est la meilleure technique pour transporter un tel débit de données sur une seule longueur d'onde [17].

Les différentes techniques de transport de l'information associées aux réseaux ayant été décrites, nous proposons de détailler dans le second chapitre les éléments constitutifs des blocs de base d'une liaison optique.

Références :

[1] LORENZ Pascal, *Télécommunications : architectures des réseaux et télécommunications*, chap.1 : Support et modèle de communication, Paris : Ellipses, 2001, 189 pages.

[2] BRUYERE Frank, "Le multiplexage en longueur d'onde dans les réseaux métropolitains", *Revue des Télécommunications d'Alcatel*, 1^{er} trimestre 2002, pp. 27-32.

[3] ABIVEN J., DUREL S., et PECOT A., "Quelles conditions dans le réseau d'accès pour un large déploiement du FTTH", *L'écho des Recherches*, 1997, Vol. II, n°168 - 169, pp. 3-12.

[4] FRANCE TELECOM, *Les communications optiques du futur*, Mémento Technique n°19, juin 2002, pp. 7-27.

[5] CASSAN E., Une introduction aux télécommunications optiques par la simulation de systèmes simples, *J3eA Journal sur l'enseignement des sciences et technologies de l'information et des systèmes*, EDP Sciences, 2002, Vol. 3.

<http://www.bibsciences.org/bibsup/>

[6] VINDERICK Pascal, *Techniques de multiplexage*.

<http://web.wanadoo.be/nono.scal/>

(dans la rubrique divers)

[7] KONSTANTAS Dimitri, RAZAFIMAHEFA Chrislain, Le multiplexage, *Communication Multimédia*, SES 4406 CR, Université de Genève, Semestre d'été 2003.

[8] LUSTEAU Franck, *Techniques de codage sur lien optique ou paire torsadée*, Mémoire présenté en vue d'obtenir l'examen probatoire, soutenu le 13 décembre 1999, Chap. 2 : Les techniques de multiplexage et de modulation avancées.

http://deptinfo.cnam.fr/Memoires/LUSTEAU.Franck/Pages/Les_multiplexages.htm

[9] TRAN VAN LIEU Rolland, Les infrastructures utilisées par les opérateurs télécoms, *01 Réseaux n°53*, Septembre 1998, pp. 113-118.

www.siticom.com/press/doc/01_Reseaux_Sept98.doc

[10] ERMAN Marko, "Tendances et évolution des réseaux et technologies optiques", *Revue des Télécommunications d'Alcatel*, 3^{ème} trimestre 2001, pp. 173-176.

[11] FISCHER A., *Cours de Télécommunication IUT GTR – Université de Paris XIII*, Télécommunications optiques : Chapitre 5 : Physique des lasers.

http://www-gtr.iutv.univ-paris13.fr/Cours/Mat/Telecoms2/Doc/Tel_Opt-ch5-Lasers

[12] JOINDOT Irène et Michel, *Les Télécommunications par fibres optiques*, Paris : Dunod et CNET-ENST, 1996.

[13] PERSONICK S.D., "Receiver design for digital fiber optic communications systems", *Part I and II Bell System Technical Journal*, July-August 1973, Vol. 52, n°6, pp. 843-886.

[14] BOISROBERT Christian, TOFFANO Zeno, *Cours de DEA et DESS d'Optique et Optoélectronique*, Université de Nantes, 2001.

[15] LECOY Pierre, *Télécommunications optiques*, Paris : Hermès, 1992.

[16] GIMLETT J.L., "Ultra-wide bandwidth receivers", *Journal of Lightwave Technology*, October 1989, Vol. 7, n°10.

[17] *Emetteurs et Récepteurs Micro-optoélectroniques 40 Gbits/s pour les transmissions Optiques Numériques ETDM (ERMIONE)*, projet RNRT, 1999-2002.

www.telecom.gouv.fr/rnrt/projets/res_d115_ap99.htm

Chapitre II

Présentation détaillée des différents
composants micro-optoélectroniques
constituant la liaison.

Table des matières

Introduction	56
I La fibre optique	57
1. Présentation générale des fibres	57
2. L'atténuation.....	61
3. La dispersion chromatique	62
3.1. Définition.....	62
3.2. Effets sur la transmission.....	63
4. La polarisation et la dispersion modale de polarisation	64
5. Les effets non linéaires	65
5.1. Définition.....	65
5.2. L'effet Kerr.....	66
5.3. Les effets Raman et Brillouin.....	67
6. Conclusion.....	67
II Le module d'émission	68
1. Le laser	68
1.1. L'émission stimulée.....	69
1.2. Le résonateur Pérot-Fabry	70
1.3. Le seuil de l'effet laser	71
1.4. La modulation des données	72
1.5. Les oscillations de relaxation	73
1.6. Le régime transitoire.....	74
1.7. Fréquence optique et largeur spectrale.....	76
1.8. La conversion amplitude-fréquence	77
1.9. Le bruit des lasers	78
2. Le circuit de commande	79
3. La modulation externe	79
3.1. Le modulateur Mach-Zehnder	80
3.1.1. La modulation de phase.....	81
3.1.2. La modulation d'amplitude	81
3.1.3. Structure du modulateur	82

3.2. Le modulateur électro-absorbant (MEA)	83
3.2.1 L'effet Franz-Keldysh	84
3.2.2 L'effet Stark confiné dans les puits quantiques.....	84
3.2.3 Structure du modulateur électro-absorbant.....	86
3.3. Le circuit de commande	88
3.4. Conclusion	89
III Le module de réception	90
1. Le photodétecteur	91
1.1. Principe de la photodétection	91
1.2. Caractéristiques d'une photodétection	91
1.3. Les photodiodes PIN	94
1.4. Les photodiodes à avalanche	96
1.5. Conclusion	98
2. L'amplification électrique	99
3. Le filtrage	99
4. La décision.....	100
IV Composants du bloc de transmission.....	101
1. Amplification optique	101
1.1. Généralités sur l'amplification optique	102
1.2. Les amplificateurs à semi-conducteur (AOSC)	102
1.3. Les amplificateurs à fibre dopée (EDFA)	104
1.4. Les amplificateurs Raman	106
1.5. Comparaison des amplificateurs	106
1.6. Utilisation de l'amplificateur optique	107
2. Les isolateurs	108
3. Les coupleurs.....	109
4. Les filtres optiques.....	109
5. Les multiplexeurs et démultiplexeurs optiques	109
Conclusion.....	110

Liste des tableaux

Tableau II- 1 : Exemples de caractéristiques de quelques fibres optiques de transmission. ...60

Liste des figures

<i>Figure II- 1 : Synoptique général d'un système de communications par fibre optique.</i>	<i>56</i>
<i>Figure II- 2 : Structure d'une fibre optique.</i>	<i>57</i>
<i>Figure II- 3 : Lois de propagation du signal dans une fibre optique.</i>	<i>58</i>
<i>Figure II- 4 : Dispersion intermodale dans une fibre multimode à saut d'indice.</i>	<i>59</i>
<i>Figure II- 5 : Profil d'une fibre multimode à gradient d'indice.</i>	<i>59</i>
<i>Figure II- 6 : Profil d'une fibre monomode à saut d'indice.</i>	<i>60</i>
<i>Figure II- 7 : Atténuation spectrale d'une fibre optique G.652.</i>	<i>61</i>
<i>Figure II- 8 : Dispersion matériau dans la silice pure en fonction de la longueur d'onde.</i>	<i>62</i>
<i>Figure II- 9 : Courbes de dispersion de quelques fibres optiques.</i>	<i>63</i>
<i>Figure II- 10 : Décalage temporel entre les composantes orthogonales du signal optique dû à une biréfringence aléatoire de la PMD.</i>	<i>65</i>
<i>Figure II- 11 : Un laser est un oscillateur composé d'un milieu amplificateur (A) et d'une boucle de contre-réaction (CR).</i>	<i>69</i>
<i>Figure II- 12 : Schéma des processus d'émission spontanée (a), d'absorption (b) et d'émission stimulée (c).</i>	<i>70</i>
<i>Figure II- 13 : Caractéristique Puissance-Courant d'un laser.</i>	<i>71</i>
<i>Figure II- 14 : Réponse du laser à une modulation d'amplitude.</i>	<i>73</i>
<i>Figure II- 15 : A gauche : Oscillations de relaxation d'un laser avec amortissement ; A droite : Réponse à une impulsion d'un laser mettant en évidence les oscillations.</i>	<i>74</i>
<i>Figure II- 16 : Réponse à un échelon de courant (c) de la densité de porteurs (b) et de la densité de photons (a).</i>	<i>75</i>
<i>Figure II- 17 : Temps de réponse du générateur de courant et du laser</i>	<i>75</i>
<i>Figure II- 18 : Largeur spectrale d'un laser en fonction de l'inverse de la puissance (à gauche) et spectres entiers pour 2 valeurs de puissance (à droite).</i>	<i>76</i>
<i>Figure II- 19 : Un exemple de laser couplé à son circuit de commande.</i>	<i>79</i>
<i>Figure II- 20 : Signal émis avec ses dégradations lors d'une modulation directe.</i>	<i>80</i>
<i>Figure II- 21 : Schéma d'un interféromètre de Mach-Zehnder.</i>	<i>82</i>
<i>Figure II- 22 : Schéma d'un modulateur Mach-Zehnder à multiples puits quantiques.</i>	<i>83</i>
<i>Figure II- 23 : Effet Franz-Keldysh sur le spectre d'absorption ($F =$ champ électrique).</i>	<i>84</i>

<i>Figure II- 24 : Diagramme des niveaux d'énergie d'un puits quantique avec ou sans l'application d'un champ électrique F</i>	85
<i>Figure II- 25 : Effet Stark sur le spectre d'absorption</i>	86
<i>Figure II- 26 : Structure d'un guide d'onde en arête contenant un matériau électro-absorbant</i>	87
<i>Figure II- 27 : Facteur de transmission en fonction de la tension de modulation</i>	88
<i>Figure II- 28 : Schéma d'un récepteur de données à détection directe</i>	90
<i>Figure II- 29 : Coefficient et longueur d'absorption des matériaux semi-conducteurs.</i>	92
<i>Figure II- 30 : Courbes de sensibilité et de rendement selon les longueurs d'onde pour divers matériaux</i>	93
<i>Figure II- 31 : Photodiode PIN</i>	94
<i>Figure II- 32 : Principe de la photodétection avec une photodiode PIN</i>	94
<i>Figure II- 33 : Structure d'une photodiode à avalanche pπpn.</i>	97
<i>Figure II- 34 : Rapport signal à bruit en fonction de l'intensité du signal émis pour les photodiodes PDA et PIN</i>	98
<i>Figure II- 35 : Réponses fréquentielles du filtre théorique et du filtre pratique de Nyquist</i> ..	100
<i>Figure II- 36 : Configuration de base d'un amplificateur optique à semi-conducteur</i>	103
<i>Figure II- 37 : Configuration d'un amplificateur optique à fibre dopée à l'erbium avec pompage optique</i>	105
<i>Figure II- 38 : Configuration des amplificateurs optiques (A₁ et A₂ représentent les fibres optiques).</i>	107

Introduction

Depuis 25 ans, la fibre optique a supplanté le câble coaxial dans la plupart des réseaux de télécommunications sur support, tout du moins pour les hauts débits. Mais son apparition a nécessité la conception et le développement de nouveaux composants optiques ou optoélectroniques performants. Nous présenterons dans ce chapitre les composants constituant un système de transmission numérique sur fibre optique.

L'architecture d'une liaison, quelque soit le niveau du réseau auquel elle est destinée, est composée des mêmes briques de base, à savoir un émetteur, un module de transmission et un récepteur (Figure II- 1) [-3].

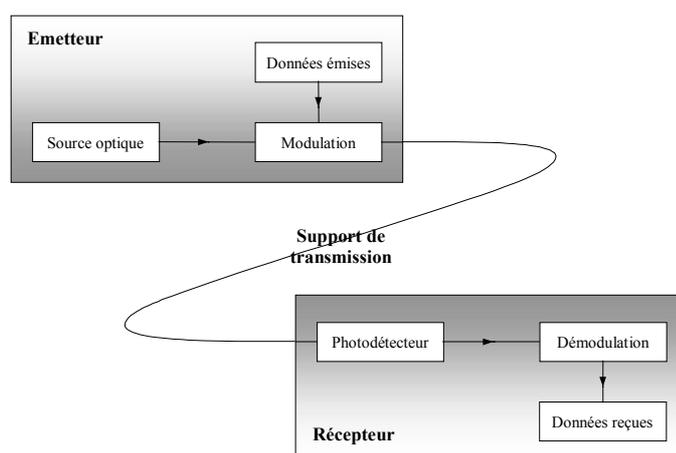


Figure II- 1 : Synoptique général d'un système de communications par fibre optique.

Pour chacun de ces éléments constitutifs d'une liaison sur fibre optique, nous tenterons de décrire leur rôle et leur fonctionnement. Nous débuterons par la fibre optique, élément essentiel puisqu'elle permet le transport de l'information et est à l'origine des efforts réalisés par la suite. Nous poursuivrons par la description de l'émetteur (laser, driver, modulateur, ...), pour enchaîner sur les blocs constituant le récepteur (photodiode, amplificateur électrique, filtre électrique, circuit de remise en forme). Enfin, nous terminerons en détaillant les éléments pouvant être utilisés en ligne, tels que les amplificateurs, en vue d'une amélioration de la qualité du signal transmis ou de l'augmentation des distances.

I La fibre optique [1-8]

La fibre optique est vite apparue très intéressante pour le domaine des télécommunications. Elle représente un support de transmission dont les nombreux avantages justifiant son introduction dans les systèmes de transmission sont donnés ci-après :

Performances de transmission : Très faible atténuation, très grande bande utilisable, multiplexage possible.

Avantages de mise en œuvre : Très petite taille, grande souplesse, faible poids.

Sécurité électrique : Isolation totale entre terminaux, utilisation possible en ambiance explosive ou sous de fortes tensions.

Sécurité électromagnétique : Insensible aux parasites et n'en crée pas, inviolabilité presque totale.

Avantage économique : Moindre coût, en comparaison des autres supports.

1. Présentation générale des fibres [9-10]

Une fibre est un guide d'onde cylindrique et diélectrique. Elle est constituée de deux diélectriques de même axe, le cœur et la gaine, entourés d'une gaine de protection (Figure II- 2).

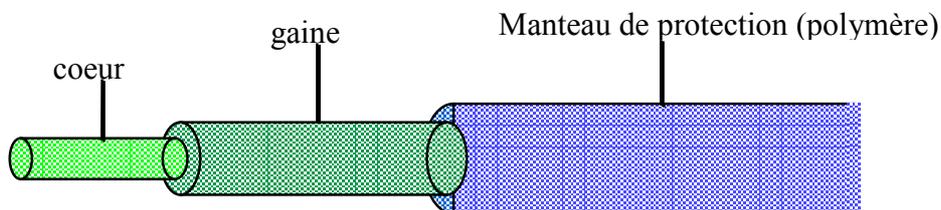


Figure II- 2 : Structure d'une fibre optique.

Le guidage du signal optique est basé sur la loi de Descartes. La lumière se propage le long de la fibre par réflexions successives entre le cœur et la gaine (Figure II- 3). Cela n'est possible que si le cœur et la gaine sont constitués de matériaux transparents et que l'indice de la gaine est inférieur à celui du cœur (une différence de quelques % est suffisante). La seconde condition est d'envoyer le signal lumineux dans la fibre avec un angle, par rapport à l'axe, inférieur à l'ouverture numérique. L'ouverture numérique (O.N.) représente l'ouverture angulaire limite avant une transmission et non une réflexion totale sur le dioptré cœur-gaine de la fibre ($O.N. = \sqrt{(n_1^2 - n_2^2)}$).

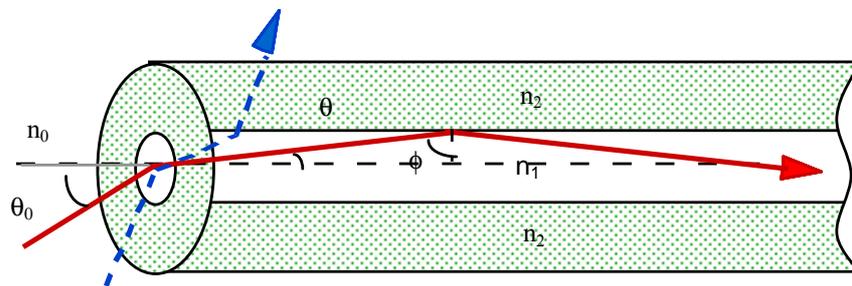


Figure II- 3 : Lois de propagation du signal dans une fibre optique.

La plupart des fibres sont fabriquées à base de silice, matériau abondant et peu cher. Pour façonner les profils d'indice, la silice est dopée avec du dioxyde de germanium ou du pentoxyde de phosphore pour augmenter l'indice (donc plutôt pour le cœur de la fibre) et avec du fluor ou du trioxyde de bore pour le diminuer (plutôt réservé à la gaine optique).

Il existe deux types de fibres : multimode et monomode. Dans une fibre multimode, les diamètres des diélectriques sont plus importants que ceux d'une fibre monomode (\varnothing du cœur ≈ 50 microns et \varnothing de la gaine ≈ 125 microns) et les différents rayons empruntent des trajectoires différentes. Leurs chemins optiques et donc leurs temps de propagation sont différents. Il en résulte donc une dispersion intermodale (Figure II- 4). Pour diminuer cet effet, le profil d'indice du cœur peut être modifié de telle sorte à créer un « gradient d'indice » et non un saut d'indice (l'indice n_1 n'est pas constant mais possède une symétrie autour de l'axe) (Figure II- 5). Cela permet de réduire les différences de temps de propagation en réduisant les écarts entre chemins optiques.

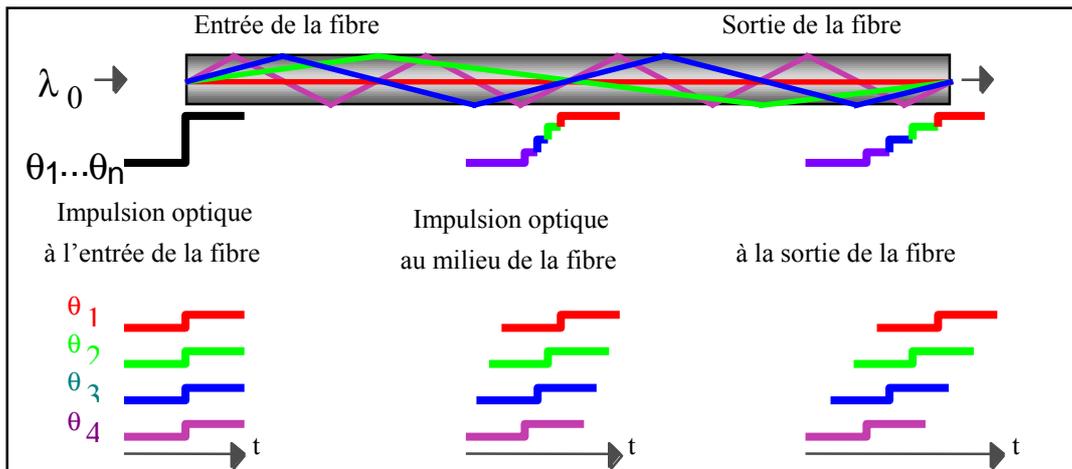


Figure II- 4 : Dispersion intermodale dans une fibre multimode à saut d'indice.

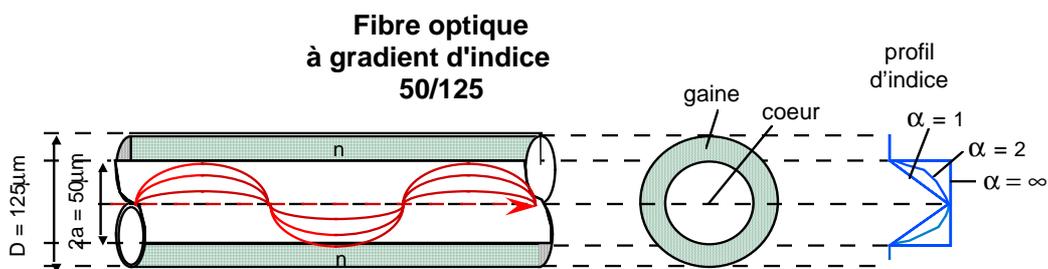


Figure II- 5 : Profil d'une fibre multimode à gradient d'indice.

Les fibres multimodes sont de préférence employées pour les réseaux locaux, pour les bas débits ou encore pour des longueurs d'onde proches de 850 nm.

Dans le cadre de ma thèse, nous ne parlerons uniquement que de fibres monomodes. Elles possèdent un diamètre de cœur plus petit (8 à 10 microns en général). Compte tenu de ces dimensions, la fibre optique monomode classique est à saut d'indice (Figure II- 6).

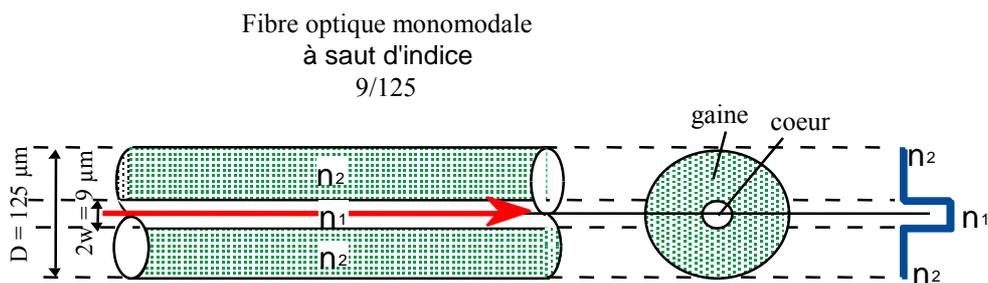


Figure II- 6 : Profil d'une fibre monomode à saut d'indice.

L'UIT-T (Union Internationale des Télécommunications) a instauré des normes internationales pour les fibres optiques déployées dans les réseaux de télécommunications. Les recommandations G.650 à G.655 portent sur les paramètres géométriques, mécaniques et optiques des fibres et sur les tolérances admissibles (Tableau II- 1).

Norme UIT-T		G. 652	G. 653	G. 655 (NZDSF)	G. 655 (Téralight)
Propriétés géométriques	Diamètre cœur (μm)	9	9	9	9
	Diamètre fibre (μm)	125	125	125	125
Propriétés optiques (à 1550 μm)	Atténuation (dB/km)	0,25	0,25	0,25	0,22
	Dispersion Chromatique (ps/nm/km)	17	0	0,07	8
	Coefficient de non-linéarité (W/m ²)	$2,7 \cdot 10^{-20}$	$2,7 \cdot 10^{-20}$	$2,7 \cdot 10^{-20}$	$2,7 \cdot 10^{-20}$
	Section effective (μm ²)	80	57	57	65
	PMD ps/sqrt(km)	0,05 à 0,08	0,1 max.	0,1 max.	0,04

Tableau II- 1 : Exemples de caractéristiques de quelques fibres optiques de transmission.

Les principales caractéristiques des fibres optiques sont l'atténuation, la dispersion chromatique, la polarisation et les effets non-linéaires, que nous allons présenter.

2. L'atténuation

L'atténuation dans les fibres optiques résulte de plusieurs mécanismes. D'abord, l'absorption intrinsèque du matériau constitutif provoque une augmentation très rapide des pertes aux basses longueurs d'onde. La présence d'impuretés peut aussi créer diverses bandes d'absorption. Dans le cas de la silice pure, le minimum théorique d'atténuation devrait descendre à 0,14 dB/km vers $\lambda = 1,55 \mu\text{m}$. De plus, les irrégularités involontaires de structure provoquent des pertes par diffusion (diffusion Rayleigh). Il y a ensuite les pertes dues aux conditions d'utilisation des fibres. Toute courbure trop serrée crée des pertes par rayonnement. Les microcourbures sont des courbures très faibles, mais répétées et pratiquement incontrôlables, dues au conditionnement des fibres dans les câbles. Ces pertes s'ajoutent directement aux pertes intrinsèques. Elles sont toutefois négligeables pour les fibres standard des télécommunications dans des conditions d'emploi normales. Enfin, les fibres sont toujours utilisées par tronçons de longueur finie, raccordés entre eux. Chaque jonction peut provoquer une perte de raccordement. La Figure II- 7 montre l'atténuation spectrale d'une fibre en silice, pour les télécommunications.

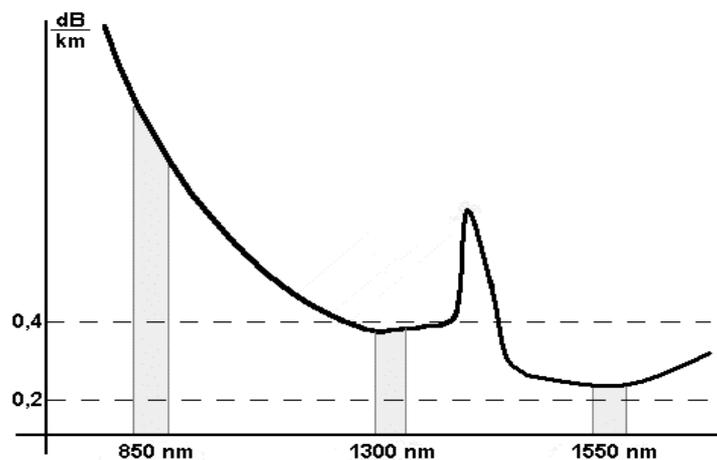


Figure II- 7 : Atténuation spectrale d'une fibre optique G.652.

L'atténuation minimale de 0,22 dB/km n'est pas très loin du minimum théorique pour la silice. La différence s'explique par le fait que l'on ne peut pas utiliser de la silice pure. On doit doper soit le cœur, soit la gaine et cela augmente les fluctuations de composition et donc les pertes par diffusion.

3. La dispersion chromatique [10-11]

3.1. Définition

Le temps de propagation de groupe, c'est-à-dire le temps mis par un signal pour parcourir l'unité de longueur, dépend de la longueur d'onde λ . Dans le cas d'un signal issu d'une source émettant sur une raie de largeur $\delta\lambda$, ces temps de propagation vont s'étaler sur une certaine durée. Le paramètre de dispersion chromatique (D) est défini comme la dérivée du temps de propagation de groupe par rapport à la longueur d'onde, pour une longueur de fibre de 1 km. On le donne généralement en ps/(nm.km), les picosecondes correspondant à l'élargissement temporel, les nanomètres à la largeur spectrale et les kilomètres à la longueur de fibre.

En fait, la dispersion chromatique est la somme d'un terme de matériau pur (dispersion matériau) et d'un terme dû au guidage de l'onde (dispersion modale). La Figure II- 8 montre l'évolution avec λ du terme matériau pour la silice.

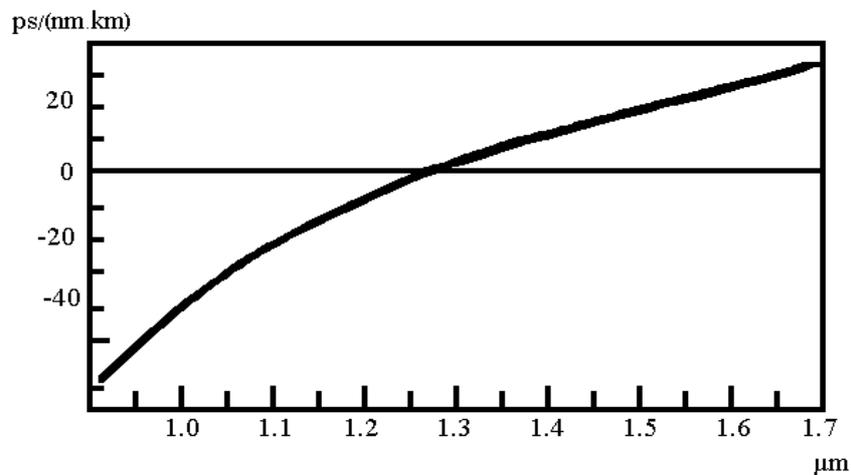


Figure II- 8 : Dispersion matériau dans la silice pure en fonction de la longueur d'onde.

On voit sur cette courbe, que la fibre monomode standard G.652 [12] présente une dispersion maximale de 20 ps/(nm.km) à 1550 nm. Classiquement, on la considère de 17 ps/(nm.km). Dans la bande 1288 à 1359 nm, elle est de 3,5 ps/(nm.km). Ainsi, la capacité de transmission est la plus grande possible pour une longueur d'onde d'environ 1,3 μm. Elle est donc idéale pour cette fenêtre spectrale et permet de transporter de très hauts débits. Malheureusement, ce n'est pas là que l'atténuation est la plus faible (Figure II- 7). On a donc

cherché à déplacer le point de dispersion nulle vers 1,55 μm. On dit que ce genre de fibre, la G.653, est à dispersion décalée (Figure II- 9). Il existe aussi des fibres à dispersion aplatie pour lesquelles la dispersion totale reste très faible, de l'ordre de quelques ps/(nm.km), sur plus d'une centaine de nanomètres (Figure II- 9) [13].

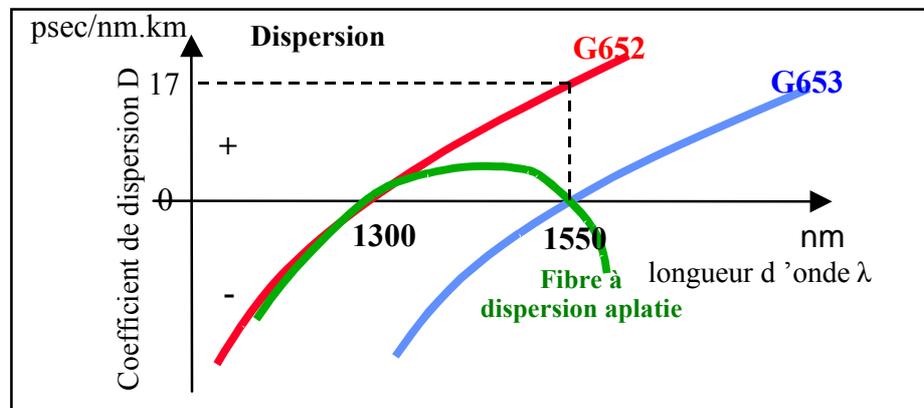


Figure II- 9 : Courbes de dispersion de quelques fibres optiques.

On peut également fabriquer une fibre qui aurait une dispersion opposée à la première fibre. Toutes ces fibres spéciales sont obtenues en modifiant leur profil d'indice.

3.2. Effets sur la transmission

La dispersion chromatique d'une fibre entraîne donc différents temps de propagation et un élargissement temporel des impulsions émises si celles-ci ne sont pas parfaitement monochromatiques. Au bout d'une certaine distance, si cet étalement devient relativement important, un recouvrement générateur d'interférences entre symboles est possible. Cet élargissement τ se calcule ainsi :

$$\tau = D(\text{ps/nm.km}) * L(\text{km}) * \Delta\lambda(\text{nm})$$

avec D le coefficient de dispersion chromatique de la fibre, L la longueur de la fibre et $\Delta\lambda$ la largeur spectrale de la source.

La dispersion chromatique est donc un facteur majeur de limitation des performances des systèmes de transmission sur fibre à haut débit. Car le milieu des télécommunications utilise principalement des longueurs d'onde autour de 1,55μm (en raison de sa faible atténuation dans cette plage spectrale). Aussi, plus les débits à transmettre seront élevés, plus le recouvrement peut se produire rapidement, et plus des techniques de compensation

élaborées devront être mises en œuvre. Il y a principalement deux possibilités : utiliser des fibres ayant la dispersion chromatique modifiée quasiment nulle pour cette longueur d'onde ou ajouter à la première fibre ayant la dispersion chromatique positive une seconde fibre à dispersion négative. On parle de compensation de dispersion. La mise en série de ces fibres permet de compenser et d'annuler les déformations des impulsions dues aux dispersions chromatiques. C'est un procédé souvent usité dans les réseaux de télécommunications.

4. La polarisation et la dispersion modale de polarisation [11][14-21]

En principe, la polarisation, dans une fibre parfaitement circulaire, ne devrait pas évoluer le long de la fibre. On n'observe rien de tel dans la pratique. Un petit tronçon de fibre apparaît généralement comme une lame biréfringente, avec un mode dit rapide et un mode dit lent qui ont des polarisations rectilignes orthogonales. De plus, dans une fibre réelle, cette biréfringence et la direction des axes propres varient constamment et de manière incontrôlée, et la polarisation devient rapidement imprévisible.

Ce phénomène est dû à la non-symétrie de révolution du profil d'indice dans le cœur de la fibre, non-symétrie intrinsèque à la fabrication de la fibre et/ou extrinsèque lors de la pose de la fibre. Les origines intrinsèques peuvent être une symétrie géométrique circulaire imparfaite de la fibre ou une non-homogénéité de l'indice de la fibre. Les causes extrinsèques peuvent être un écrasement, un étirement, une torsion ou une courbure de la fibre. Ceci induit un effet photo-élastique, d'où une biréfringence et une polarisation variable.

Quand on envoie un signal sur une fibre « biréfringente », sans se soucier de sa polarisation, on excite les deux modes à la fois. Chacun d'entre eux a sa propre vitesse de propagation. Ce décalage des temps de propagation de groupe a pour effet le dédoublement du signal à la sortie de la fibre, et donc un brouillage de l'information (Figure II- 10). On l'appelle dispersion modale de polarisation (Polarization Mode Dispersion, PMD, en anglo-américain).

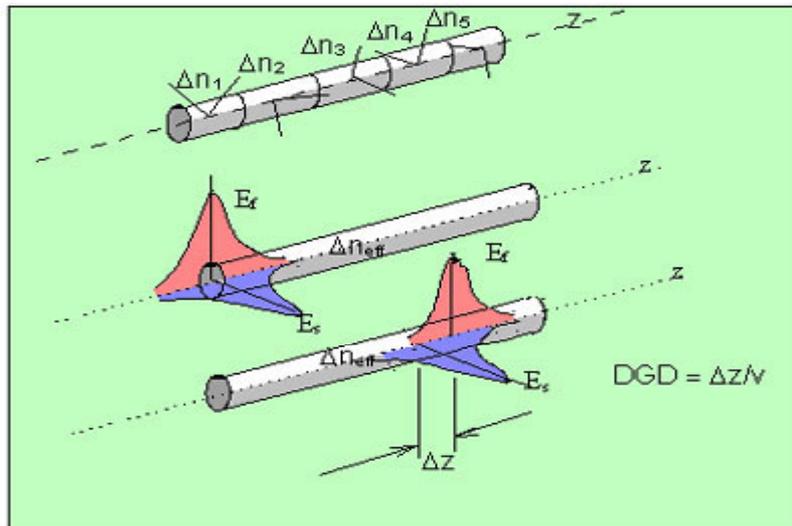


Figure II- 10 : Décalage temporel entre les composantes orthogonales du signal optique dû à une biréfringence aléatoire de la PMD.

Une caractéristique essentielle de ce phénomène réside dans son caractère aléatoire, étant donné qu'il est principalement d'origine extrinsèque et dépend de la qualité de la pose de celle-ci. La fibre optique apparaît ainsi comme un milieu fluctuant. La valeur moyenne du retard n'est donc pas suffisante pour le décrire totalement et nous utiliserons donc des données statistiques. La mesure principale est le DGD (Differential Group Delay), retard différentiel entre les 2 composantes correspondant aux états principaux de la propagation.

$$\text{DGD} = \text{Biréfringence linéique} \times \sqrt{\text{Longueur de couplage}} \times \sqrt{\text{Longueur de la fibre}}$$

Ce décalage a jusqu'à nos jours souvent été négligé car il reste minime. Cependant, l'allongement du support de transmission optique augmente la valeur de ce décalage temporel alors que la valeur critique diminue avec l'augmentation des débits.

5. Les effets non linéaires [23]

5.1. Définition

Les systèmes de télécommunications sur fibre sont conçus dans l'hypothèse d'une transmission linéaire et les effets non-linéaires sont alors des effets parasites qui en dégradent

les performances quand les puissances véhiculées deviennent élevées. Aujourd'hui, les systèmes de transmission à haut débit et grande distance utilisent des amplificateurs de puissance à l'émission, ce qui conduit à des puissances injectées dans la fibre très élevées et des effets non-linéaires non négligeables.

5.2. L'effet Kerr

L'effet Kerr, en optique géométrique, est une extension des lois de la réfraction de la lumière lors de la propagation de cette lumière dans des milieux d'indice variable. L'indice de réfraction peut alors s'exprimer sous la forme d'une équation non linéaire, proportionnellement à la puissance optique :

$$n = n_0 + n_2 \quad \text{avec } n_0 \text{ une constante et } n_2 \text{ une fonction quadratique de la puissance.}$$

Cet effet prend une importance considérable dans l'industrie des télécommunications.

Une première conséquence de l'effet Kerr se traduit par un phénomène d'auto-modulation de phase. L'impulsion est affectée d'une modulation de phase parasite qui croît avec la distance. La modulation de phase, combinée à la dispersion chromatique, conduit à un élargissement temporel des signaux se propageant dans la fibre.

La combinaison des effets linéaires et non-linéaires joue un rôle essentiel. En effet, l'automodulation de phase se traduit par une modulation de fréquence parasite, avec augmentation (respectivement diminution) de la fréquence instantanée à l'avant (respectivement à l'arrière) de l'impulsion. Dans les conditions de dispersion normale ($D > 0$), la tête de l'impulsion se propage encore plus rapidement tandis que l'arrière se propage encore plus lentement. La dispersion chromatique et l'effet Kerr se conjuguent donc pour élargir l'impulsion. En revanche, dans les conditions de dispersion anormale ($D < 0$), l'avant de l'impulsion se trouve ralenti tandis que l'arrière est accéléré : les deux effets jouent en sens inverse et on peut imaginer que s'ils se compensent exactement, l'impulsion ne se déformera pas au cours de la propagation.

Les autres conséquences de l'effet Kerr sont visibles si plusieurs ondes se propagent dans la fibre. Alors, la non-linéarité induit une modulation de phase croisée (cross phase modulation), ainsi que des phénomènes connus sous le nom de mélange à trois ou quatre

ondes, sources d'intermodulations entre les différents canaux d'un système de transmission utilisant plusieurs longueurs d'onde.

5.3. Les effets Raman et Brillouin

L'effet Raman est le plus connu des effets non-linéaires. Il s'agit d'une interaction photon-phonon, c'est-à-dire d'échange d'énergie entre l'onde optique et les vibrations du matériau.

L'effet Brillouin est de même nature que la diffusion de Raman, mais l'interaction se fait avec des phonons acoustiques, c'est-à-dire avec les vibrations d'ensemble du matériau, se propageant à la vitesse des ondes acoustiques.

Ces effets sont sensibles dès que la puissance injectée dépasse un certain seuil. Une solution mise en œuvre pour les combattre consiste à moduler en amplitude à très basse fréquence le courant d'injection du laser par un signal sinusoïdal, ce qui provoque une modulation de fréquence du signal optique émis et élargit le spectre jusqu'à quelques GHz [24].

6. Conclusion

La fibre possède des qualités non négligeables comme support de transmission de l'information qui lui ont permis de s'imposer dans les réseaux de télécommunications. Et plusieurs de ses défauts semblent pouvoir se corriger (la dispersion chromatique par une fibre à dispersion contraire, l'atténuation par un amplificateur optique, ...). Nous allons maintenant présenter les autres modules de la ligne de transmission optique et donner leurs principales propriétés.

II Le module d'émission [1-8]

Compte tenu des propriétés des fibres optiques, des efforts sont nécessaires sur les composants micro-optoélectroniques pour permettre une utilisation optimale. D'importants progrès sur les lasers ont été réalisés dès la fin des années 60 et les premiers réseaux à fibres optiques ont pu être déployés.

La partie émission d'une liaison optique est composée de divers éléments (laser, modulateur, driver). Son rôle est de délivrer au support de transmission un signal optique sur lequel sont inscrites les données. Comme nous l'avons vu dans le chapitre 1, la technique de modulation externe à 40 Gbits/s sera retenue.

1. Le laser [1-3][10][25-26]

Depuis le début des télécommunications par fibre optique, le choix des sources optiques s'est porté sur les émetteurs à semi-conducteur à cause de leurs petites dimensions en rapport avec celles du cœur des fibres optiques, de la relative facilité que l'on a à moduler directement la lumière émise en agissant sur le courant, de leur spectre optique relativement étroit et de leur faible consommation énergétique. Ainsi la diode laser est la source la mieux adaptée pour les télécommunications optiques car elle permet d'avoir la meilleure efficacité de couplage optique avec la fibre. C'est pour ces raisons que nous ne parlerons dans la suite que des diodes lasers et que nous n'aborderons pas les diodes électroluminescentes.

Le mot laser, sigle de l'expression anglaise Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation, signifie amplification de lumière par émission stimulée de rayonnement. L'effet laser ne fut démontré qu'en 1960 par Mainman en utilisant un barreau de rubis. Deux notions peuvent résumer cet effet : amplification et contre-réaction (Figure II- 11).

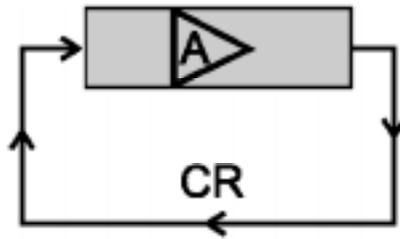


Figure II- 11 : Un laser est un oscillateur composé d'un milieu amplificateur (A) et d'une boucle de contre-réaction (CR).

1.1. L'émission stimulée

Un laser est un dispositif qui émet de la lumière grâce au phénomène d'émission stimulée. En effet, dans un semi-conducteur, un électron peut passer d'un état à un autre de trois façons (Figure II- 12) :

- *L'émission spontanée* : De sa propre initiative, l'électron peut tomber dans un état moins énergétique non occupé (il passe d'un état ionisé à un état lié), en émettant un photon spontané.
- *L'absorption* : En absorbant un photon, l'électron peut être amené dans un état plus énergétique. Il passe de l'état lié (électron et trou combinés) à l'état ionisé (électron dans la bande de conduction et trou dans la bande de valence).
- *L'émission stimulée* : Frappé par un photon, l'électron peut retomber dans l'état le moins énergétique (état lié) en émettant un photon stimulé dont le rayonnement correspond à la même longueur d'onde, la même phase, le même état de polarisation et la même directivité spatiale que le photon incident. On parle alors de lumière cohérente. Avec l'émission stimulée s'introduit la notion de gain ou d'amplification du rayonnement incident puisque, à partir d'un photon, on en obtient deux.

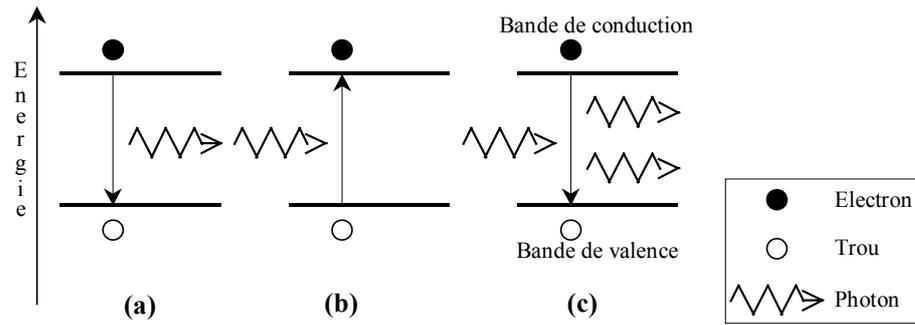


Figure II- 12 : Schéma des processus d'émission spontanée (a), d'absorption (b) et d'émission stimulée (c).

Statistiquement, à l'état naturel, un photon émis peut de nouveau être absorbé par un électron et globalement, l'émission et l'absorption se compensent. Pour obtenir l'effet laser et donc rendre l'émission stimulée prépondérante, deux conditions doivent être réalisées :

- Il faut qu'il y ait suffisamment d'électrons dans l'état d'énergie supérieure. Ceci est réalisé par ce qu'on appelle une inversion de population. Dans un semi-conducteur, cette inversion est réalisée par l'opération de pompage qui consiste à fournir de l'énergie aux électrons afin qu'ils passent dans la bande de conduction.
- Il faut qu'il y ait suffisamment de photons excitateurs. Pour cela, on oblige l'énergie lumineuse à s'accumuler sur place en enfermant le semi-conducteur dans une cavité résonante constituée, par exemple, par un résonateur du type Pérot-Fabry.

Les photons d'émission spontanée amorçant la réaction, lorsque ces deux conditions sont réunies, l'effet laser peut se produire.

1.2. Le résonateur Pérot-Fabry

Ce type de résonateur est constitué, dans le cas le plus simple, par deux miroirs plans, parallèles et réfléchissants entre lesquels les ondes lumineuses font de multiples allers-retours. Dans le cas d'un semi-conducteur, les parois clivées du cristal sont utilisées pour constituer la cavité. Une forte valeur de l'indice (de l'ordre de 3,5) du semi-conducteur permet d'obtenir, avec les faces clivées en contact avec l'air, un coefficient de réflexion suffisant pour provoquer ces allers-retours de l'onde dans la cavité. C'est ce que nous avons appelé la boucle de contre-réaction.

Ainsi, en imposant un coefficient de réflexion élevé (environ 30%), l'amplification dans le résonateur est d'autant plus accrue et peut compenser les pertes dues à l'absorption dans la cavité et à la transmission vers l'extérieur, transmission pourtant utile pour constituer le signal porteur de l'information dans le réseau. En effet, ces pertes signifient une baisse de l'émission stimulée.

1.3. Le seuil de l'effet laser

Le seuil de l'effet laser est obtenu lorsque le gain maximal est assez élevé pour compenser toutes les pertes que l'onde rencontre au cours de ses allers-retours entre les deux miroirs du résonateur (pertes provoquées par le milieu diffusant, par le phénomène d'absorption et par la transmission du signal vers l'extérieur).

Lorsque le courant augmente au-dessus du seuil, l'émission stimulée apparaît : tous les porteurs injectés en supplément se recombinaison stimulée. Cela se traduit par une certaine directivité du rayonnement dans la direction perpendiculaire aux faces de la cavité et par une augmentation brutale de la puissance lumineuse émise par la diode laser. Nous pouvons mesurer ce courant de seuil au niveau du fort coude de la caractéristique puissance-courant du laser présentée sur la Figure II- 13.

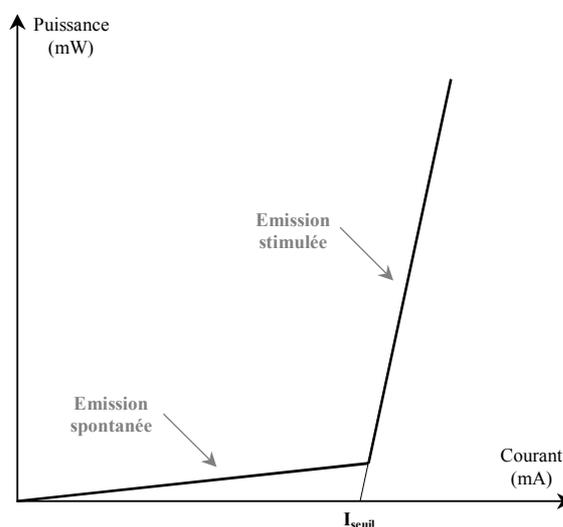


Figure II- 13 : Caractéristique Puissance-Courant d'un laser.

Le courant de seuil marque la séparation entre un fonctionnement dominé par l'émission spontanée et un fonctionnement dominé par l'émission stimulée. La puissance émise par le laser se calcule alors de la façon suivante :

$$P = \eta (I - I_s) \text{ pour } I > I_s \quad \text{et} \quad P = 0 \text{ pour } I < I_s$$

où I = courant injecté au laser ; I_s = courant de seuil du laser ; et η = rendement du laser (égal à la pente de la zone émission stimulée de la Figure II- 13)

1.4. La modulation des données

Ce passage a été en partie vu dans le paragraphe de la modulation directe III 1.1. du 1^{er} chapitre. Les lasers à semi-conducteur ont l'avantage pour les systèmes de télécommunication d'être modulés facilement en faisant varier le courant d'alimentation (Figure I- 17). Par cette méthode, la densité des porteurs évolue et une modulation de la lumière émise est obtenue.

Mais nous avons précisé aussi que la diode laser possède des propriétés qui limitent la modulation directe notamment pour les hautes fréquences.

Tout d'abord, il est fortement conseillé de rester en fonctionnement continu, c'est-à-dire conserver en permanence une polarisation au dessus du courant de seuil du laser. En effet, avoir un des niveaux de modulation en dessous du seuil signifie alterner un état allumé et un état éteint du laser (fonctionnement impulsionnel), alterner l'émission stimulée et l'émission spontanée. Or l'émission spontanée nécessite un temps de réponse de plusieurs nanosecondes et limite donc le débit de transmission.

En maintenant le courant de modulation au dessus du seuil du laser, un signal de bonne qualité peut être émis jusqu'à quelques gigahertz. Au-delà de cette fréquence, un pic de résonance dont la fréquence et l'amplitude dépendent du type de laser utilisé et du point de polarisation est observé. Cette résonance se remarque sur la réponse fréquentielle du laser, qui se présente sous la forme d'un filtre passe-bas du deuxième ordre (Figure II- 14) : un palier aux basses fréquences, suivi du pic de résonance dans le domaine des GHz, plus ou moins amorti, puis une chute brusque. On peut relever la fréquence de résonance fondamentale f_R et le facteur d'amortissement γ .

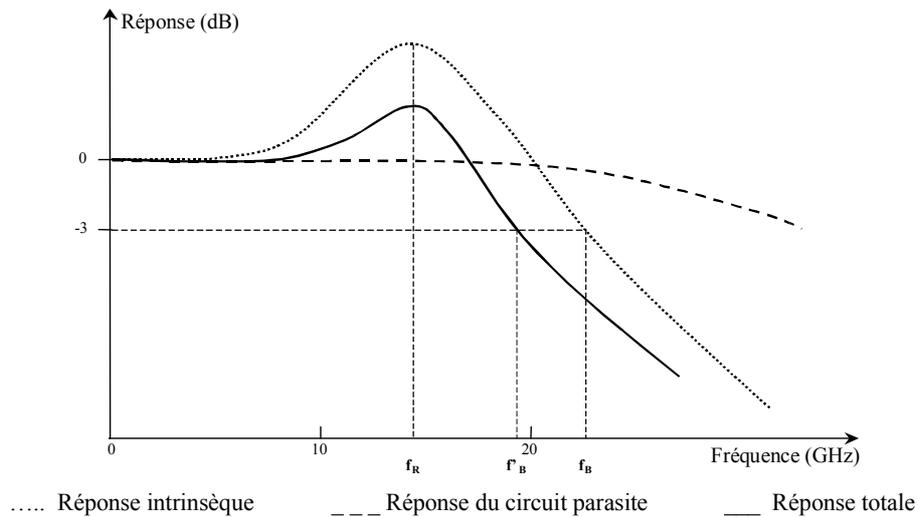


Figure II- 14 : Réponse du laser à une modulation d'amplitude.

En pratique, des éléments parasites dus à la structure du laser viennent laminier cette courbe théorique et intrinsèque. La réponse totale est le produit de la réponse intrinsèque par la fonction de transfert électrique du circuit parasite.

1.5. Les oscillations de relaxation

A chaque variation du courant injecté au laser, un équilibre doit à nouveau s'installer entre photons et électrons dans ce régime de fonctionnement dynamique. Après résolution d'un système d'équations, les solutions montrent que le laser tend naturellement à osciller à une certaine fréquence propre Ω_{RO} appelée oscillation de relaxation, qui disparaît progressivement grâce à un terme d'amortissement en $e^{-\beta t}$ (Figure II- 15). Ces oscillations sont de même origine que la résonance fondamentale : les populations d'électrons et de photons oscillent avant d'atteindre l'état stationnaire d'autant plus brutalement que leurs temps de vie respectifs sont différents.

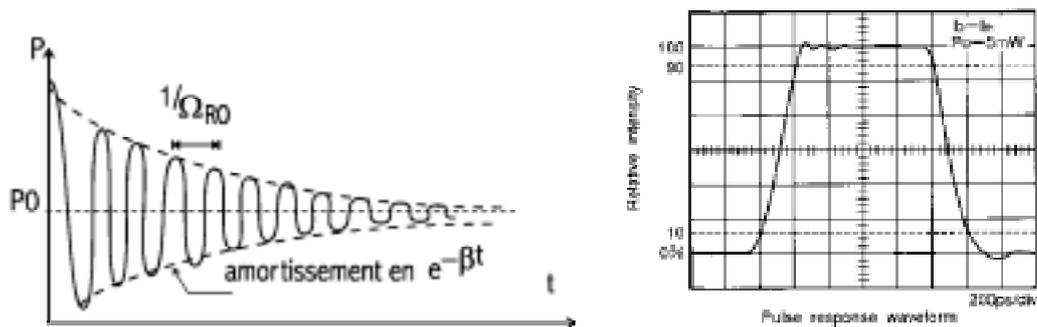


Figure II- 15 : A gauche : Oscillations de relaxation d'un laser avec amortissement ; A droite : Réponse à une impulsion d'un laser mettant en évidence les oscillations.

Il est aisé de comprendre que ces effets ne sont pas gênants pour un régime permanent, en revanche pour un régime dynamique à haut débit, ils parasitent le bon fonctionnement d'un laser et l'obtention de deux niveaux optiques stables.

1.6. Le régime transitoire

Dans les systèmes de télécommunications numériques par fibre optique, la modulation est constituée de signaux binaires pour lesquels la puissance optique, et donc le courant de polarisation, doivent commuter brusquement entre un niveau bas et un niveau haut. De ce fait, la compréhension de la réponse transitoire est particulièrement importante.

Lorsqu'un laser à semi-conducteur est soumis à un échelon de courant, l'émission de la lumière suit l'envoi du courant avec un retard qui peut aller jusqu'à quelques nanosecondes si le courant part de zéro (Figure II- 16). La réponse du laser n'est donc pas instantanée. En effet, ce retard correspond au temps nécessaire pour que la concentration de porteurs atteigne sa valeur seuil et donc pour que l'émission stimulée soit prépondérante sur l'émission spontanée. Cette valeur sera atteinte d'autant plus rapidement que le flux de porteurs injectés et donc que le courant injecté est important. Le retard dépend donc directement du courant d'alimentation du laser (Figure II- 17).

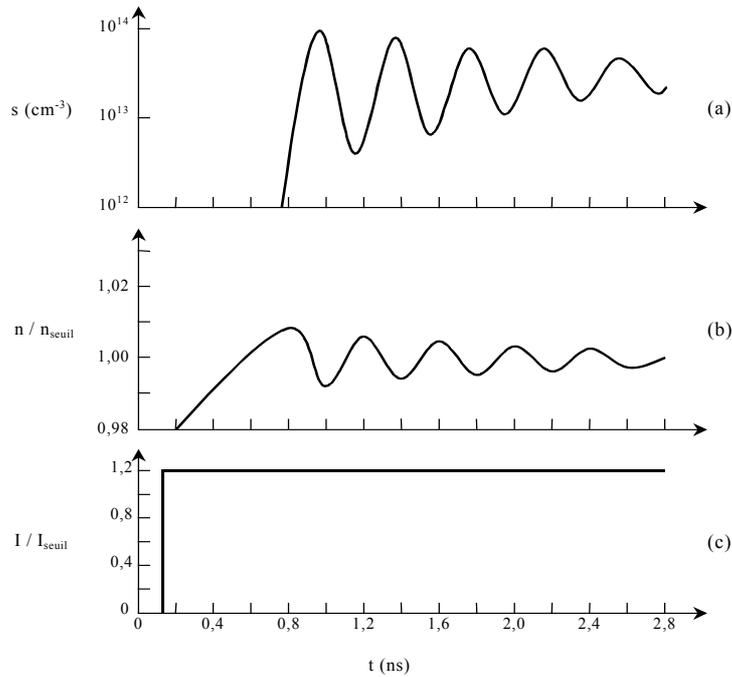


Figure II- 16 : Réponse à un échelon de courant (c) de la densité de porteurs (b) et de la densité de photons (a).

Ce retard est suivi des oscillations de relaxation vu précédemment. Tout comme le paramètre τ , le paramètre d'amortissement β dépend de la valeur du courant injecté dans le laser. La durée d'oscillations est d'autant plus longue et néfaste si le courant est faible et proche du seuil (Figure II- 17).

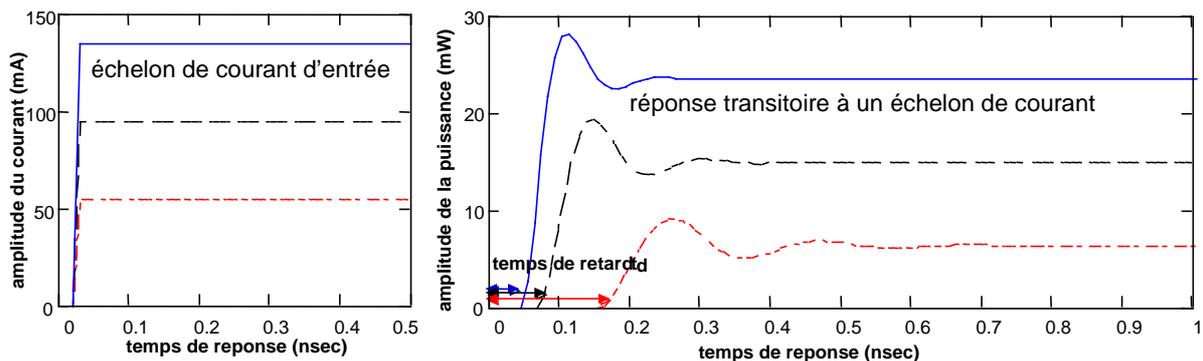


Figure II- 17 : Temps de réponse du générateur de courant et du laser selon l'amplitude du courant.

Ces deux paramètres du laser exigent une durée suffisamment importante de l'impulsion pour qu'elle se stabilise à la valeur souhaitée et donc un débit limité.

1.7. Fréquence optique et largeur spectrale

Pour rappel, la fréquence de l'onde émise (ν) est directement liée à la différence d'énergie E_G entre la bande de conduction et la bande de valence du semi-conducteur. En effet, les lois de conservation de l'énergie et de la quantité de mouvement sont respectées et imposent que le photon après désexcitation de l'électron ait une énergie voisine de la hauteur de la bande d'énergie interdite. La longueur d'onde émise λ est donc déterminée par cette équation :

$$E_G = h \cdot \nu = h \cdot c \cdot (\lambda^{-1})_{vide} \quad \text{Équation 1}$$

Nous avons bien précisé le terme voisin(e) en parlant de l'énergie et de la longueur d'onde du photon car un laser n'est jamais parfaitement monochromatique. Le signal émis est composé de plusieurs longueurs d'onde toutes très proches autour d'une valeur centrale. Cette plage de longueurs d'onde est appelée largeur spectrale du laser. Cette valeur est liée à l'équation suivante :

$$\Delta\nu\Delta t = \frac{2 \ln 2}{\pi} \quad \text{Équation 2}$$

avec Δt correspondant à la largeur d'une impulsion (ou d'un bit).

Les lasers actuels peuvent avoir une largeur spectrale inférieure à 10^{-3} nm (ou atteindre 100 MHz en terme de fréquence). Tout comme les défauts précédents, la largeur spectrale d'un laser est plus importante pour les faibles courants (Figure II- 18)

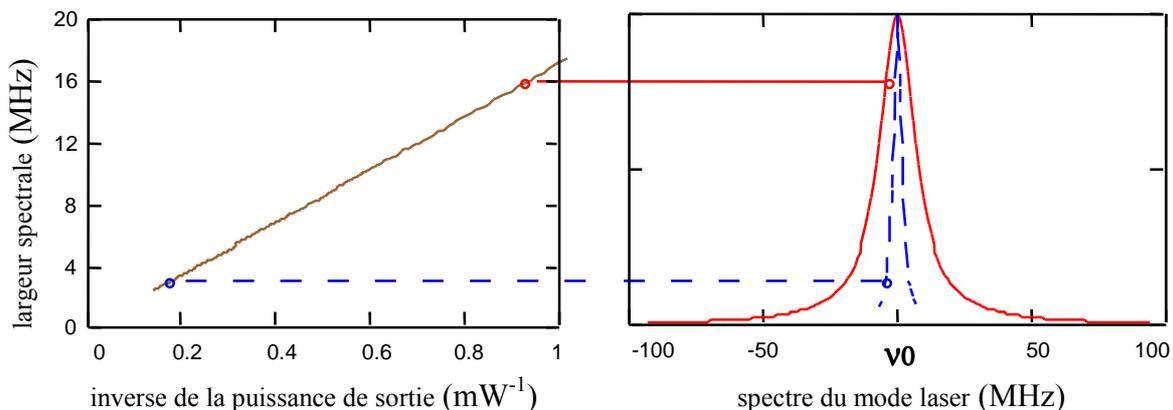


Figure II- 18 : Largeur spectrale d'un laser en fonction de l'inverse de la puissance (à gauche) et spectres entiers pour 2 valeurs de puissance (à droite).

Ce paramètre est une grandeur critique pour les liaisons haut débit et longue distance. Des largeurs très étroites sont en effet nécessaires pour éviter que les longueurs d'ondes ne se dispersent dans la fibre.

1.8. La conversion amplitude-fréquence

Nous avons vu que la modulation du courant provoque une modulation de la puissance émise par le laser. Ceci est obtenu parce qu'elle génère des variations de la densité des porteurs qui elles-mêmes créent des variations de la partie réelle de l'indice de réfraction du milieu. Or la longueur d'onde d'émission (fréquence optique) est liée à l'indice de réfraction. Une variation Δn de l'indice entraîne donc des variations $\Delta \lambda$ de la longueur d'onde.

La modulation directe du courant de commande du laser provoque donc une modulation de la longueur d'onde émise $\Delta \lambda$ (désignée sous le terme anglo-américain de chirp), par l'intermédiaire du facteur de Henry α_H [27]. Ce facteur est aussi appelé facteur de couplage phase-amplitude et représente le rapport des dérivées partielles de la partie réelle et de la partie imaginaire de la constante de propagation par rapport à la densité de porteurs.

La conséquence du chirp est un élargissement dynamique de la raie spectrale émise par le laser (Equation 3) relativement important vis-à-vis de sa largeur spectrale statique (cf. chap. 2 § II 1.7.).

$$\Delta \nu \cdot \Delta t = \frac{2 \ln 2}{\pi} \sqrt{1 + \alpha_H^2} \quad \text{Équation 3}$$

avec Δt correspondant à la largeur d'une impulsion (ou d'un bit) et $\Delta \nu$ à la largeur spectrale fonction de $\Delta \lambda$ par l'équation 4 (c : la vitesse de la lumière) :

$$\Delta \nu = \frac{c \cdot \Delta \lambda}{\lambda^2} \quad \text{Équation 4}$$

Combiné à la dispersion chromatique des fibres (cf. chap. 2 § I 3.), le chirp peut entraîner un élargissement temporel des impulsions. Il serait alors responsable d'un recouvrement des signaux et de dégradations importantes des performances d'un système de télécommunications si les impulsions étaient peu larges, donc si le débit des informations était élevé.

1.9. Le bruit des lasers

Un laser à semi-conducteur constitue un générateur de fréquences optiques particulièrement imparfait et affecté par des bruits d'amplitude et des bruits de fréquence. Ces fluctuations imposent une limite ultime aux performances de n'importe quel système optique de communications. Ce bruit est provoqué par l'émission spontanée dans la diode laser.

Le bruit d'amplitude ou d'intensité à une certaine fréquence est caractérisé par le RIN (Relative Intensity Noise) défini par le rapport entre la densité spectrale des fluctuations de la puissance optique $\langle \Delta P \rangle$ et le carré de cette puissance P [28]. On utilise habituellement la quantité $RIN(f)$ (Equation 5), expression en décibels de $rin(f)$ (Equation 6), exprimant la puissance relative dans une bande de 1 Hz en dB/Hz.

$$RIN(f) = 10 \log(rin(f)) \quad \text{Équation 5}$$

$$rin(f) = \frac{\langle \Delta P(f) \rangle^2}{P(f)^2} \quad \text{Équation 6}$$

Par suite du couplage entre électrons et photons dans la cavité du laser, le spectre des fluctuations relatives de puissance n'est pas blanc, donc le RIN n'est pas constant : aux fréquences basses (de 0 à 10 kHz), c'est un bruit en $1/f$, suivi d'un palier jusqu'à plusieurs centaines de MHz, puis d'un pic (au-delà de 1 GHz) dont le maximum correspond à la fréquence de résonance, puis une décroissance rapide. Cependant, un laser est souvent caractérisé par une valeur de RIN moyen pour une bande de fréquences de données.

Sa forme dépend également du courant de polarisation. Le maximum du bruit d'intensité se situe au seuil, indiquant le changement des propriétés de la lumière émise par le laser lorsque l'émission stimulée l'emporte sur l'émission spontanée.

Des valeurs très basses de RIN (< -150 dB/Hz) sont nécessaires dans les liaisons optiques analogiques.

Le bruit de fréquence ou de phase est dû à des fluctuations de phase, qui entraînent des fluctuations de fréquence et qui se manifestent par une largeur de raie non nulle. Deux mécanismes principaux contribuent aux fluctuations de phase. Le premier provient des photons émis spontanément qui changent aléatoirement la phase du champ optique. Le second

résulte de l'effet des porteurs qui, par l'intermédiaire du gain et de l'indice de réfraction changent la longueur du chemin optique et par conséquent la phase du champ optique.

2. Le circuit de commande

Les données électriques sont issues des modems et ont donc des niveaux électriques fixés. Selon les technologies utilisées, ces niveaux électriques doivent être modifiés. C'est le rôle des circuits de commande (driver en anglo-américain).

Pour les communications haut débit, le laser est directement couplé à son circuit de commande. Un exemple, parmi d'autres, est montré sur la Figure II- 19.

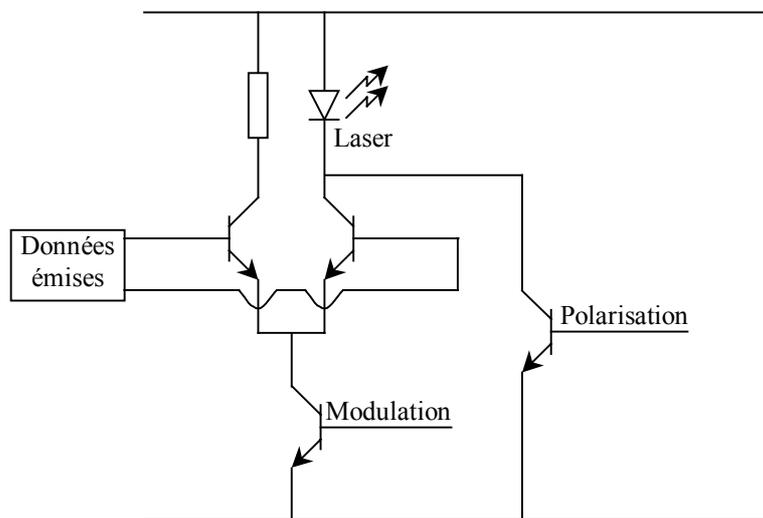


Figure II- 19 : Un exemple de laser couplé à son circuit de commande.

Le circuit de commande du laser comprend des circuits de contrôle, des circuits de modulation, un dispositif de couplage optique dans la fibre de transmission et un isolateur.

Traditionnellement, des transistors bipolaires en silicium sont utilisés, dans un montage hybride. Cependant, les technologies actuelles préfèrent l'intégration monolithique du laser et de son circuit de commande, sur un même substrat de Phosphure d'Indium (InP).

3. La modulation externe [10]

Les propriétés des diodes lasers vues précédemment font que la modulation directe est satisfaisante jusqu'à 5 Gigahertz environ mais qu'au delà, cette méthode n'est plus applicable.

Trop de dégradations (oscillations de relaxation, chirp, bruit, ...) apparaissent et limitent les capacités de transmission. La modulation externe est une bonne alternative permettant au laser d'émettre un signal constant (cf. chap. 1 § III 1.2.). Et tous les défauts dus à la modulation du courant de polarisation (Figure II- 20) seront atténués.

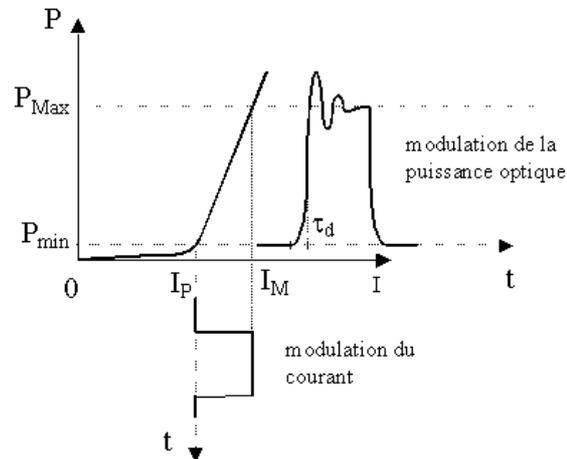


Figure II- 20 : Signal émis avec ses dégradations lors d'une modulation directe.

Plusieurs types de modulateurs sont disponibles, en particulier nous nous intéresserons au modulateur Mach-Zehnder et au modulateur électro-absorbant.

3.1. Le modulateur Mach-Zehnder

Les effets électro-optiques sont la base de ces types de modulateurs, à savoir que l'indice de réfraction de certains matériaux peut être modifié par l'application d'un champ électrique, variant selon la modulation des données [29].

Ce phénomène est appelé effet Pockels si les effets électro-optiques sont linéaires, c'est-à-dire que la variation d'indice est proportionnelle au champ appliqué, et effet Kerr quand elle est proportionnelle au carré du champ. L'effet Pockels est prépondérant dans certains matériaux et permet des modulations de phase et d'amplitude de la lumière.

Un des principaux impératifs est d'utiliser des matériaux transparents à la longueur d'onde de fonctionnement et présentant des coefficients électro-optiques aussi élevés que possible. De tels modulateurs fonctionnant à $1,5 \mu\text{m}$ ont été réalisés sur substrat de niobate de

lithium (LiNbO_3) ainsi que dans des matériaux semi-conducteurs (arséniure de gallium (GaAs), ...).

Voici résumé le principe de fonctionnement de ces modulateurs.

3.1.1. La modulation de phase

Le champ électrique appliqué change l'indice de réfraction du matériau, ce qui a pour conséquence de faire varier la phase de l'onde guidée et d'engendrer un retard variable de l'onde optique. Un déphasage dépendant de la tension électrique est créé ainsi qu'une modulation de phase.

L'inconvénient majeur de cette structure est que le modulateur n'est pas indépendant de la polarisation. Il est donc nécessaire de contrôler l'état de polarisation de l'onde injectée, en utilisant une fibre amorce à maintien de polarisation, à l'entrée du modulateur.

La démodulation d'une modulation de phase ou de fréquence se fait généralement au moyen d'un démodulateur différentiel qui est relativement complexe par rapport à un simple photodétecteur et assez difficile à réaliser à haut débit. C'est pourquoi on préfère, à la modulation de phase, la modulation d'amplitude, dont le récepteur associé est plus simple.

3.1.2. La modulation d'amplitude

Afin d'obtenir des modulateurs d'amplitude indépendants de la polarisation en onde guidée, une solution consiste à travailler en propagation longitudinale. L'onde optique se propageant suivant cet axe voit un indice de réfraction égal à l'indice ordinaire du matériau et ce, quelle que soit sa direction de polarisation dans le plan.

La technique utilisée pour moduler l'amplitude d'un faisceau consiste à lui faire traverser un interféromètre de Mach-Zehnder (Figure II- 21) dans lequel il est possible de commander la différence de phase entre les deux bras.

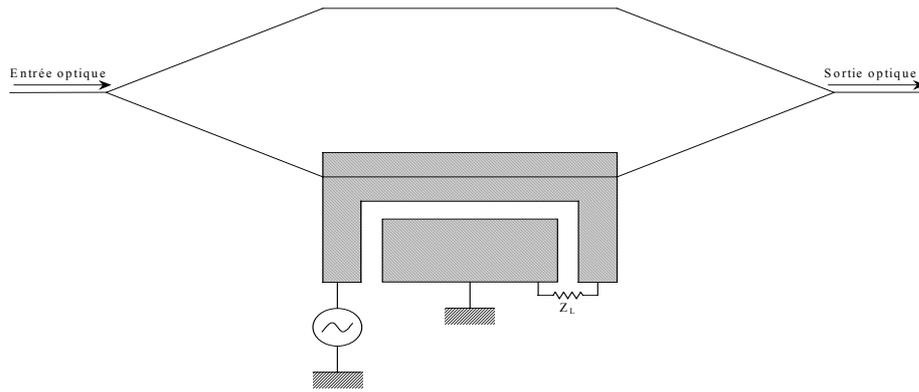


Figure II- 21 : Schéma d'un interféromètre de Mach-Zehnder.

La lumière est couplée dans deux guides par un embranchement en Y. Les deux faisceaux se recombinaient ensuite dans un deuxième embranchement en Y. L'indice de réfraction du matériau électro-optique, placé sur l'un des bras de l'interféromètre, est modifié par l'application d'une tension, entraînant ainsi un déphasage entre les deux faisceaux. Suivant leur différence de marche (phase relative), les deux faisceaux interfèrent de manière constructive (toute la puissance optique est disponible en sortie), ou destructive (aucune lumière n'est injectée dans le guide de sortie). Entre ces deux extrêmes, tous les états intermédiaires sont possibles et la modulation de la lumière reproduit celle de la tension appliquée.

L'absence de modulation de phase parasite évite ainsi tout problème de transmission lié au chirp.

3.1.3. Structure du modulateur

Les modulateurs de Mach-Zehnder commercialisés sont en très grande majorité réalisés sur des substrats LiNbO_3 qui permettent de réaliser des guides à très faibles pertes ($< 0,2 \text{ dB/cm}$) [29].

La Figure II- 22 représente un modulateur de type Mach-Zehnder à puits quantiques utilisé dans les systèmes de transmission à haut débit.

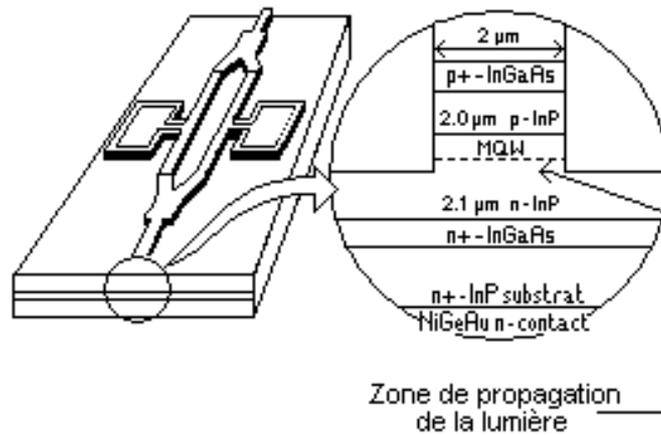


Figure II- 22 : Schéma d'un modulateur Mach-Zehnder à multiples puits quantiques.

Plusieurs critères de comparaison existent entre les composants en LiNbO_3 et à semi-conducteur. Le composant en LiNbO_3 présente les avantages suivants :

- Montage plus facile de la fibre amorce, directement collée en bout de guide.
- Pertes de couplage faibles entre fibre et guide en niobate de lithium parce que le guide présente des caractéristiques similaires à celles des fibres monomodales.

Mais le composant en niobate de lithium présente aussi des inconvénients :

- Impossibilité d'intégration monolithique avec des composants d'émission.
- Encombrement important.
- Manque de stabilité dans le temps (dérive lente du point de fonctionnement).

3.2. Le modulateur électro-absorbant (MEA) [30-31]

Le principe de fonctionnement des modulateurs à électro-absorption repose sur les modifications du spectre d'absorption d'un semi-conducteur soumis à un champ électrique. Cet effet est connu sous le nom d'effet Franz-Keldysh [29] dans un matériau massif et d'effet Stark confiné dans un matériau quantique. C'est au voisinage du bord d'absorption, là où la dérivée de l'absorption par rapport à la longueur d'onde est la plus grande, que cet effet est le plus efficace et qu'il est par conséquent exploité. Une augmentation du champ électrique translate le bord d'absorption vers les grandes longueurs d'onde et de ce fait, augmente l'absorption de la lumière traversant le semi-conducteur.

3.2.1 L'effet Franz-Keldysh

L'effet d'un champ électrique sur les propriétés optiques d'un cristal est connu depuis longtemps (Franz 1958, Keldysh 1958). L'application de cet effet aux semi-conducteurs III – V massifs a été envisagée dans le milieu des années 1980 pour la modulation externe à $1,55 \mu\text{m}$. L'application d'un champ électrique sur un cristal rompt sa symétrie de translation. Donc, si on choisit une longueur d'onde légèrement supérieure à celle correspondant au bord d'absorption, il est possible de passer d'un état de faible absorption à un état d'absorption importante en changeant le champ électrique (Figure II- 23).

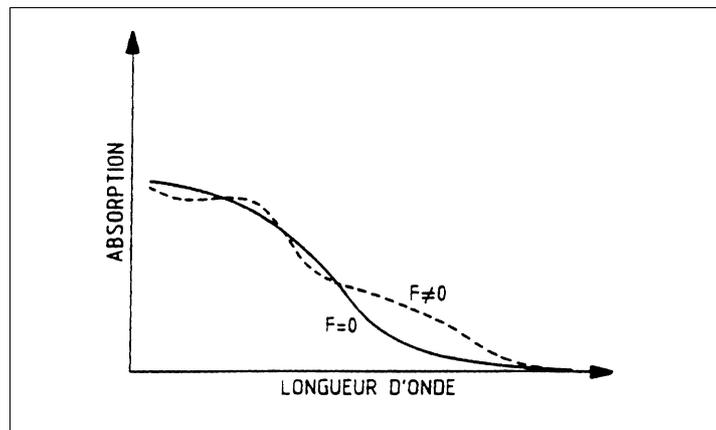


Figure II- 23 : Effet Franz-Keldysh sur le spectre d'absorption ($F =$ champ électrique).

Le choix du matériau pour cette application est dirigé par l'énergie de bande interdite et donc de la composition de l'alliage utilisé, InGaAsP le plus souvent.

3.2.2 L'effet Stark confiné dans les puits quantiques

Un nouveau type de matériau apparaît avec les progrès des technologies d'épitaxie de couches minces de semi-conducteurs : les puits quantiques. Il est en effet possible de faire croître successivement de très fines couches (quelques épaisseurs atomiques) de semi-conducteurs III – V d'énergies de bande interdite différentes. En alternant des strates de semi-conducteurs de petite et grande énergie de bande interdite, les électrons et les trous sont piégés dans les puits ainsi constitués (Figure II- 24).

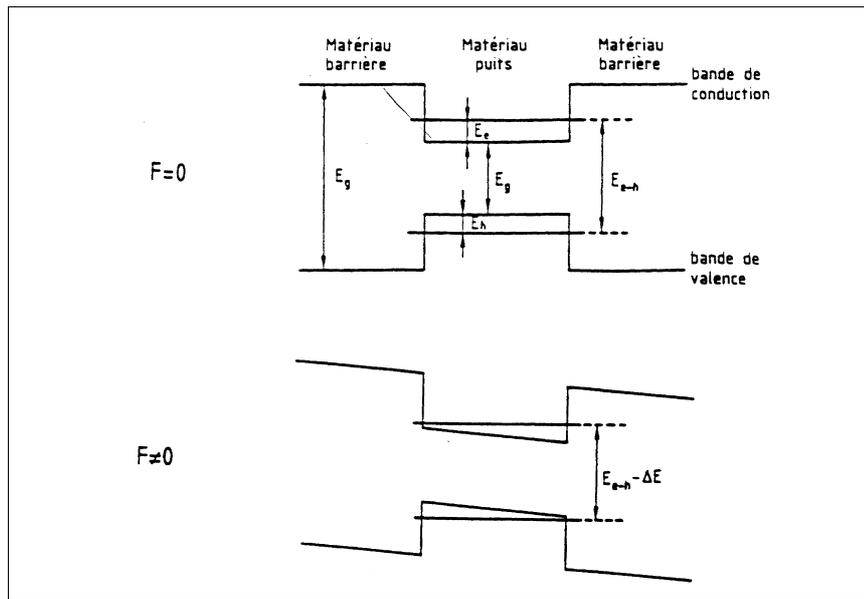


Figure II- 24 : Diagramme des niveaux d'énergie d'un puits quantique avec ou sans l'application d'un champ électrique F

La résolution de l'équation de Schrödinger montre que le niveau d'énergie fondamental du porteur piégé est au dessus de l'énergie de bande interdite du matériau puits. Cela résulte du principe d'incertitude d'Heisenberg : comme le porteur est dans un puits, sa position est connue avec une incertitude de l'ordre de la largeur du puits. Il en résulte une incertitude sur la vitesse qui se traduit par un minimum non nul de l'énergie cinétique. L'énergie de transition fondamentale n'est plus E_g , l'énergie de bande interdite du matériau puits, mais

$$E_{e-h} = E_e + E_g + E_h$$

où E_e et E_h sont les énergies de quantification respectives des électrons et des trous piégés.

Quand un champ électrique est appliqué perpendiculairement par rapport à la direction de croissance des couches, la forme du puits varie progressivement du rectangle au trapèze. Les porteurs piégés peuvent sortir moins difficilement du puits.

L'incertitude sur leur position augmente, les énergies de quantification E_e et E_h diminuent en conséquence et le bord d'absorption se décale vers le rouge, comme l'illustre le spectre typique d'effet Stark confiné (Figure II- 25).

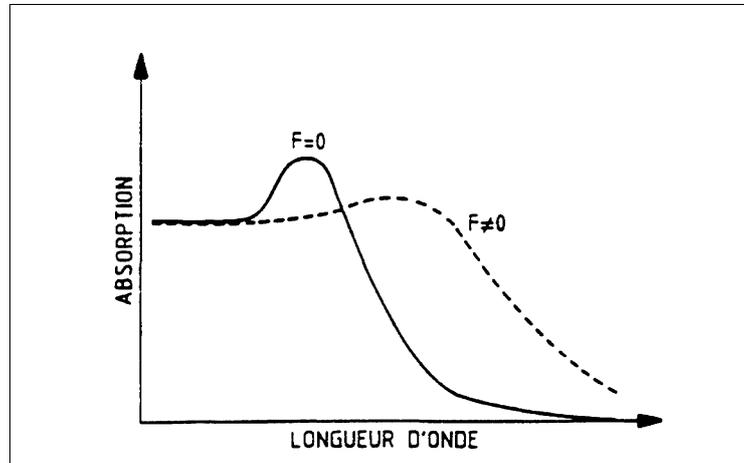


Figure II- 25 : Effet Stark sur le spectre d'absorption.

Pour bien comprendre ce spectre, il faut aussi ajouter le rôle joué par les excitons. A champ nul, la force d'oscillateur de l'exciton est considérablement renforcée à cause du confinement des porteurs dans les couches puits. Le pic excitonique est clairement visible sur le spectre d'absorption à température ambiante. Quand le champ électrique est appliqué, les électrons et les trous tendent à se séparer, ce qui diminue la force d'oscillateur de l'exciton (Miller 1985). Ce décalage vers le rouge du bord d'absorption est mis à profit pour fabriquer des modulateurs électro-absorbants efficaces.

3.2.3 Structure du modulateur électro-absorbant

Les modulateurs ont actuellement la même configuration géométrique qu'une diode laser. Le ruban guidant est enterré entre deux couches de confinement de type P et de type N formant une jonction polarisée en inverse. Le matériau du guide optique est choisi de telle sorte que la longueur d'onde de son bord d'absorption soit légèrement inférieure à celle du signal dont on veut moduler l'intensité. Par exemple, le guide sera en InGaAsP non dopé et les couches de confinement en Phosphure d'Indium (InP) pour moduler une onde optique à $1,55 \mu\text{m}$. A cette longueur d'onde, le guide est transparent pour une tension nulle et apporte une atténuation pour une tension négative.

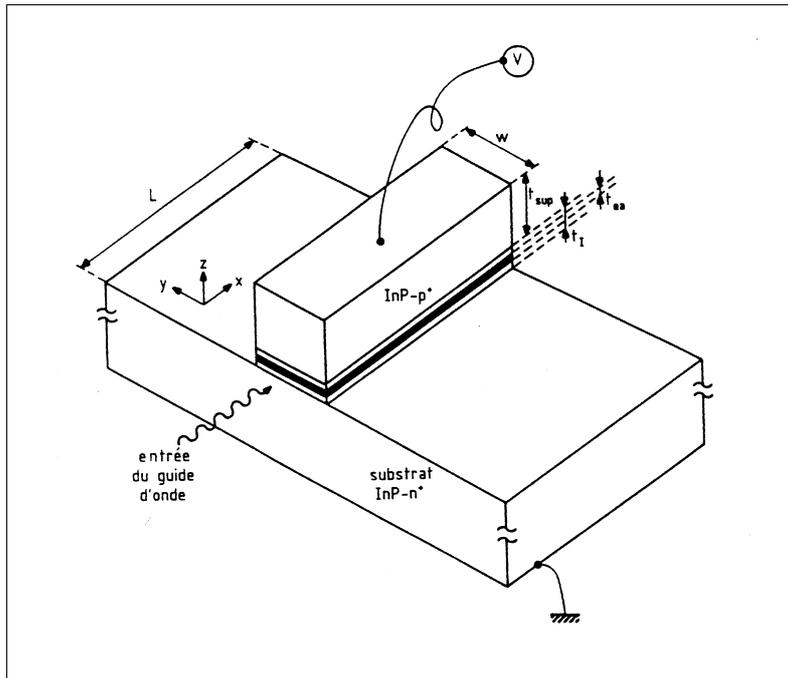


Figure II- 26 : Structure d'un guide d'onde en arête contenant un matériau électro-absorbant

Les faces clivées sont recouvertes de couches anti-réfléchissantes afin de diminuer les pertes par réflexion. Malgré la sensibilité à la polarisation provenant de la différence des facteurs de confinement des modes TE et TM dans le guide, l'avantage de cette structure est de permettre d'associer sur un même substrat d'InP une diode laser fonctionnant en continu et un modulateur d'intensité.

Les performances dépendent du matériau utilisé (massif ou à puits quantiques). Les dispositifs dont le guide est formé de puits quantiques permettent d'obtenir une efficacité d'électro-absorption par unité de longueur plus importante et une bande passante plus élevée mais ils demandent une tension de commande plus forte et sont plus sensibles à la polarisation de la lumière que les dispositifs dont le guide est formé de matériaux massifs.

Comme le montre le graphique suivant (Figure II- 27), il est possible d'obtenir un coefficient d'extinction de 10 dB / V pour un dispositif de longueur standard (250 μm) et une puissance à l'entrée inférieure à 10 mW. Ce coefficient est plus faible lorsque le dispositif est court, par exemple 4 dB / V pour une longueur de 100 μm . Les pertes d'insertion sont de l'ordre de 10 dB et les pertes dépendantes de la polarisation de l'ordre de 0,2 à 0,3 dB pour des valeurs de la tension inférieures à -3 Volt.

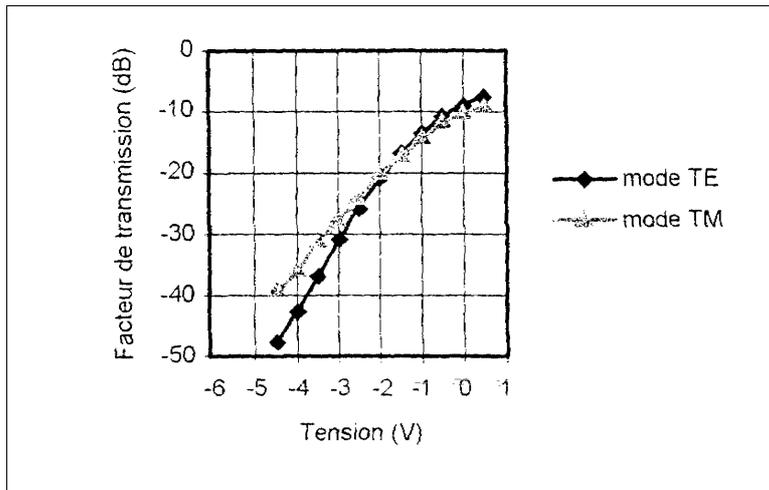


Figure II- 27 : Facteur de transmission en fonction de la tension de modulation.

La bande passante dépend de la longueur d'onde du dispositif. A l'heure actuelle, elle est de l'ordre de 13 GHz pour une longueur de 250 μm et de 20 GHz pour une longueur de 100 μm lorsque la tension appliquée est de -1 Volt. Cependant, des modulateurs sont en développement pour leur utilisation à des débits plus élevés.

Une modification de l'absorption entraîne inévitablement une modification de l'indice de réfraction (relations de Kramers-Kronig). Le facteur de couplage phase amplitude (facteur de Henry, α_H) qui en résulte dépend de la tension appliquée et de la longueur d'onde et peut même s'annuler pour certaines valeurs. Il est par exemple de 0,28 pour une tension égale à -1 Volt.

Malgré la sensibilité à la polarisation, l'avantage de cette structure est de permettre d'associer sur un même substrat d'InP une diode laser fonctionnant en continu et un modulateur d'intensité.

3.3. Le circuit de commande

Tout comme pour le laser, les niveaux des données électriques émises nécessitent une adaptation pour les rendre compatibles avec ceux acceptables par le modulateur employé. Il est donc nécessaire d'utiliser un driver de modulateur.

Le modulateur électro-absorbant est transparent lorsqu'il reçoit une tension nulle et absorbant pour une tension négative. Le circuit de commande du modulateur va alors forcer le niveau haut des données à 0 Volt et le niveau bas à une valeur choisie selon l'extinction souhaitée.

3.4. Conclusion

La modulation externe présente de nombreux avantages. Elle est plus rapide et permet donc d'envoyer des débits plus élevés. Le bruit, le chirp ... ne sont pas inexistant dans les modulateurs externes mais leurs valeurs sont nettement plus faibles que dans les lasers. Les limites de capacité de transmission sont donc repoussées vers des fréquences plus importantes.

Dans la suite de l'étude, le modulateur électro-absorbant a été retenu car il répond aux attentes du projet ERMIONE [32].

III Le module de réception [1-8]

De même que pour les modules d'émission, de nombreux efforts ont été fournis pour rendre les modules de réception de plus en plus performants. Le rôle du récepteur est de convertir au mieux le signal optique en signal électrique. Il a été convenu au premier chapitre que la réception serait basée sur la technique de détection directe. Ce module est composé de plusieurs blocs fonctionnels. On y retrouve trois parties (Figure II- 28)[33] :

- Le bloc de "premier étage" composé du photodétecteur. Il peut être accompagné d'un préamplificateur, qui a pour but de rendre le photocourant généré suffisamment fort malgré le faible signal optique reçu ou la faible sensibilité du photodétecteur. Leurs structures ont été vues dans le premier chapitre (cf. III 2.5.).
- Le bloc "linéaire", composé d'un amplificateur électrique à gain élevé et d'un filtre, réducteur de bruit.
- Le bloc "récupération des données", correspondant au dernier étage du récepteur. On y trouve un circuit de décision et un circuit de récupération de rythme, encore appelé circuit de synchronisation.

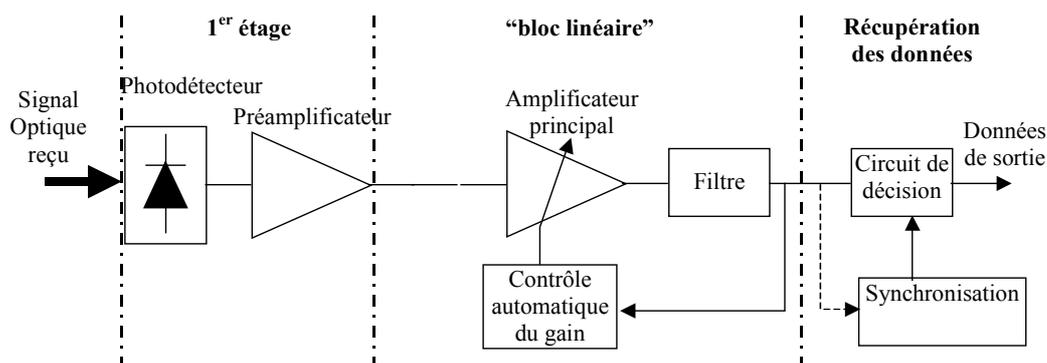


Figure II- 28 : Schéma d'un récepteur de données à détection directe

Nous allons maintenant présenter chaque bloc afin de reconstituer le module de réception.

1. Le photodétecteur

L'interface optique de réception, dans une liaison à fibre optique, est chargée de convertir le signal lumineux en signal électrique, en lui apportant le minimum de dégradation. Ce rôle est tenu par le photodétecteur, qui pour simplifier, se comporte comme un compteur de photons et un générateur de courant. La première propriété requise est une sensibilité importante pour la longueur d'onde utilisée. La deuxième est la rapidité : il doit être utilisé dans des systèmes fonctionnant à 10 Gbits/s voire même 40 Gbits/s. La troisième propriété demandée est un apport minimum de bruit.

Afin de satisfaire la plupart de ces conditions, le choix se porte sur les photodétecteurs à semi-conducteur, qui présentent les avantages d'être très rapides et faciles à utiliser, bien que d'autres dispositifs soient plus sensibles. Dans ce paragraphe, nous rappellerons le principe de la photodétection avant d'étudier plus précisément deux exemples de photodétecteurs : la photodiode PIN et la photodiode à avalanche (PDA).

1.1. Principe de la photodétection

Les photons transmis par la fibre pénètrent dans le détecteur, constitué d'un matériau semi-conducteur. Absorbés, ils peuvent provoquer le passage d'électrons d'un état de la bande de valence à un état plus élevé de la bande de conduction. Dans cette dernière, les électrons moins liés deviennent libres. Le photon a donc laissé place à une paire électron-trou. Une différence de potentiel est appliquée afin d'empêcher les électrons de retomber dans son état le plus stable. Sous l'effet du champ électrique, les deux catégories de porteurs sont séparées et entraînées vers des zones où ils sont majoritaires (nommées P ou N). Les porteurs ainsi générés sont alors recueillis sous forme de photocourant. Le nombre de paires électron-trou est égal au nombre de photons absorbés.

1.2. Caractéristiques d'une photodétection [2][10]

Tout photon ne subira pas automatiquement la photodétection.

Tout d'abord, il doit posséder une énergie E_{photon} égale ou supérieure à la hauteur de la bande d'énergie interdite E_g pour faire passer l'électron de la bande de valence à la bande de conduction. Cela implique une longueur d'onde de coupure λ_c , au-delà de laquelle le matériau

devient transparent au rayonnement. λ_c est déterminée par l'énergie de bande interdite E_g du semi-conducteur selon la relation suivante :

$$E_{\text{photon}} = \frac{hc}{\lambda} \geq E_g \quad \Rightarrow \quad \lambda_c = \frac{hc}{E_g} \quad \text{Équation 7}$$

Ensuite, il peut traverser le détecteur sans être absorbé. Le coefficient d'absorption du semi-conducteur (Figure II- 29) est donc un facteur essentiel qui va déterminer le rendement du photodétecteur.

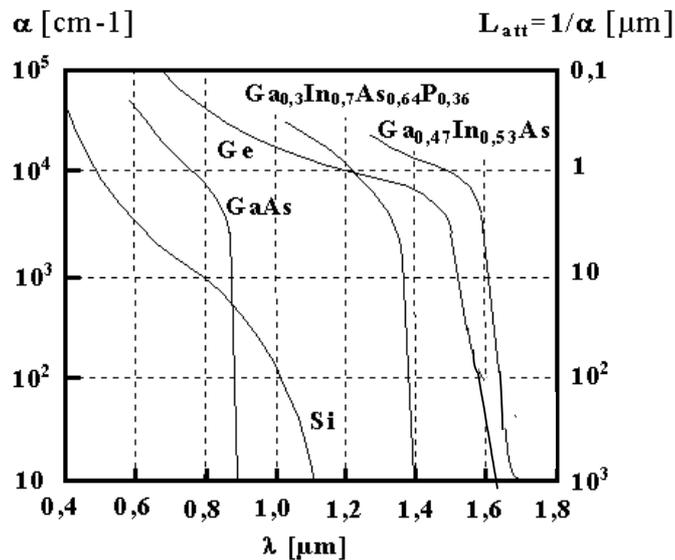


Figure II- 29 : Coefficient et longueur d'absorption des matériaux semi-conducteurs.

Ce coefficient dépend du matériau utilisé et de la longueur d'onde. Mais il y a d'autres propriétés qui caractérisent un photodétecteur (Figure II- 30) :

- le rendement quantique (η) qui est le rapport du nombre de paires de porteurs « photocréées et collectées » au nombre de photons incidents. Il ne peut être supérieur à 1 et croît avec l'épaisseur de la zone absorbante.
- la sensibilité (S) de la photodiode exprimée en ampères par watt et définissant le rapport du photocourant I_{ph} au flux énergétique (ou puissance optique P_{opt}) reçu(e).

Ces grandeurs sont reliées par les relations suivantes, avec e représentant la charge élémentaire de l'électron, h la constante de Planck, λ la longueur d'onde et c la vitesse de la lumière :

$$\eta = \frac{I_{ph}/e}{P_{opt}/h\nu} \quad \text{et} \quad S(\lambda) = \frac{I_{ph}}{P_{opt}} = \eta \cdot \frac{e \cdot \lambda}{h \cdot c} \quad \text{Équation 8}$$

Le courant créé est proportionnel à la puissance lumineuse, ce qui signifie que la puissance du signal électrique est proportionnelle au carré de la puissance optique. Il s'agit d'une détection quadratique.

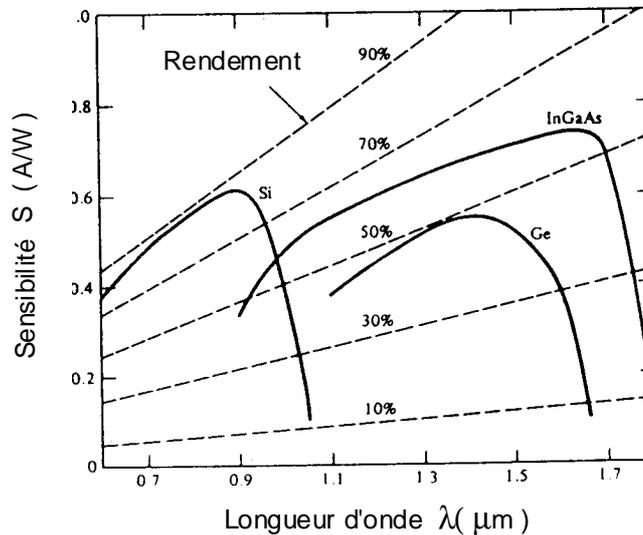


Figure II- 30 : Courbes de sensibilité et de rendement selon les longueurs d'onde pour divers matériaux.

Au regard de la Figure II- 29 et la Figure II- 30, on observe que la sensibilité S augmente avec λ , puis s'écroule à la fréquence de coupure. Il apparaît donc pour chaque matériau une longueur d'onde pour laquelle la sensibilité est maximale. On observe que le silicium sera plutôt employé dans le domaine du visible alors que les hétérostructures III-V comme le GaInAs seront utilisés dans les transmissions à fibre optique de longue portée.

1.3. Les photodiodes PIN [10]

Pour effectuer la photodétection en évitant les recombinaisons des paires électron-trou, il est nécessaire que les photons soient absorbés dans une zone dépourvue de porteurs mobiles, assimilable à une zone de charge d'espace d'une jonction PN, encore appelée zone déplétée. Pour favoriser le rendement quantique, il est préférable que cette zone soit large. D'où l'intérêt de la photodiode PIN (Figure II- 31 et Figure II- 32).

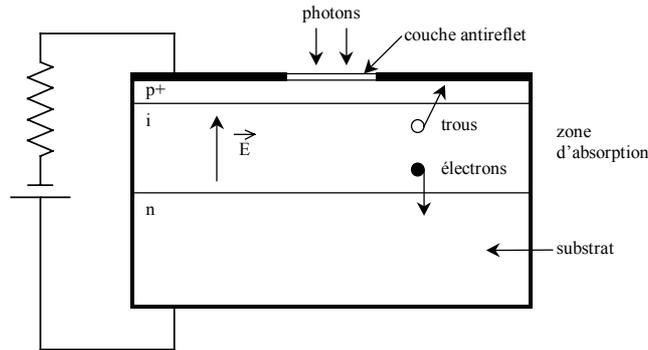


Figure II- 31 : Photodiode PIN.

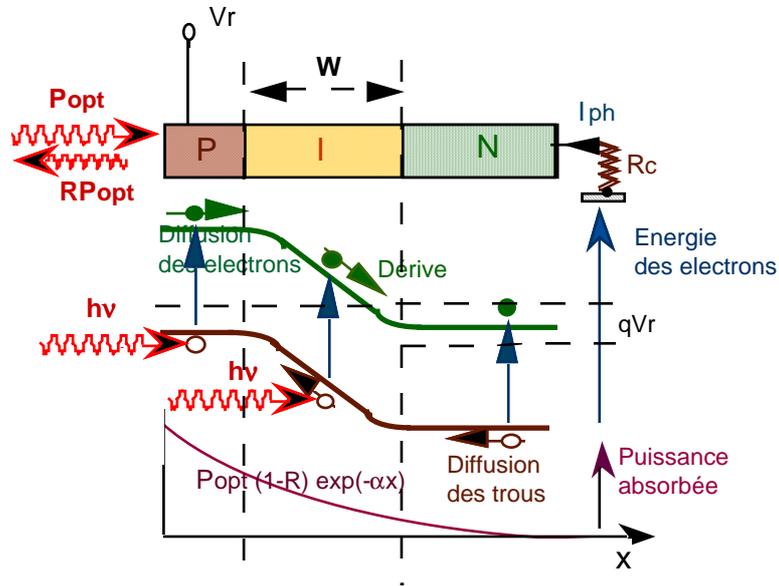


Figure II- 32 : Principe de la photodétection avec une photodiode PIN.

La majorité des photons est absorbée dans la zone intrinsèque (I), où règne le champ électrique pratiquement uniforme, qui sépare les porteurs. Une des zones traversée par la

lumière (P ou N) doit être de faible épaisseur, et recouverte d'une couche antireflet qui améliore le rendement quantique externe, et qui protège le matériau.

Les paramètres importants, dépendant du matériau et de la structure, qui caractérisent une photodiode PIN sont la sensibilité, le courant d'obscurité, le temps de réponse...

Comme nous l'avons présenté auparavant, la sensibilité dépend du rendement, elle varie selon le coefficient d'absorption du matériau, et selon la largeur de la zone intrinsèque (cf. § 1.2.).

On peut relever un courant d'obscurité, I_{obs} , qui circule dans la jonction en l'absence d'éclairement. Ce courant ne provient donc pas des photons transmis par la fibre. Il peut avoir des origines multiples : génération thermique dans la zone intrinsèque, courants de surface, courants de fuite... L'expression du courant total dans la photodiode est donnée par l'Équation 9 :

$$I_{ph} = S \cdot P_{opt} + I_{obs} \quad \text{Équation 9}$$

Le temps de réponse de la photodiode doit être très bref. Il est limité par deux facteurs. D'une part, la capacité de jonction est d'autant plus réduite que l'on élargit la zone d'absorption. D'autre part, le temps de transit diminue si on rétrécit cette zone. Un compromis est donc à trouver. On améliore le temps de réponse en augmentant la tension de polarisation inverse, ce qui réduit la capacité et le temps de transit. La longueur de la zone intrinsèque est optimisée afin de maximiser le rendement et le temps de réponse.

Le signal électrique émis par la photodiode n'est pas parfait, il est bruité [34-35]. Apparaît entre autres le bruit quantique (encore appelé bruit photonique ou de grenaille ou bruit Schottky). Il provient du caractère aléatoire de la création des paires électron-trou. Ce bruit proportionnel à la puissance optique reçue par la photodiode est inévitable. L'expression de la variance du bruit quantique s'écrit sous la forme :

$$\langle i_q^2 \rangle = 2eS P_{opt} B \quad \text{Équation 10}$$

où e est la charge de l'électron ; S la sensibilité de la photodiode ; P_{opt} la puissance optique reçue par la photodiode et B la bande passante du signal.

Il est nécessaire de tenir compte aussi du bruit d'obscurité associé au courant d'obscurité. La variance de ce bruit a pour expression :

$$\langle i_{obs}^2 \rangle = 2e I_{obs} B \quad \text{Équation 11}$$

Est présent également un bruit en 1/f (avec f la fréquence du signal) et un bruit thermique, provenant des circuits de polarisation du photorécepteur et notamment du préamplificateur. Le bruit thermique a pour valeur :

$$\langle i_T^2 \rangle = \frac{4kT}{R} B \quad \text{Équation 12}$$

(k étant la constante de Boltzmann, T la température et R la résistance du schéma équivalent aux circuits du photorécepteur).

Il est possible d'accroître la sensibilité d'une photodiode par un processus de multiplication interne à effet d'avalanche.

1.4. Les photodiodes à avalanche [10] [36]

Afin que le rapport signal sur bruit soit suffisamment important, l'idée d'utiliser le phénomène de multiplication interne pour qu'un photon incident n'engendre plus un seul photo-électron, mais plusieurs a été soulevée, ceci pour augmenter la puissance du signal électrique correspondant à une puissance optique incidente donnée.

En faisant croître le champ électrique dans la jonction PIN, l'énergie des porteurs s'élève, jusqu'au point d'ioniser un atome en cas d'impact avec celui-ci. Des ionisations en chaîne se produisent alors et les porteurs se multiplient. Ce photodétecteur à gain interne est appelé photodiode à avalanche ou PDA (en anglais APD). Le gain de multiplication par ionisation par impact, appelé aussi facteur de multiplication M, est le rapport entre le nombre moyen de porteurs secondaires créés par ionisation et le nombre de porteurs primaires provenant de la photodétection. La valeur du courant relatif au nombre de photons absorbés devient :

$$I_{PDA} = M(V) * S(\lambda) * P_{opt} \quad \text{Équation 13}$$

Le gain augmente avec la différence de potentiel appliquée, mais est limité à une valeur maximale. Si le champ devient trop fort, il y a risque de claquage. Cette valeur limite de tension dépend du matériau et de la structure utilisés.

Tout comme pour les photodiodes PIN, il existe plusieurs structures possibles. Voici à titre d'exemple le cas d'une structure dans le Silicium. Elle résulte d'un compromis entre une zone d'absorption large, et une jonction très abrupte pour obtenir un très fort champ électrique. C'est le principe de la structure $p\pi n$ (Figure II- 33).

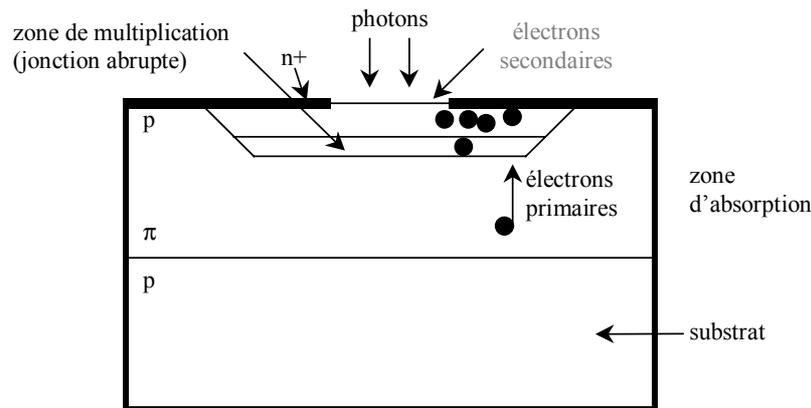


Figure II- 33 : Structure d'une photodiode à avalanche $p\pi pn$.

L'absorption a lieu dans une zone large et peu dopée, dite π et la multiplication a lieu dans la jonction abrupte pn^+ . En outre, pour une tension inverse élevée, la zone de charge d'espace s'étend dans la zone π , dont la résistivité va augmenter avec la tension. Ce principe introduit un effet stabilisateur : le champ électrique et le gain augmentent lentement, ce dernier peut atteindre de fortes valeurs tout en le commandant avec précision. Il est plus facile d'éviter le claquage.

Le courant d'obscurité observé, I_{obs}' , est plus important dans une photodiode en régime d'avalanche, mais il reste en général inférieur au gain, M , multiplié par le courant d'obscurité non multiplié. En effet, toutes les composantes de celui-ci ne subissent pas le phénomène d'avalanche.

Le courant débité par la PDA vaut :

$$I_{ph}' = M \cdot S \cdot P_{opt} + I_{obs}'$$

Équation 14

La rapidité est affectée par le phénomène d'avalanche. Elle est donc inférieure à celle des photodiodes PIN, à cause du temps de multiplication, mais reste élevée (de l'ordre de la nanoseconde).

Les mêmes bruits que ceux des photodiodes PIN affectent les photodiodes PDA. Il faut noter que le bruit quantique est également multiplié par le gain M . De plus, chaque porteur primaire ne donne pas naissance à un même nombre m de porteurs secondaires. Cette fluctuation de m donne naissance à un bruit supplémentaire [37].

1.5. Conclusion [10][38]

Une comparaison des performances entre les deux photodiodes permet de faire un choix. Le rapport Signal sur Bruit (S/B) est défini par le rapport du (Photo-courant engendré par la puissance du signal optique)² sur le (Courant de bruit du photo-détecteur + courant de bruit de l'amplificateur)². Pour de faibles niveaux, le rapport signal sur bruit est meilleur avec une photodiode à avalanche alors que pour des niveaux plus forts, il vaut mieux utiliser une photodiode PIN.

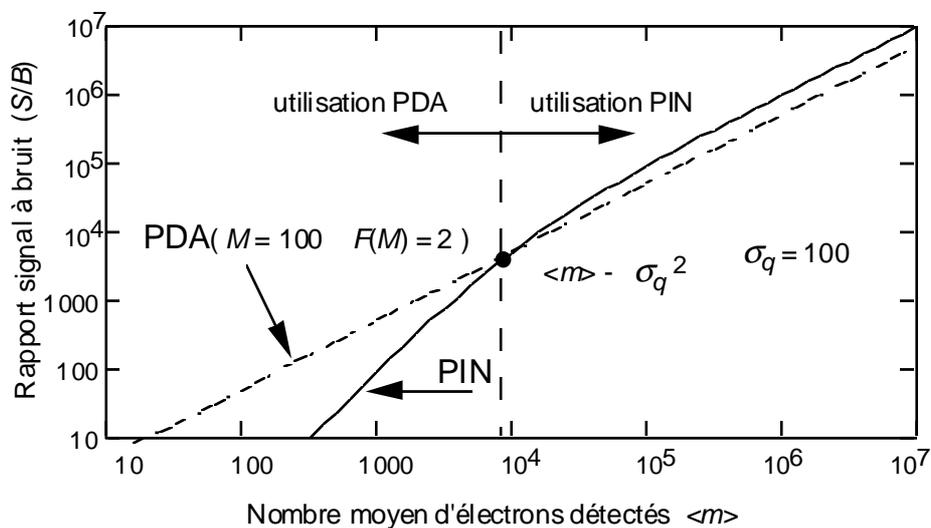


Figure II- 34 : Rapport signal à bruit en fonction de l'intensité du signal émis pour les photodiodes PDA et PIN.

Dans le cadre de ce travail de thèse, la photodiode PIN sera le photodétecteur retenu, associé à un préamplificateur. Il faut rappeler que la détection directe et un amplificateur transimpédance ont été retenus, une bande passante assez élevée étant nécessaire (cf. chap. I § III 2.).

2. L'amplification électrique

Le courant émis par la photodiode, malgré la présence d'un préamplificateur, reste souvent assez faible. Il est donc nécessaire d'utiliser un amplificateur en sortie de photorécepteur. Le gain adéquat peut être assez élevé. En effet, du fait de la détection quadratique, il faut 2 dB électriques pour compenser 1 dB optique. Un amplificateur classique sera utilisé dans ce travail.

3. Le filtrage

Afin de minimiser le bruit en sortie du récepteur, il faut filtrer le signal numérique dans une bande $0 - \Delta F$ qui soit la plus petite possible, tout en ne créant pas d'interférences intersymboles (IES), c'est-à-dire telle que la réponse du filtre à un symbole s'annule à tous les instants de décision sur les symboles voisins.

Selon le critère de Nyquist [39], formulé vers 1920 dans le cadre de la transmission télégraphique, on sait que le filtre passe-bas rectangulaire de largeur $\Delta F = F_r/2$ possède cette propriété, avec F_r , la fréquence rythme du signal. Cependant, ce filtre théorique n'est pas réalisable. De plus, le critère s'applique à des impulsions de Dirac, et non à des impulsions au format NRZ.

On utilise donc le "filtre pratique de Nyquist" (Figure II- 35) dont la largeur de bande de bruit, dans les conditions habituelles, vaut approximativement $\Delta F = 0,8 \times F_r$.

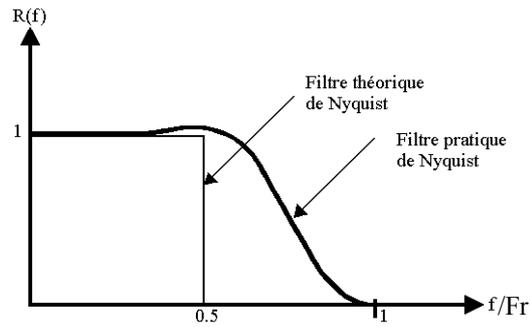


Figure II- 35 : Réponses fréquentielles du filtre théorique et du filtre pratique de Nyquist.

4. La décision

On doit assurer à l'abonné une qualité d'information parfaite. Pour cela, une remise en forme du signal détecté est réalisée grâce au bloc de décision. Ce dernier est composé d'un détecteur à seuil et d'un circuit de récupération de rythme, encore appelé circuit de synchronisation.

Lors d'un front montant de l'horloge, le signal reçu est comparé au seuil de décision. S'il est supérieur, alors un niveau haut sera détecté et établi, sinon, ce sera un niveau bas. L'horloge doit être synchronisée sur le signal incident. Cette récupération de rythme est effectuée grâce à une boucle à verrouillage de phase classique.

IV Eléments du bloc de transmission

Le principal élément de la partie transmission est la fibre optique, vue au début de ce chapitre (cf. § I). Elle offre une très grande capacité de transport, plus grande que les convertisseurs optique-électronique et les composants électroniques. D'où l'idée de traiter le plus souvent possible le signal lumineux avant sa conversion électrique. Pour cela, de nombreux progrès ont été réalisés sur les composants optiques. Nous verrons tout d'abord l'amplification optique et les différents amplificateurs permettant de la réaliser. Seront abordés également dans ce paragraphe les filtres optiques et les multiplexeurs optiques.

Aujourd'hui, on ne peut plus parler de systèmes de télécommunications sans ces éléments.

1. Amplification optique [1-2][6][10-11]

L'évolution des systèmes de transmission optique a connu une révolution avec la mise au point et le développement industriel des amplificateurs optiques à la fin des années 80.

Trouvant désormais des fibres optiques à dispersion chromatique soit faible, soit opposée (dite fibre à compensation de dispersion dont le sigle anglais est DCF), la principale contrainte de ce support de transmission était devenue l'atténuation des signaux durant la propagation. Or le photodétecteur émettra un courant de qualité, codant correctement l'information à transmettre, seulement si le photocourant n'est pas noyé dans le bruit, et donc si la puissance optique reçue est suffisamment importante. L'amplification optique devient alors une alternative aux complexes répéteurs-régénérateurs optoélectroniques. Elle permet de compenser ces pertes et de contrôler régulièrement la puissance optique des signaux. Il est désormais possible de transmettre le signal optique sans conversion sur une distance beaucoup plus importante.

L'amplification optique est à l'origine d'une véritable révolution dans le domaine des télécommunications, vu les avantages que cette technologie procure en association avec le multiplexage en longueur d'onde (WDM). En effet, cette amplification peut intervenir sur

l'ensemble des N longueurs d'onde d'un multiplex, sans distorsion du signal utile. Il évite donc une conversion opto-électronique et une amplification électrique sur chaque canal, donc N amplificateurs électriques.

Avant d'étudier deux exemples d'amplificateurs optiques, l'amplificateur à semi-conducteur et l'amplificateur à fibre dopée à l'erbium, quelques généralités et le principe de l'amplification optique seront traités dans le premier paragraphe.

1.1. Généralités sur l'amplification optique

L'amplification optique repose sur le phénomène d'émission stimulée, déjà présentée dans le paragraphe sur les diodes lasers (cf. chap. 2 § II 1.1). Le signal est amplifié dans un guide (semi-conducteur ou fibre) grâce à un apport extérieur d'énergie appelé pompage (courant injecté ou source de lumière) qui vient créer une inversion de population. La recombinaison électron-trou peut ensuite être provoquée par un photon incident, ce qui donne naissance à un deuxième photon de même fréquence, de même phase et même direction. Cette émission est dite stimulée et conduit à une amplification du signal.

En même temps, la recombinaison peut se faire sans la présence d'un photon incident. Ces photons, émis de façon spontanée, de manière non cohérente, constituent le bruit de l'amplification optique.

L'ensemble des photons, originels ou pas, subissent une série d'amplifications. Les photons spontanés seront aussi amplifiés, ce qui définit la source de bruit appelée ESA (Emission Spontanée Amplifiée).

1.2. Les amplificateurs à semi-conducteur (AOSC) [40-41]

Les premiers travaux sur les AOSC ont démarré au début des années 80, à partir du moment où les lasers à semi-conducteur fonctionnaient en continu avec une fiabilité acceptable. Leur structure de base est peu différente de celle d'une diode laser. Nous retrouvons l'inversion de population, l'émission spontanée et stimulée, les recombinaisons non radiatives, une source externe ... Contrairement aux lasers à semi-conducteur, il n'y a pas de miroirs aux extrémités mais un revêtement antireflets déposé sur les faces clivées afin de diminuer les réflexions de la lumière vers l'intérieur du circuit.

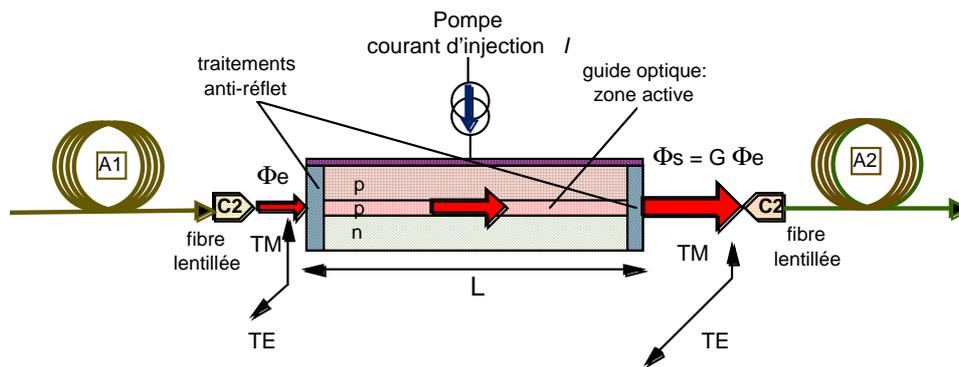


Figure II- 36 : Configuration de base d'un amplificateur optique à semi-conducteur.

La lumière incidente entre dans le circuit, est amplifiée et sort par l'autre extrémité pour être couplée dans la fibre. Idéalement, il n'y a pas de réflexion du signal dans l'amplificateur.

Les principales caractéristiques des AOSC sont :

- Un gain élevé (jusqu'à 30 dB) selon le semi-conducteur, la longueur d'onde, le courant injecté et la puissance du signal incident.
- Une puissance de saturation en sortie autour de 5 - 10 mW.
- Une bande passante optique importante, de l'ordre de 5 THz (soit environ 40 nm autour de 1550 nm).
- Les non-linéarités sont particulièrement importantes dans les conditions de saturation du gain.
- C'est de loin le dispositif amplificateur le plus compact qui existe, avec un rendement (rapport gain à la consommation électrique) record. De plus, sa technique de fabrication est compatible avec l'intégration monolithique de nombreux autres composants actifs et passifs, ce qui offre des perspectives attrayantes en matière de traitement optique du signal, et aussi probablement en terme de coût.

- Les pertes de couplage du faisceau incident dans l'amplificateur sont élevées, en raison de la supériorité du diamètre du faisceau sur l'épaisseur de la couche active du semi-conducteur.

Pour une liaison à 40 Gbits/s, les amplificateurs à fibre dopée semblent plus adéquats et ont été retenus dans cette étude.

1.3. Les amplificateurs à fibre dopée (EDFA) [2][40]

Le milieu amplificateur est cette fois-ci le cœur d'une fibre optique monomode dopée avec des ions de terre rare. Pour que la fibre ne soit pas absorbante, mais amplificatrice, il faut l'associer à un pompage optique. Un multiplexeur permet de coupler le flux lumineux puissant provenant d'une diode laser de pompe et le signal à l'intérieur de la fibre. Les longueurs d'onde de pompe doivent permettre des transitions vers les états excités des ions de terre rare et créer l'inversion de population. La suite du processus de l'amplification est identique à celle vue dans le paragraphe précédent.

L'ensemble module de pompe, multiplexeur et fibre dopée forme l'amplificateur le plus rudimentaire. La longueur de fibre est généralement comprise entre 10 et 20 mètres. Pour l'amplification autour de 1550 nm, fenêtre spectrale la plus utilisée car de faible atténuation des fibres optiques en silice, les dopants sont des ions Erbium Er^{3+} . On parle alors d'Amplificateur à Fibre Dopée à l'Erbium (AFDE ou EDFA, Erbium Doped Fiber Amplifier en anglo-américain). 980 et 1480 nm sont les deux longueurs d'onde de pompe les mieux adaptées à l'EDFA. Et des diodes lasers à semi-conducteur sont disponibles à ces longueurs d'onde (lasers en AlGaAs pour le 980 nm et lasers en InGaAsP pour le 1480 nm). Le multiplexeur optique, sélectif en longueur d'onde, doit présenter une perte d'insertion faible à ces deux longueurs d'onde afin d'optimiser le rendement optique du système. Des isolateurs présents à chaque extrémité en assurent aussi la stabilité en bloquant tous les faisceaux lumineux susceptibles de revenir en aval. Le signal de pompe peut être couplé dans la fibre en co-propagation (mêmes sens pour le signal et le signal de pompe) afin de réduire le facteur de bruit ou en contre-propagation (sens opposés du signal de pompe sur le signal utile) favorisant ainsi une plus forte puissance de saturation. Mais afin d'augmenter et uniformiser dans la fibre dopée l'inversion de population et donc l'amplification du signal, un double pompage

aux deux extrémités peut également être réalisé. La Figure II- 37 représente la configuration d'un de ces amplificateurs à fibre dopée.

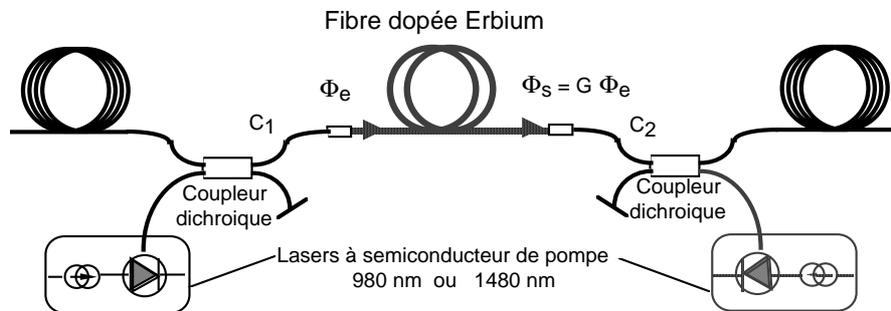


Figure II- 37 : Configuration d'un amplificateur optique à fibre dopée à l'erbium avec pompage optique.

Le premier EDFA est apparu en 1986. Mais du fait qu'il semblait pouvoir répondre à un grand nombre de critères, son développement a été très rapide et il fut introduit dans la plupart des longues liaisons de télécommunications. Ses performances dépendront bien entendu de la concentration d'ions à terre rare dans la fibre, du pompage, de la puissance du signal à l'entrée de l'amplificateur, de la longueur d'onde du signal, de la longueur de la fibre, et autres paramètres encore. Par exemple, le facteur de bruit croît avec la longueur d'onde. Ou encore un pompage à 980 nm permet une inversion de population quasi totale et introduit un minimum de bruit alors que le pompage à 1480 nm est mieux maîtrisé et procure des puissances de pompage et de saturation plus élevées. Il y a donc un choix à faire entre le gain et le bruit [42].

En général, nous pouvons définir pour les EDFA un gain se situant dans la fourchette 25 à 45 dB et des puissances de saturation allant de 1 à 10 mW (0 à 10 dBm). Le gain diminue avec la puissance d'entrée du signal, alors qu'il augmente avec la puissance de pompe, jusqu'à atteindre la saturation. Le rendement, défini comme le rapport du gain (dB) à la puissance de pompe injectée dans la fibre (en mW), est donc maximal autour de la saturation. Enfin, les EDFA ont une large bande passante (1530-1560 nm) pour laquelle le gain est quasiment identique ; ce qui rend intéressant ces amplificateurs dans la perspective d'amplifier simultanément plusieurs signaux multiplexés en longueurs d'onde.

1.4. Les amplificateurs Raman

Avec l'accroissement des canaux dans la fibre, la bande spectrale offerte par les amplificateurs optiques à fibre dopée à l'erbium, limitée au maximum à 40 nm, peut s'avérer être un facteur pénalisant. Ce constat a relancé les études sur de nouvelles méthodes permettant l'augmentation de la bande spectrale.

De nouveaux amplificateurs optiques tels que les amplificateurs Raman prennent une part non négligeable dans les systèmes de télécommunications. Ils sont basés sur le principe de la diffusion Raman, qui est un effet non linéaire à deux photons dans lequel un photon de pompe est absorbé et un photon de plus faible énergie est émis en même temps qu'un phonon. Ce phénomène peut être spontané, s'il n'y a pas de photon signal, ou stimulé par la présence d'un photon signal. Ainsi, dans le cas de l'amplificateur Raman, l'onde incidente, dite onde de pompe, stimulée par l'onde signal, va créer une autre onde signal, et un phonon. L'amplification est alors réalisée.

Comme pour les autres amplificateurs optiques, celui-ci a besoin d'une source externe, une source optique. Des lasers YAG sont les plus souvent utilisés dans ce cas, en émettant une longueur d'onde inférieure à celle du signal. L'avantage principal de ces lasers est d'être accordables sur une très grande plage de longueurs d'onde.

Le gain obtenu peut atteindre quelques dizaines de décibels, mais une saturation qui s'accompagne d'une forte dégradation du rapport signal sur bruit (l'émission spontanée continuant à être amplifiée) peut apparaître. La limite en puissance est due à la génération d'une onde autre que l'onde signal lors de la diffusion Raman.

1.5. Comparaison des amplificateurs [40][43]

L'amplificateur à semi-conducteur n'apparaît que très peu dans un système de transmission, car il présente aujourd'hui des caractéristiques assez peu favorables, au regard des EDFA. On notera cependant qu'il est le meilleur candidat à 1,3 μm . De plus, il se prête à l'intégration monolithique, ce qui est difficilement réalisable avec les EDFA.

L'apparition de ces derniers a néanmoins eu des conséquences fondamentales. Ils ont permis de fabriquer un milieu de propagation sans perte sur une très grande distance dans les systèmes de transmission travaillant à 1,55 μm . En les insérant périodiquement, ils trouvent

leur application dans les liaisons sous-marines. Ils introduisent de plus faibles pertes d'insertion, une faible distorsion du signal, un gain plus important et sont insensibles à la polarisation de la lumière incidente contrairement aux AOSC. Ceci conduit à préférer les EDFA. Leur plus gros défaut est leur limite à amplifier uniquement autour de 1550 nm. Ce type d'amplificateur sera retenu dans ce travail de thèse.

1.6. Utilisation de l'amplificateur optique [40][43]

Le choix d'un amplificateur optique doit cependant se faire en fonction de son rôle. Il peut servir d'amplificateur de puissance en émission (booster), de préamplificateur en réception ou d'amplificateur en ligne. Selon l'utilisation qui en est faite, les paramètres diffèrent. On demandera par exemple à un amplificateur de puissance d'être capable de délivrer une puissance de sortie élevée et ses caractéristiques de bruit seront assez peu critiques, tandis qu'un préamplificateur doit être le moins bruyant possible. L'amplificateur en ligne sera un compromis à tout cela afin à la fois de ne pas dégrader la qualité du signal transmis et allonger la distance de transmission.

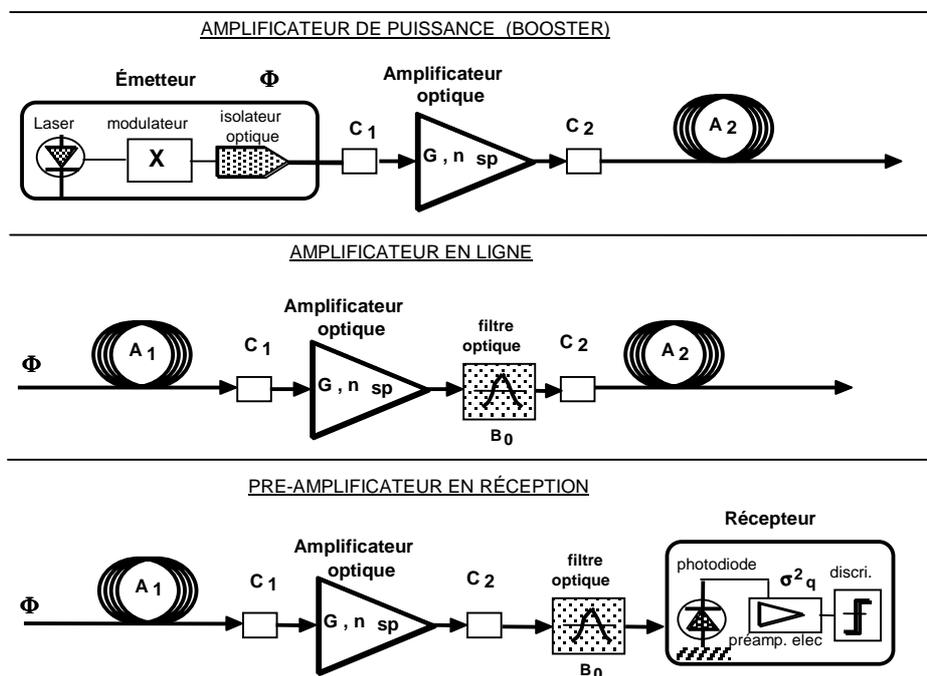


Figure II- 38 : Configuration des amplificateurs optiques (A_1 et A_2 représentent les fibres optiques).

2. Les isolateurs

En optique comme en électricité, un isolateur est un dispositif passif non réciproque qui a une faible atténuation dans un sens et une forte atténuation dans l'autre sens. Il a donc une entrée et une sortie. Dans les systèmes de télécommunications par fibre optique, les isolateurs sont le plus souvent employés pour atténuer la lumière issue des réflexions parasites, qui, par exemple en revenant dans le laser, vient troubler son fonctionnement. Les occasions d'avoir des réflexions tout au long de la ligne sont fréquentes (un connecteur optiquement mal adapté, une extrémité de fibre mal coupée, ...). Ces réflexions intempestives augmentent le bruit RIN de ces lasers.

Les isolateurs sont également utilisés dans les amplificateurs optiques à fibre dopée afin de les empêcher de résonner et de se transformer en lasers s'il y a réflexion.

Ils existent plusieurs types d'isolateurs optiques. Citons juste les isolateurs à polariseurs et les isolateurs à prisme de rutile. Sans détailler leur fonctionnement, l'isolateur à polariseurs est constitué de deux polariseurs et un rotateur de Faraday composé d'un matériau dia- ou paramagnétique. Les polariseurs, dont les axes passants sont décalés de 45° , sont situés à l'avant et à l'arrière du rotateur. Ce dernier, soumis à un certain champ magnétique, fait subir une rotation de 45° à la lumière qui le traverse. Ainsi, dans un sens, le second polariseur dont l'axe est orienté comme la nouvelle vibration décalée, permet le passage de la lumière alors que dans l'autre sens, la lumière se présente au second polariseur avec un angle de 90° et ne peut passer.

Le principe de fonctionnement d'un isolateur à prismes de rutile est différent. La biréfringence du rutile fait qu'un rayon incident se sépare à son entrée dans le cristal en deux rayons. Ces deux rayons sont polarisés à angle droit. Dans le sens passant, les angles des prismes sont tels que les rayons doivent se focaliser dans la fibre. Et dans l'autre sens, ils se focalisent en des points hors du cœur de la fibre.

Les pertes d'insertion sont liées à l'absorption dans les différents éléments. Elles ne dépassent pas 2,5 dB. Le taux d'isolation dépend soit de la précision sur les angles des prismes dans un cas, soit du taux d'extinction des polariseurs ainsi que de la précision de l'orientation de ces polarisateurs dans l'autre cas. Une isolation supérieure à 40 dB est tout à fait possible.

3. Les coupleurs

Dans les réseaux de fibres optiques, les coupleurs permettent de distribuer le signal optique vers plusieurs fibres ou inversement, acheminer le signal venant de plusieurs fibres vers une seule. Le principe de base est celui du couplage par onde évanescente entre deux fibres dont les cœurs sont très proches. Le champ électromagnétique s'étend au delà des cœurs. De ce fait, la lumière qui se propage dans un guide sent la présence de l'autre guide et se transfère progressivement dans l'autre guide. Si les guides sont identiques, la totalité de la lumière passe dans le second guide après une longueur d'interaction L_{inter} . Si cette région d'interaction est supérieure à L_{inter} , la lumière repasse dans le premier guide.

4. Les filtres optiques

Le filtrage a pour but de limiter l'occupation spectrale d'un signal. La séparation spectrale est réalisée en réfléchissant une certaine gamme de longueurs d'onde et en transmettant les autres. On caractérise donc le filtre par sa bande passante, c'est-à-dire le domaine de fréquences (ou de longueurs d'onde) pour lequel il laisse passer la lumière et par sa bande atténuée, c'est-à-dire le domaine de fréquences (ou de longueurs d'onde) pour lesquelles il réfléchit la lumière incidente. Ces deux domaines spectraux peuvent être très larges notamment pour les filtres passe-haut et passe-bas.

Deux types de filtres sont couramment utilisés, les filtres dichroïques et les filtres Fabry-Perot. Ils ne seront pas davantage détaillés ici, car peu utilisés dans le cadre de ma thèse.

5. Les multiplexeurs et démultiplexeurs optiques

Une application de ces filtres est la réalisation de la fonction de multiplexage optique. La solution adoptée sur certains dispositifs est le dépôt du filtre sur l'extrémité d'une fibre optique.

Les multiplexeurs et démultiplexeurs peuvent également être composés à base de réseaux de diffraction.

Conclusion

Une description détaillée de tous les composants présents dans un système de transmission sur fibre optique a été réalisée. Cette présentation a permis d'établir le cahier des charges des composants à utiliser pour une liaison ETDM 40 Gbits/s. Une fois le choix des composants fait, nous avons détaillé le fonctionnement, les limites, ... de chacun d'eux.

Le laser et les caractéristiques du signal émis ont été décrits en détail. L'utilisation des modulateurs externes pour l'inscription des données sur le signal optique ayant été retenue, plusieurs types de modulateurs ont été décrits. Le modulateur électro-absorbant s'avère être le composant adéquat pour la suite de l'étude.

Les fibres optiques possèdent de nombreuses qualités pour transmettre une grande quantité d'informations sur de longues distances. Plusieurs de leurs défauts ont été énumérés (par exemple la dispersion chromatique) et des solutions sont proposées pour les corriger (fibres de compensation). Sont apparus sur le marché depuis quelques années des amplificateurs optiques pour remédier à l'atténuation du signal dans les fibres. Après un inventaire de quelques-uns de ces modèles, l'EDFA répond parfaitement aux besoins de l'étude.

Le principe de la photodétection a également été rappelé, avec une description de deux exemples de photodétecteurs. La photodiode PIN associée à un préamplificateur a été choisie pour la conception de la liaison du projet ERMIONE. Les techniques de remise en forme du signal ont été abordées.

Les briques de base, les composants ayant été sélectionnés et décrits pour représenter la liaison ETDM à 40 Gbits/s, la suite de ce mémoire présente le logiciel de simulation utilisé, le projet support de l'étude et les résultats obtenus.

Références :

- [1] JOINDOT, Irène et Michel, *Les Télécommunications par fibres optiques*, Collection Technique et Scientifique des Télécommunications, Paris : Dunod et CNET-ENST, 1996.
- [2] CASSAN E., Une introduction aux télécommunications optiques par la simulation de systèmes simples, *Journal sur l'enseignement des sciences et technologies de l'information et des systèmes*, EDP Sciences, 2002, Vol. 3.
- <http://www.bibsciences.org/bibsup/>
- [3] LECOY, Pierre, *Télécommunications optiques*, Paris : Editions Hermès, 1992.
- [4] PALAIS J.C., "*Fiber optic communications*", Prentice Hall International, 1998.
- [5] GOWAR J., "*Optic communication system*", Prentice Hall International Series in Optoelectronics, 1984.
- [6] CERF F., *Les composants opto-électroniques*, Hermès Sciences Publications, 2000.
- [7] WILSON J. et HAWKES J.F.B., "*Optoelectronics : an introduction*", Prentice Hall International, 1989.
- [8] "*Les techniques de l'ingénieur*", Techniques de l'ingénieur, Paris, 1999.
- [9] FICHET M., "*Introduction aux fibres optiques*", Association pour la Diffusion de la Connaissance Scientifique, 1996.
- [10] BOISROBERT Christian, TOFFANO Zeno, *Cours de DESS et DEA d'Optique et Optoélectronique*, Université de Nantes, 2001.
- [11] HEIDEMANN R., WEDDING B. et VEITH G., "10-GB/s transmission and beyond", *Proceedings of the IEEE* , November 1993, Vol. 81, n°11.
- [12] "Characteristics of a single-mode optical fiber cable", *ITU-T Recommendations G.652*, October 2000.

[13] FRANCOIS P.L., BAYON J.F et ALARD F., "Design of quadruple-clad fibers", *Electronics Letters*, 1984, Vol. 20, pp. 688-689.

[14] BRUYERE Frank, "Impact of First -and Second- Order PMD in Optical Digital Transmission Systems", *Optical Fiber Technology*, 1996, Vol.2, pp. 269-280.

[15] FOSCHINI G.F. end POOLE C.D., "Statistical Theory of Polarization Dispersion in Single Mode Fibers", *IEEE Journal of Lightwave Technology*, November 1991, Vol. 9, n°11, pp. 1439-1456.

[16] GISIN N., PASSY R., BISHOFF J.C. and PERNY B., "Experimental Investigations of the Statistical Properties of Polarization Mode Dispersion in Single Mode Fibers", *IEEE Photonics Technology Letters*, July 1993, Vol. 5, n°7, pp. 819-821.

[17] "Combat polarization impairments with dynamic polarization controllers", Site de General Photonics Corporation.

<http://generalphotonics.com/techinfocombat.htm>

[18] Polarization Mode Dispersion, Site de Tektronix.

<http://www.tektronix.com/Measurements/commtest/pmd/index.html>

[19] Polarization Mode Dispersion Tutorial, Site Web ProForum Tutorials.

http://www.onforum.com/tutorials/polar_mode/index.html

[20] UNIVERSITY OF MICHIGAN, Polarization Mode Dispersion, *Electrical Engineering and Computer Science*.

<http://www.eecs.umich.edu/satin/pmd/>

[21] "Chromatic Dispersion and Polarization Mode Dispersion (PMD)", Light Reading – The Global Site for Optical Networking.

http://www.lightreading.com/document.asp?doc_id=7303

[22] NOE R., SANDEL D. et al, "Polarization mode dispersion compensation at 20 Gb/s with fiber-based distributed equalizer", 1998, *Electronics Letters*, Vol. 34, pp. 2421-2422.

<http://ont.uni-paderborn.de/publikationen/ELPM9820.html>

[23] AGRAWAL G.P., "Nonlinear fiber optics", *Academic Press*, New York, 1989.

[24] FRANCOIS P.L., BAYON J.F et ALARD F., "Characterization procedure of fiber packaging relative to microbends", *Electronics Letters*, 1985, Vol. 21, pp. 471-472.

[25] FISCHER, A., *Cours de Télécommunication IUT GTR – Université de Paris XIII*, Télécommunications optiques : Chapitre 5 : Physique des lasers.

http://www-gtr.iutv.univ-paris13.fr/Cours/Mat/Telecoms2/Doc/Tel_Opt-ch5-Lasers

[26] DELAGNES Jean-Christophe et RIVIERE Nicolas, *Génération d'impulsions ultracourtes*, Physiques des lasers et optique non linéaire, Université Paul Sabatier, Toulouse, 2001.

[27] LEE T.P, "Recent advance in long-wavelength semiconductor laser for optical fiber communication", *Proceedings of the IEEE*, March 1991, Vol. 79, n°3, pp. 252-276.

[28] JOINDOT Irène, "Measurement of relative intensity noise in semiconductor lasers", *Journal of Physics*, September 1992, Vol. III, pp. 1591-1603.

[29] CARENCO A., "Composants actifs, Systèmes optiques", *Institut d'Etudes Scientifiques de Cargèse*, Ecole d'été, Juillet 1991, pp. 93-143.

[30] BIGAN E., "Modulateurs électro-absorbants en onde guidée pour liaisons optiques à 1,55 μm ", *L'Echo des Recherches*, 1992, n°149, pp. 29-38.

[31] DEVAUX F., "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 de doctorat de l'Université Paris XI, 1993.

[32] Emetteurs et Récepteurs Micro-optoélectroniques 40 Gbit/s pour les transmissions Optiques Numériques ETDM (ERMIONE), projet RNRT, 1999-2002.

www.telecom.gouv.fr/rnrt/projets/res_d115_ap99.htm

[33] MESTDAGH DENIS J.G., Fundamentals of Multiaccess Optical Fiber Networks, *Artech House Publishers*, 1995, pp. 99-120.

[34] BERTHIER P., "Transistors à effets de champs $AlInAs/(Al)GaInAs(P)$ pour photodétection intégrée à 1,3-1,5 μm ", Thèse de doctorat de l'Université de Montpellier II, 1993.

[35] AUPETIT-BERTHELEMOT Christelle, "Étude des effets parasites du transistor à haute mobilité électronique (HEMT) sur InP pour applications micro-optoélectroniques", Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, 1998.

[36] KANEDA T., "Silicon and Germanium avalanche photodiodes semiconductor and semimetals", *Lightwave Communications Technology*, Vol. 22, Part D, Photodetectors.

[37] Mc INTYRE R.J., "Multiplication noise in uniform avalanche diode", *IEEE Transactions on Electronic Devices*, 1965, Vol. ED13, p. 154.

[38] GOUY J.P., "Étude comparative de la photodiode PIN, de la photodiode à avalanche et du photoconducteur sur matériaux III-V", Thèse présentée à l'Université de Lille Flandres Artois, 1989.

[39] GLAVIEUX A. et JOINDOT M., "Communications numériques : introduction", Collection Pédagogique de Télécommunication, Edition Masson, 1996.

[40] BOYOGUENO BENDE A., DUGUAY A. et FORTIER P., Etude sur l'amplification en ligne des systèmes de communication optique, "IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering", Montréal, Septembre 1995, pp. 93-96

[41] MIKKELSEN et al, "Monolithic integrated Michelson interferometer with SOA's for high speed all-optical signal processing", *Proc. Optical Fiber Communications*, San Diego, TuH4, February 1995.

[42] ZERVAS M.N., LAMING R.I. and PAYNE D.N., "Tradeoff between gain efficient and noise figure in an optimized fiber amplifier", *Proc. Optical Fiber Communications*, San Jose, WD7, 1992.

[43] TINGYE L., "The impact of optical amplifiers on long-distance lightwave telecommunications", *Proceedings of the IEEE*, November 1993, Vol. 81, n°11.

Chapitre III

Du simulateur système au projet ERMIONE

Table des matières

Introduction	122
I Le simulateur système COMSIS	123
1. Présentation du logiciel	124
1.1. L'éditeur de schéma-bloc	124
1.2. La bibliothèque	125
2. La simulation	126
2.1. La modélisation du système	126
2.1.1 Représentation des signaux	127
2.1.2 Représentation des opérateurs fonctionnels	127
2.2. L'analyse du système.....	128
2.3. La simulation d'un système.....	129
2.3.1 La simulation temporelle des systèmes continus.....	129
2.3.2 La simulation des sous-systèmes directs non rationnels	130
2.3.3 La simulation des sous-systèmes directs rationnels	130
2.3.4 La simulation des sous-systèmes pas à pas	132
2.3.5 Le choix du pas de calcul	133
3. Les résultats de simulation	133
3.1. Les différentes analyses.....	133
3.1.1. L'analyse statique.....	134
3.1.2. L'analyse de stabilité.....	134
3.1.3. L'analyse de transfert de boucle.....	134
3.1.4. La réponse fréquentielle	134
3.1.5. La simulation temporelle.....	134
3.2. La visualisation et le traitement des résultats	135
3.2.1. Visualisation des résultats de simulation.....	136
3.2.2. Sauvegarde des résultats de simulation	139
3.2.3. Bilan de puissance	139
3.2.4. Rapport signal à bruit	139
3.2.5. Détermination du facteur Q	139

3.2.6. Taux d'erreur sur les bits	140
3.2.7. Modifications des paramètres de simulation	142
II Critères de qualité	143
1. La probabilité d'erreur et le taux d'erreur binaire	143
2. Le facteur Q	145
3. Le diagramme de l'œil.....	146
4. Le rapport signal à bruit	149
5. Comparaisons des critères	150
III Le projet ERMIONE	153
1. Description du projet	153
1.1. Les objectifs du projet	154
1.2. Mise en œuvre et état de l'art	155
1.3. Organisation du projet	156
2. Intégration du travail de thèse dans le projet.....	157
IV Simulation d'une liaison de référence	158
1. La méthodologie de travail utilisée	158
2. Construction de la liaison de référence à 40 Gbits/s	159
2.1. Le schéma - bloc de la liaison de base.....	159
2.2. L'émission	160
2.2.1. Le modulateur externe	160
2.2.2. Le laser	162
2.2.3. Les données électriques	165
2.3. La partie réception	166
2.3.1. La photodiode	166
2.3.2. L'amplificateur électrique	168
2.3.3. Le filtre	168
2.3.4. Le régénérateur	169
2.4. La partie transmission.....	171
2.4.1. Les caractéristiques des fibres optiques.....	171
3. Evaluation des performances de la configuration de base.....	172
3.1. Visualisation des signaux	172
3.2. Evaluation des performances.....	174
Conclusion	176

Liste des tableaux

<i>Tableau III- 1 : Paramètres caractéristiques du modulateur externe électro-absorbant.</i>	<i>161</i>
<i>Tableau III- 2 : Paramètres caractéristiques du laser.</i>	<i>162</i>
<i>Tableau III- 3 : Paramètres caractéristiques de l'entrée représentant l'information à transmettre.....</i>	<i>165</i>
<i>Tableau III- 4 : Paramètres caractéristiques du driver de modulateur.</i>	<i>166</i>
<i>Tableau III- 5 : Paramètres caractéristiques de la photodiode PIN.....</i>	<i>166</i>
<i>Tableau III- 6 : Paramètres caractéristiques du couple de fibres simulées.....</i>	<i>172</i>

Liste des figures

<i>Figure III- 1 : L'éditeur de schéma-bloc de COMSIS.....</i>	<i>124</i>
<i>Figure III- 2 : La bibliothèque de modèles de COMSIS.....</i>	<i>125</i>
<i>Figure III- 3 : Le menu d'analyse de COMSIS.</i>	<i>133</i>
<i>Figure III- 4 : L'écran de visualisation des résultats de COMSIS.....</i>	<i>135</i>
<i>Figure III- 5 : Fenêtre d'évaluation des performances.....</i>	<i>136</i>
<i>Figure III- 6 : Représentation schématique des densités de probabilités et du seuil de décision.....</i>	<i>145</i>
<i>Figure III- 7 : Courbe représentant la relation entre le taux d'erreur binaire et le facteur Q.</i>	<i>146</i>
<i>Figure III- 8 : Exemple de diagramme de l'œil.....</i>	<i>147</i>
<i>Figure III- 9 : Représentation graphique de quelques interprétations d'un diagramme de l'œil.....</i>	<i>148</i>
<i>Figure III- 10 : Schématisation du calcul du rapport Signal à Bruit d'un système.</i>	<i>150</i>
<i>Figure III- 11 : Comparaison des méthodes d'évaluation des performances des systèmes dans COMSIS.</i>	<i>152</i>
<i>Figure III- 12 : Schéma d'une liaison 40 Gbit/s à multiplexage temporel électronique (ETDM).....</i>	<i>155</i>
<i>Figure III- 13 : Synoptique général de la liaison 40 Gbits/s de référence.....</i>	<i>159</i>
<i>Figure III- 14 : Modèle de simulation du MEA.....</i>	<i>160</i>
<i>Figure III- 15 : Courbe d'absorption du modèle de MEA en fonction de la tension électrique reçue.</i>	<i>161</i>
<i>Figure III- 16 : Modèle de simulation du laser.</i>	<i>162</i>
<i>Figure III- 17 : Caractéristique puissance optique en fonction du courant du laser.</i>	<i>164</i>
<i>Figure III- 18 : Modèle de simulation du laser avec son courant de commande.....</i>	<i>164</i>
<i>Figure III- 19 : Modèle de simulation des données NRZ pseudoaléatoires.....</i>	<i>165</i>
<i>Figure III- 20 : Modèle de simulation de la séquence de données avec les niveaux corrects.</i>	<i>166</i>
<i>Figure III- 21 : Modèle de simulation de la photodiode PIN.....</i>	<i>166</i>
<i>Figure III- 22 : Modèle de simulation de l'amplificateur électrique.</i>	<i>168</i>

<i>Figure III- 23 : Modèle de simulation du filtre de réception.</i>	<i>169</i>
<i>Figure III- 24 : Gabarit du filtre de réception.</i>	<i>169</i>
<i>Figure III- 25 : Modèle de simulation de l'organe de décision.</i>	<i>169</i>
<i>Figure III- 26 : Modèle de simulation du circuit de régénération.</i>	<i>170</i>
<i>Figure III- 27 : Modèle de simulation de la partie transmission.</i>	<i>172</i>
<i>Figure III- 28 : Allure des signaux en chaque point de la liaison de référence.....</i>	<i>174</i>
<i>Figure III- 29 : Diagramme de l'œil du signal transmis par la liaison de référence.</i>	<i>175</i>

Introduction

Comme le résumant les deux chapitres précédents, le développement des télécommunications par fibre optique a multiplié les architectures des réseaux, les techniques de codage et les composants disponibles. La conception des systèmes associés est de plus en plus complexe, tant le nombre de paramètres influant sur les performances de la liaison est important. Aussi, les outils de simulation constituent une assistance de plus en plus utilisée pour aider à trouver rapidement des solutions, aussi bien au niveau du composant que du système.

Ce chapitre propose une description exhaustive de COMSIS, le logiciel de simulation retenu pour cette étude, destinée à faciliter la connaissance et la maîtrise du simulateur par les futurs utilisateurs.

Ce chapitre sera décliné en quatre parties.

La première sera consacrée au simulateur système COMSIS.

La seconde précisera les techniques d'évaluation des performances.

Une description détaillée du projet RNRT (Réseau National de Recherches en Télécommunication), support de cette étude, et la contribution de GESTE sont proposées en troisième partie.

Une liaison de référence établie selon les règles prédéfinies aux chapitres précédents et utilisant les modèles proposés dans la bibliothèque de COMSIS est réalisée. Les premiers résultats sont montrés en fin de ce chapitre.

I Le simulateur système COMSIS

Le développement des télécommunications par fibres optiques a multiplié les architectures des réseaux. La conception des systèmes associés est un problème de plus en plus complexe, tant le nombre de paramètres influant sur les performances de la liaison est important. De plus, il est demandé à ces derniers à la fois de transporter des capacités d'informations de plus en plus importantes, et de se renouveler très rapidement. La méthode expérimentale, qui consiste en des mesures itératives sur un banc de test, est très coûteuse en temps et en argent. Aussi, les outils de simulation constituent une assistance intéressante pour trouver des solutions, aussi bien au niveau du composant que du système. Les logiciels peuvent être une aide à la conception et à la prise de décision, tout en évitant la multiplication d'essais compliqués et onéreux. Ils permettent de prendre en compte les améliorations technologiques des composants, parfois même avant qu'ils ne soient disponibles sur le marché. Non seulement ils vont mesurer la qualité de transmission d'une liaison, mais aider à en optimiser les performances.

En plus de l'aide précieuse qu'ils sont à même d'apporter pour le développement des systèmes actuels, les simulateurs de systèmes de transmissions optiques peuvent être d'une grande utilité pour la recherche et l'investigation des futurs systèmes. Ils sont pour la plupart très ouverts et offrent la possibilité d'introduire de nouveaux modèles au sein du programme.

Cependant, contrairement à l'électronique et aux micro-ondes, il n'existe pas d'outils standards et bien admis dans le domaine des transmissions optiques. Il est apparu, récemment, sur le marché, un certain nombre de logiciels permettant la simulation des systèmes de communications optiques. Le laboratoire GESTE dans lequel j'ai mené mes travaux de thèse a testé quelques-uns de ces simulateurs et a retenu le logiciel COMSIS. Une présentation de ce dernier est effectuée ci-après.

1. Présentation du logiciel [1-4]

COMSIS est un logiciel de simulation système développé par une société française, IPSIS (Ingénierie Pour SIGNaux et Systèmes), basé sur la technopole de Rennes. L'acronyme de COMSIS signifie COMMunication System Interactive Software.

Ce logiciel est un outil qui permet aux chercheurs et aux ingénieurs de modéliser, simuler, analyser et concevoir tout module de traitement du signal allant du dispositif le plus élémentaire au système complet de communication. C'est un environnement interactif qui allie des outils numériques à des fonctionnalités graphiques et une interface utilisateur. Il permet d'analyser des systèmes analogiques ou numériques décrits sous la forme de schémas-blocs.

1.1. L'éditeur de schéma-bloc

COMSIS offre un environnement intégré où toutes les fonctions d'éditations et de traitements s'articulent autour de l'éditeur de schéma-bloc (Figure III- 1).

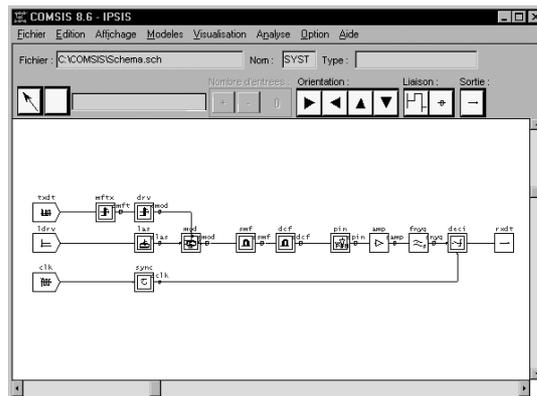


Figure III- 1 : L'éditeur de schéma-bloc de COMSIS.

Avec ce logiciel assez convivial, la construction d'un schéma-bloc est assez facile. Il suffit de sélectionner, à l'aide de la souris, des objets disponibles dans la bibliothèque et de les déposer sur la feuille de dessin. Ces objets représentent des modélisations d'opérateurs, d'entrées et de sorties et doivent être interconnectés et nommés. Une fois ces modèles positionnés, reliés et nommés, leurs paramètres caractéristiques doivent être définis, sous forme numérique ou à l'aide d'un paramètre formel, avant de lancer l'analyse du système. Il faut encore insérer des variables intermédiaires (correspondant aux grandeurs d'entrée et de

sortie des opérateurs) et les nommer. Ainsi, le simulateur a accès aux signaux en chaque point du schéma.

COMSIS dispose d'une aide en ligne contextuelle et hypertexte, constituée du manuel d'utilisation accessible dans son intégralité.

1.2. La bibliothèque

La bibliothèque de COMSIS a été développée en collaboration avec France Télécom R&D.

Parmi les modèles disponibles dans la bibliothèque (Figure III- 2) de COMSIS, citons, par exemple, les codes en ligne, les codes correcteurs d'erreurs, les fonctions logiques, les modulations, les démodulations, les filtres, les perturbations, le GSM, l'UMTS, les composants optiques...

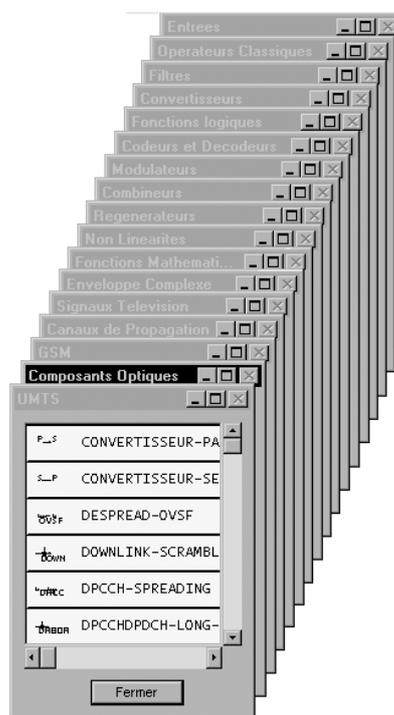


Figure III- 2 : La bibliothèque de modèles de COMSIS.

Ces différents modèles, encore appelés opérateurs fonctionnels, sont des unités de transformation caractérisées par une (ou plusieurs) grandeur(s) de sortie dépendant d'une grandeur d'entrée ou d'une combinaison de grandeurs d'entrée. Ils sont classés en deux catégories :

- *Les opérateurs linéaires* qui jouissent des propriétés d'additivité, d'homogénéité et de stationnarité au cours du temps.
- *Les opérateurs non linéaires* qui forment une vaste classe sans mode de représentation universelle.

La bibliothèque est assez étendue et continue régulièrement de s'enrichir. De plus, COMSIS offre la possibilité de développer et d'intégrer nos propres modèles écrits en langage C ou FORTRAN, grâce au Builder de COMSIS.

2. La simulation [1]

Une fois le schéma construit, la simulation peut être lancée. La première phase que réalise le logiciel COMSIS est la modélisation du système. Puis une analyse de la liaison est réalisée. Ces deux opérations exécutées, la simulation pourra enfin s'effectuer.

2.1. La modélisation du système

Le terme système est utilisé dans une quantité de contexte et de sens différents. Dans le domaine des télécommunications, le terme système désigne un ensemble d'éléments interdépendants ayant pour finalité commune d'acheminer, de manière aussi fidèle et fiable que possible, des informations entre divers usagers.

L'interdépendance de ces éléments, qui exprime les interactions dynamiques existant entre eux, est de préférence décrite, dans COMSIS, sous forme décomposée dans laquelle chaque opération de base apparaît de manière explicite.

Les différents modules mis en évidence par ce type de représentation sont des unités de transformation, encore appelés opérateurs fonctionnels, caractérisées par une grandeur de sortie dépendant de grandeurs d'entrée.

Les signaux sur lesquels opèrent ces dispositifs sont *des signaux utiles*, qui contiennent l'information à transmettre, *des signaux perturbateurs*, introduits par le milieu de transmission ou inhérents aux dispositifs de traitement, *des signaux de contrôle ou de commande*, qui doivent assurer la qualité de la transmission.

Les signaux que l'on rencontre dans l'analyse des systèmes de télécommunications constituent des grandeurs physiques qui sont, par nature, toujours analogiques. La simulation s'effectuant sur un ordinateur numérique est, par conséquent, une opération où l'on ne manipule que des suites de nombres. La représentation des signaux et des opérateurs d'un système de télécommunications doit donc naturellement tenir compte du théorème d'échantillonnage de Shannon. Suivant les bandes de fréquences et les débits d'un système, la représentation des signaux haute fréquence (signaux modulés et perturbations introduites par le canal de propagation) peut imposer un sur-échantillonnage des données utiles basse fréquence (message à transmettre). La technique de représentation par enveloppe complexe permet de s'affranchir des fréquences porteuses du système, tout en conservant ce qu'il y a de significatif dans l'expression mathématique du signal. Cette technique nécessite une transposition des modèles de signaux et d'opérateurs haute fréquence en leurs équivalents en bande de base.

2.1.1 Représentation des signaux [5-6]

Fondée sur le concept de signal analytique, la représentation par enveloppe complexe n'a de sens que pour les signaux dont la caractéristique fréquentielle, spectre ou transformée de Fourier, présente la propriété d'être concentrée dans une certaine bande de fréquence. Ces signaux sont dits à bande étroite ou quasi-monochromatiques.

2.1.2 Représentation des opérateurs fonctionnels

Une chaîne de transmission de données est un système de traitement qui effectue, sur des signaux, un ensemble d'opérations de base afin d'en extraire de l'information ou de les rendre porteurs d'information. La gamme des opérations usuelles est assez vaste. Elle peut être décomposée en différentes classes à partir des contraintes que l'on peut poser sur chaque opérateur.

2.1.2.a. Les opérateurs linéaires

Les opérateurs linéaires ont une importance considérable parce qu'ils sont les plus simples à analyser et à caractériser.

La classe des opérateurs linéaires est caractérisée par le principe de superposition qui signifie que la réponse à une somme d'excitations est égale à la somme des réponses à chaque excitation.

2.1.2.b. Les opérateurs non-linéaires [7-9]

A l'inverse, la modélisation des systèmes non-linéaires se heurte à d'importantes difficultés. Aucune théorie n'existe, qui permette, comme dans le cas linéaire, de déterminer simplement les relations d'entrées/sorties.

La modélisation des opérateurs non-linéaires est un domaine ardu qui, bien qu'étudié depuis fort longtemps, nécessite encore un important effort de recherche. La représentation la plus satisfaisante des relations d'entrée/sortie se fait par le moyen des fonctionnelles de Volterra et de leurs transformées de Fourier.

2.2. L'analyse du système

L'analyse d'un système a un double objectif. D'une part, elle doit mener à la simplification formelle du système pour réduire le temps de simulation et augmenter la précision sur les résultats obtenus. Et d'autre part, elle permet de déterminer les fréquences de référence des variables qui doivent être simulées.

Il y a trois étapes nécessaires dans l'analyse d'un système de télécommunication :

1. *Réduction formelle* : Les modules d'analyse sont basés sur une phase de simplification formelle des équations du système qui permet d'aboutir à des modèles entrée/sortie réduits. L'intérêt des réductions formelles réside dans le fait, d'une part, qu'elles diminuent le nombre de variables intermédiaires à calculer, et, d'autre part, qu'elles permettent d'obtenir des transmittances équivalentes de degré minimal.
2. *Réduction numérique* : COMSIS évalue tous les coefficients des transferts issus des réductions formelles. C'est à l'issue des réductions numériques, que COMSIS peut juger de la stabilité du système.
3. *Détermination des fréquences de référence* : Le problème posé est de connaître le type de représentation des signaux tout au long de la chaîne de transmission.

- a. Les fréquences de référence associées aux signaux simulés d'un système sont déterminées à partir des caractéristiques de ses entrées et de ses opérateurs fonctionnels. Les entrées sont séparées en modèles de signaux en bande de base représentés par signal réel et modèles de signaux à bande étroite représentés par enveloppe complexe. Il y a également deux catégories d'opérateurs : ceux dont les entrées et la sortie ont la même fréquence de référence et les opérateurs où cette uniformité n'existe pas. Dans chacune de ces classes, on distingue les modèles qui sont référencés par rapport à une fréquence bien précise et ceux dont la validité est indépendante des fréquences de référence choisies.
- b. Cette classification d'opérateurs, suivant l'uniformité des fréquences de référence des entrées et de la sortie, permet d'établir des groupements de variables ayant les mêmes fréquences de référence.
- c. La sous-classification en modèles référencés et en modèles non référencés permet ensuite de déterminer pour chaque groupement, la fréquence de référence optimale à utiliser (fréquence de référence qui minimise le nombre de points utilisés pour décrire correctement les phénomènes à simuler).
- d. La modélisation de certains éléments impose des contraintes sur la représentation de leurs signaux d'entrée et de sortie. A partir des fréquences de référence de simulation, déterminées suivant la méthodologie décrite précédemment, COMSIS vérifie l'adéquation avec les hypothèses inhérentes à chaque modèle.

2.3. La simulation d'un système

COMSIS propose de traiter des systèmes continus, discrets et échantillonnés. Les systèmes continus, dont les variables sont représentées dans l'espace réel du temps, nous intéressent plus particulièrement. La suite du paragraphe ne concerne donc que ce type de système.

2.3.1 La simulation temporelle des systèmes continus

La simulation temporelle pose trois problèmes : quelles variables du système vont être simulées, dans quel ordre et de quelle manière ? Il est impossible de traiter séparément chacun des problèmes. En effet, déterminer la liste des variables qui vont effectivement être simulées,

ainsi qu'élaborer l'ordre dans lequel elles seront calculées exigent de connaître les méthodologies de simulation utilisées et les algorithmes d'intégration numériques associés.

En simulation, l'apparition d'une boucle où figure un élément non rationnel contraint à simuler son comportement par une méthode en pas à pas (à chaque instant, on calcule simultanément toutes les variables de la boucle). Si une autre boucle a des variables communes avec la boucle précédente, elles devront être simulées conjointement, en pas à pas. On aboutit alors à la notion de "sous-système pas à pas".

Pour tout autre élément non rationnel qui n'est pas inclus dans un tel sous-système, on peut calculer, par méthode directe, sa sortie à partir de ses entrées. Il en est de même pour un bloc rationnel. Ces derniers éléments donnent naissance à la classe des "sous-systèmes directs".

Dans le cas général, un système résulte de la mise en cascade de ces deux types de sous-système. L'identification de ces sous-systèmes homogènes est basée sur une recherche, d'une part, des parcours qui relient les variables aux entrées du système et, d'autre part, des boucles se trouvant sur ce parcours. Elaboré par scrutation du schéma-bloc, chaque parcours permet d'identifier les sorties des différents sous-systèmes homogènes tandis que les boucles permettent d'en déterminer la nature directe ou pas. Les parcours indiquent également l'ordre dans lequel on doit simuler chacune de ces sorties.

2.3.2 La simulation des sous-systèmes directs non rationnels

Un sous-système direct non rationnel n'est constitué que d'un seul élément. Si ses caractéristiques sont connues, la simulation ne nécessite que la connaissance des signaux d'entrée.

2.3.3 La simulation des sous-systèmes directs rationnels

Un sous-système direct rationnel, quelle que soit sa complexité, est réduit afin d'obtenir la relation formelle entre sa sortie et ses entrées. Chaque réduction numérique conduit à une transmittance $H(s)$. Pour la suite, divers algorithmes de simulation peuvent être utilisés.

2.3.3.a. L'algorithme de l'exponentielle de matrice

Cette méthode consiste à convertir $H(s)$ en forme d'état continu. Ensuite, COMSIS calcule le système d'état discret équivalent, en supposant l'entrée constante sur la durée du pas d'intégration. On a alors besoin de calculer l'exponentielle d'une matrice constituée à partir des matrices calculées précédemment. COMSIS utilise alors l'algorithme de C.R. Ward décrit dans la référence [10].

Le système d'état discret équivalent étant déterminé, on calcule directement la sortie en fonction de l'entrée.

Pour un bloc multi-entrées, COMSIS simule la contribution de chaque entrée indépendamment avant d'appliquer le théorème de superposition.

Cette méthode conduit à une simulation mettant essentiellement en jeu, pour chaque point de calcul, le produit d'une matrice par un vecteur dont les dimensions sont égales au degré du dénominateur de $H(s)$. Le coût en temps de calcul de cet algorithme est ainsi proportionnel au carré du degré du filtre à simuler. Cette méthode est la plus précise.

2.3.3.b. L'algorithme de la transformée de Fourier rapide

Ce deuxième algorithme, proposé dans COMSIS et utilisé par défaut, repose sur l'utilisation de la transformée de Fourier rapide (FFT, Fast Fourier Transform en anglo-américain) qui permet de faire correspondre au produit de convolution, le produit des transformées de Fourier.

Une première approche peut consister à transformer le signal dans le domaine fréquentiel, à le multiplier par $H(s)$ et à réaliser la transformation inverse dans le domaine temporel. Cependant, le calcul d'une FFT sur une durée très longue, bien que théoriquement possible, nécessite en pratique des mémoires énormes et un temps de calcul prohibitif. C'est pourquoi COMSIS recourt aux méthodes développées par Stockam et Helms [11-12], qui consistent à diviser le signal en plusieurs sections, à convoluer chaque section séparément et à combiner les résultats partiels de manière approchée.

L'algorithme de calcul qui a été intégré dans COMSIS est inspiré du programme développé par J.B. Allen et présenté dans la référence [13]. COMSIS mémorise les signaux

dans des fichiers binaires dont les enregistrements sont de taille égale à 16384 échantillons. Cette forme de découpage a donc été mise à profit de telle sorte que chaque enregistrement corresponde à un segment du signal à convoluer. Cette limitation impose des contraintes sur le pas de calcul utilisé pour la simulation (la réponse doit être suffisamment échantillonnée dans sa bande passante). Si ceci n'est pas respecté, des discontinuités apparaîtront lors de la visualisation du signal.

Contrairement à la première méthode, le coût en temps de calcul de l'approche fréquentielle est pratiquement indépendant du degré de $H(s)$.

2.3.3.c. L'algorithme de Runge-Kutta

Le dernier algorithme disponible dans COMSIS repose sur une méthode d'intégration numérique de systèmes d'équations différentielles de Runge-Kutta-Fehlberg [14]. Bien que plus précisément destiné à la simulation des sous-systèmes pas à pas (cf. § I 2.3.4), une implantation a été réalisée pour traiter le cas particulier des sous-systèmes rationnels.

2.3.4 La simulation des sous-systèmes pas à pas

La représentation de l'évolution de tels sous-systèmes par une expression formelle exacte est impossible. Il faut, par conséquent, simuler le processus en déterminant, à chaque pas de calcul, les valeurs numériques de certaines variables.

Les nœuds à simuler sont de deux types suivant que leur calcul, à un instant donné, fait appel uniquement à des informations antérieures ou nécessite également des informations à ce même instant. Ces dernières variables impliquent un ordre de calcul des nœuds pas à pas bien défini puisqu'elles imposent de connaître la valeur de certaines variables au même instant. Si aucun ordre de calcul ne permet de trier les variables pour satisfaire cette condition, COMSIS édite le message de système implicite.

La simulation fait appel à une méthode d'intégration numérique de systèmes d'équations différentielles de Runge-Kutta-Fehlberg. Bien que datant des années 70, cette méthode constitue, probablement encore aujourd'hui, le meilleur algorithme à un pas. Des renseignements plus précis sur cette méthode peuvent être trouvés dans la référence [14].

2.3.5 Le choix du pas de calcul

Le pas de calcul est commun à tous les opérateurs d'un même système. Certains modèles imposent des contraintes sur le pas de calcul. Pour un signal périodique, il est préférable de choisir un pas de calcul qui soit un multiple de cette périodicité. Il en est de même pour les modèles dont certaines caractéristiques sont des unités de temps.

3. Les résultats de simulation [1]

Une fois que le schéma est construit, COMSIS a la possibilité de réaliser plusieurs types d'analyses. Tout dépend du système dont on veut évaluer les performances. Cela peut être juste l'analyse d'un composant, d'un opérateur fonctionnel, pour voir ses propres performances, ses caractéristiques ou alors l'évaluation des performances d'une liaison entière ou partielle, l'évaluation de la qualité de l'information transmise. C'est donc d'abord par une description de ces différentes simulations que va débiter ce paragraphe. Les résultats de simulations peuvent ensuite être visualisés sous différentes représentations, ces dernières seront alors énumérées dans le paragraphe suivant.

3.1. Les différentes analyses

Dès qu'un système est complètement décrit, il est possible d'effectuer différentes analyses temporelles et fréquentielles, accessibles à partir du menu **Analyse** de l'Editeur de schéma-bloc, comme le montre la Figure III- 3.

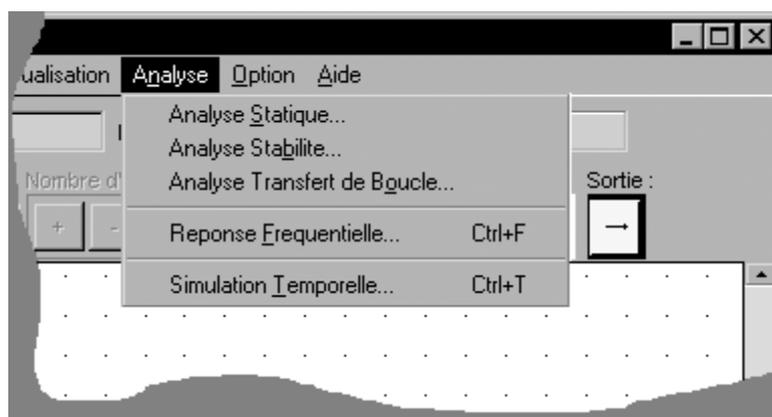


Figure III- 3 : Le menu d'analyse de COMSIS.

3.1.1. L'analyse statique

COMSIS permet de connaître certaines courbes ou valeurs caractéristiques d'opérateurs non rationnels grâce à la commande **Analyse Statique** du menu **Analyse**. Lorsque cette commande est activée, la cohérence du schéma est d'abord vérifiée. Une fois les calculs terminés, les résultats sont affichés dans la fenêtre graphique (cf. § I 3.2).

3.1.2. L'analyse de stabilité

Lors de l'activation de la commande **Analyse Stabilité** du menu **Analyse**, COMSIS calcule la réponse en fréquence et les marges de stabilité d'un sous-système linéaire. COMSIS édite les marges de stabilité (phase, retard, module et module complémentaire) dans le journal de la fenêtre alphanumérique. La visualisation des résultats dans la fenêtre graphique peut être présentée sous trois formes différentes : diagrammes de Bode (amplitude et phase), de Black et de Nyquist.

3.1.3. L'analyse de transfert de boucle

L'activation de la commande **Analyse Transfert de Boucle** du menu **Analyse** provoque le calcul de la réponse en fréquence et des marges de stabilité des boucles. COMSIS édite les résultats sous la même forme que pour l'analyse de stabilité.

3.1.4. La réponse fréquentielle

COMSIS permet de calculer la réponse fréquentielle d'un opérateur de filtrage non rationnel ou d'un sous-système rationnel grâce à la commande **Réponse Fréquentielle** du menu **Analyse**. Le logiciel vérifie toujours la cohérence du schéma. Lorsque le calcul est terminé, COMSIS affiche la réponse fréquentielle en amplitude, en phase et en temps de propagation de groupe.

3.1.5. La simulation temporelle

La commande **Simulation Temporelle** du menu **Analyse** permet de déterminer la réponse d'un système à des signaux dans le domaine temporel. Cette analyse est légèrement différente car ne concerne plus l'analyse d'un opérateur mais plutôt l'analyse du signal envoyé pendant sa transmission. A l'issue de la simulation, la fenêtre d'**Evaluation des**

Performances propose différents traitements sur les variables simulées. Ils seront examinés dans le prochain paragraphe.

3.2. La visualisation et le traitement des résultats

Suite à toute simulation, COMSIS offre des résultats, basés sur l'analyse des signaux simulés : Affichage, Caractéristiques, Bilan de puissance, Facteur Q, Rapport signal à bruit, Mesure de taux d'erreur... L'affichage est effectué dans un écran de visualisation, encore appelé fenêtre graphique (Figure III- 4).

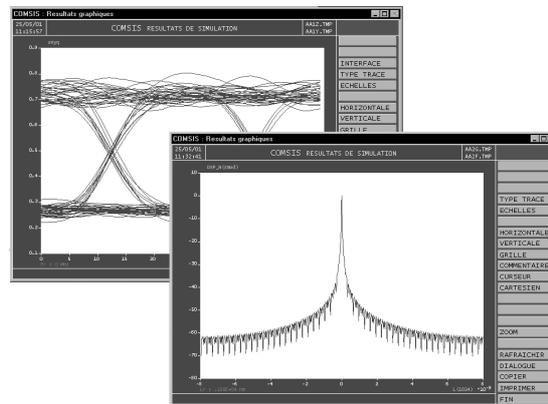


Figure III- 4 : L'écran de visualisation des résultats de COMSIS.

La simulation temporelle est l'analyse permettant le plus grand nombre de possibilités dans l'exploitation des résultats. Les autres analyses affichent directement le résultat demandé dans la fenêtre graphique (cf. § I 3.1). C'est pourquoi dans la suite de ce paragraphe, les différentes possibilités d'interprétation et de traitement des résultats seront décrites pour une simulation temporelle, même si parfois, elles peuvent encore être valables dans les autres cas.

Durant la simulation, un écran de contrôle permet de suivre l'état d'avancement des calculs. Quand ceux-ci sont terminés, la fenêtre d'Evaluation des Performances propose plusieurs possibilités (Figure III- 5). Ce sont toutes ces techniques d'évaluations qui vont être maintenant détaillées.



Figure III- 5 : Fenêtre d'évaluation des performances.

Les commandes suffixées Globale exploitent les signaux sur tous les points simulés. Les commandes suffixées Tronqué(e) offrent la possibilité de travailler sur un sous-ensemble de points, en limitant la durée du signal et/ou en le sur-échantillonnant.

3.2.1. Visualisation des résultats de simulation

La commande Visualisation affiche les variables calculées, soit directement dans le domaine temporel, soit après qu'elles aient subi un pré-traitement. Lorsque cette commande est activée, la fenêtre Variables et Pré-traitements apparaît et donne accès aux choix de ces traitements à effectuer et des variables simulées sur lesquels les effectuer.

3.2.1.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.

3.2.1.b. Les fonctions de corrélation

Ces pré-traitements permettent de calculer la fonction d'autocorrélation d'un signal et la fonction d'intercorrélation de deux signaux. COMSIS propose le choix entre une méthode de calcul directe et une méthode basée sur la transformation de Fourier [15-16].

3.2.1.c. Le diagramme de l'œil

Expérimentalement, on obtient le diagramme de l'œil en observant, sur un oscilloscope, le signal reçu, en fonction d'une base de temps synchronisée sur l'horloge des données. En simulation, on utilise une technique identique qui repose sur la connaissance d'une variable d'horloge de synchronisation, utilisée pour générer la base de temps appropriée. COMSIS offre la possibilité de faire des mesures quantitatives sur les diagrammes de l'œil : ouverture horizontale, ouverture verticale, taux d'extinction, hauteur de l'œil, facteur Q, position des intersections, largeur de l'œil, gigue... Une aide en ligne est à disposition avec le logiciel pour effectuer ces différentes mesures.

3.2.1.d. Le diagramme vectoriel ou trajectoire

Les systèmes de communications numériques utilisent des signaux dont les combinaisons d'amplitude et de phase représentent le message à transmettre. La représentation vectorielle de ces différentes combinaisons donne naissance au diagramme vectoriel, encore appelé trajectoire. La trajectoire est en fait la représentation de la composante en quadrature en fonction de la composante en phase du signal modulé.

3.2.1.e. La vue tridimensionnelle

Ce pré-traitement permet de visualiser l'évolution des composantes en phase et en quadrature, d'un signal à bande étroite représenté par enveloppe complexe, en fonction du temps. La vue tridimensionnelle est intéressante d'un point de vue qualitatif car elle ajoute la dimension temporelle au diagramme vectoriel du signal et la dimension complexe au diagramme de l'œil des composantes en phase et en quadrature.

3.2.1.f. Le diagramme de constellation

L'échantillonnage, par l'horloge, des données du diagramme vectoriel d'un signal, aboutit au diagramme de constellation. Ce diagramme représente, par conséquent, les états d'amplitude et de phase du signal modulé aux instants de décision. La géométrie de ces états et leur dispersion sont des indications qualitatives pour le diagnostic des défauts et des marges d'erreur des systèmes. COMSIS offre la possibilité de faire des mesures qui sont identiques à celles réalisées par l'analyseur de constellation développé par la société Hewlett-Packard [17].

3.2.1.g. La transformée de Fourier

La transformée de Fourier étant complexe, COMSIS édite, dans deux cadres différents, la partie réelle et la partie imaginaire [18].

3.2.1.h. La densité spectrale de puissance

La densité spectrale de puissance d'un signal donne une idée de la largeur de bande nécessaire pour la transmettre. Elle permet également d'apprécier l'efficacité de certaines fonctions et d'évaluer différents types de brouillage. La densité spectrale de puissance d'un processus stationnaire au second ordre, est définie comme la transformée de Fourier de la fonction d'autocorrélation. Il est possible de traiter aisément le cas des signaux réels périodiques [19], mais le traitement des signaux aléatoires ou représentés par enveloppe complexe fait appel à la méthode des périodogrammes modifiés [18][20].

3.2.1.i. La puissance instantanée

Ce pré-traitement permet de visualiser la variation de la puissance instantanée d'un signal en fonction du temps.

3.2.1.j. L'histogramme

Ce pré-traitement permet de visualiser la distribution des échantillons d'une variable. Il est possible de visualiser l'histogramme de tous les échantillons qui ont été calculés ou uniquement ceux situés sur les fronts montants d'une horloge donnée. Cette possibilité est particulièrement adaptée à l'analyse de distributions des valeurs prises par la variable sur laquelle s'effectue la décision.

3.2.1.k. La fonction de distribution cumulative

La fonction de distribution cumulative (FDC) est une technique utilisée pour mesurer les signaux à spectre étalé. 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.

Comme pour l'histogramme, il est possible de visualiser la FDC sur tous les échantillons ou uniquement ceux situés sur les fronts montants de l'horloge.

3.2.2. Sauvegarde des résultats de simulation

Chaque variable simulée dans COMSIS peut être stockée indépendamment dans un fichier binaire contenant les caractéristiques du signal sauvegardé. Pour cela, il faut activer la commande **Sortie Fichier**. Les résultats de simulation ainsi sauvegardés peuvent être ré-exploités dans COMSIS ou réinjectés dans une autre application.

3.2.3. Bilan de puissance

La puissance est une grandeur essentielle pour caractériser le niveau des signaux émis et reçus.

Avec la commande **Puissance**, pour chaque variable, COMSIS récupère le fichier relatif à la simulation des composantes en phase et en quadrature et calcule la puissance moyenne en chaque point de simulation. Cette puissance est donnée en dBm (décibels relatif à 1 mW).

3.2.4. Rapport signal à bruit

Dans les systèmes de télécommunications où le signal reçu peut être d'un niveau très faible, il est important de s'intéresser au bruit présent en chaque point de la chaîne de réception. Puisque le bruit varie à tout moment de façon imprédictible, on préfère l'analyser par le biais de sa puissance moyenne. C'est ainsi que l'on introduit la notion de rapport entre la puissance moyenne du signal et la puissance moyenne du bruit.

La méthode de calcul est basée sur une deuxième simulation du système qui a pour objectif d'isoler, soit la contribution du bruit, soit celle du signal utile. En retranchant aux signaux issus de la première simulation les signaux issus de la deuxième simulation, on obtient la contribution soit du signal utile, soit du bruit. La validité de cette méthode impose qu'il n'y ait aucune corrélation entre les signaux utiles et les signaux brouilleurs.

3.2.5. Détermination du facteur Q

La simulation a permis de calculer le signal bruité dont on veut évaluer le facteur Q. COMSIS calcule alors les niveaux moyens du signal bruité et les écarts-types sur la transmission des niveaux hauts et des niveaux bas. Le facteur Q en découle (cf. § II. 2).

3.2.6. Taux d'erreur sur les bits

COMSIS propose trois méthodes de mesure du taux d'erreurs binaire (TEB) et le tracé des courbes de taux d'erreur.

3.2.6.a. La méthode de Monte-Carlo

Dans cette méthode, on admet que la probabilité d'erreur (P_e), qui est une moyenne statistique, est identique au taux d'erreur binaire. Lorsque le nombre de bits observés tend vers l'infini, cette estimation tend vers la vraie valeur de la probabilité d'erreur. Pour un nombre fini, on quantifie la qualité de l'estimateur en terme d'intervalle de confiance.

Le comptage des erreurs se fait par comparaison bit à bit du message binaire émis et du message binaire régénéré. La comparaison de ces trains impose une étape préalable de détermination du retard existant entre eux [15]. De plus, elle ne permet quasiment pas d'atteindre des taux d'erreur inférieurs à 10^{-5} sur des calculateurs classiques.

3.2.6.b. L'estimation basée sur la théorie de la valeur extrême

L'estimation du TEB par cette méthode est basée sur la théorie des valeurs extrêmes classiques [20]. Cette méthode repose sur le phénomène statistique selon lequel les échantillons de valeur extrême, issus de groupes d'échantillons d'une population donnée suivent des lois qui tendent asymptotiquement vers une exponentielle.

Cette méthode s'attache donc à étudier la distribution des valeurs prises par la variable décisionnelle sur laquelle s'effectue la décision. Seuls les échantillons issus des queues de la distribution présentent un intérêt. A partir de l'observation de ces échantillons, la théorie de la valeur extrême permet de déterminer l'expression analytique de chacune des queues de distribution. Toutes les queues de densités de probabilité convergent vers trois formes uniques possibles [21]. Dans les problèmes d'évaluation du TEB, on se limite aux densités dont les queues tendent vers zéro d'une manière exponentielle. Après avoir estimé les différents paramètres, on calcule la probabilité d'erreur sur la transmission des 0 (P_0) et la probabilité d'erreur sur la transmission des 1, (P_1). Si les 0 et les 1 sont équiprobables, la probabilité d'erreur globale s'écrit :

$$P_e = \frac{P_0 + P_1}{2}$$

Équation 1

Comparée à la méthode de Monte-Carlo, l'estimation du TEB par la théorie de la valeur extrême permet des économies de temps de calcul importantes : un facteur 32, pour un TEB de 10^{-5} , 166 pour 10^{-6} et 1143 pour 10^{-7} .

3.2.6.c. L'extrapolation de la queue de la distribution

La méthode est assez semblable à la précédente, à la différence qu'elle est basée cette fois sur l'hypothèse que la variable décisionnelle suit une loi de probabilité, au voisinage du seuil de décision, qui est de la forme [22] :

$$k(v_i) \exp\left[\frac{|x - \mu_i|^{v_i}}{2\sigma_i^2}\right]$$

Équation 2

où les indices i définissent le type du niveau ($i=0$ pour le niveau bas et $i=1$ pour le niveau haut), μ et σ désignent respectivement la moyenne et l'écart-type de ces niveaux et x la variable.

Cette classification représente une généralisation de la loi de Gauss.

Lors de la mise en œuvre de cette méthode, on ne s'intéresse qu'aux échantillons au voisinage du seuil de décision. En effet, les valeurs de v , μ et σ sont différentes si l'on s'intéresse au voisinage inférieur du seuil de décision ou au voisinage supérieur du seuil de décision ($i = 0$ ou 1).

En développant la relation précédente, on en déduit que le double logarithme de la probabilité d'erreur est asymptotiquement proportionnel au logarithme de $(t/\sqrt{2}\sigma_i)$, où t désigne l'écart entre la moyenne μ_i et le seuil de décision s . $(t/\sqrt{2}\sigma_i)$ est proportionnel au rapport des amplitudes du signal et du bruit. On remarque alors que l'on peut extrapoler la probabilité d'erreur correspondant au seuil de décision à partir des probabilités d'erreur correspondant à des valeurs de t inférieures à $(s - \mu_i)$. La détermination de ces valeurs de t , appelées pseudo-seuils de décision, impose donc la connaissance de la valeur moyenne de la loi μ_i .

A priori, il suffit de deux pseudo-seuils de décision pour extrapoler le TEB. L'expérience montre qu'avec trois seuils, on obtient une estimation correcte. Il est important que les valeurs du plus petit seuil (t_1) et du plus grand (t_3) soient choisies telles que les TEB associés puissent être estimés par une méthode de comptage d'erreurs [23].

3.2.6.d. La visualisation de courbes de taux d'erreurs sur les bits

Les courbes de TEB permettent de visualiser les résultats de simulation sous la forme de couples de mesures (x_k, pe_k) , avec x_k , paramètre variant et pe_k , probabilité d'erreur correspondante. Ces résultats peuvent être accompagnés de courbes de TEB théoriques.

3.2.7. Modifications des paramètres de simulation

Enfin, la dernière commande **Paramètres Simulation** offre la possibilité de modifier certains paramètres utilisés en simulation et en évaluation des performances.

II Critères de qualité [1][24-25]

La transmission réelle d'un message diffère de la transmission idéale, du fait des défauts des modules d'extrémités (émetteur et récepteur) et des perturbations introduites par le canal de propagation. Généralement, le signal est déformé et du bruit s'est progressivement superposé au message. Si l'information envoyée est analogique, la qualité est appréciée par le destinataire et se mesure sur des critères difficilement quantifiables mais essentiels. C'est la qualité du message reçu qui constitue le critère pertinent.

Dans le cas d'une information numérique (cas de cette étude), le bloc de réception prend des décisions, à partir du signal reçu, pour reconstituer une suite de données qui soit aussi similaire que possible à celle émise. Pour cela, l'organe de décision, composé entre autres d'un comparateur à seuil, assigne à chaque pulse un bit 0 si le niveau du pulse est en dessous du seuil ou un bit 1 si ce niveau est au-dessus du seuil. Cependant, l'atténuation, la dispersion et les différents bruits que subit le signal entraînent des erreurs. L'important n'est plus vraiment la qualité du signal reçu mais le nombre d'erreurs existant dans le signal régénéré. Le critère de qualité le plus communément utilisé est le taux d'erreur binaire. Cependant, il est possible aussi de mesurer les performances des transmissions avec le facteur Q. Une autre approche, plus qualitative, consiste à tracer le diagramme de l'œil du signal. Dans ce paragraphe, nous décrirons ces trois critères de qualité, et nous aborderons le rapport signal à bruit en considérant une transmission de signaux numériques.

1. La probabilité d'erreur et le taux d'erreur binaire

On peut mesurer la qualité de la réception par l'évaluation de la probabilité d'erreur, qui correspond à la probabilité que la décision prise par le détecteur soit erronée.

Il convient de bien faire la distinction entre deux grandeurs qui sont souvent, à tort, confondues, la probabilité d'erreur qui vient d'être définie et le taux d'erreur binaire (TEB, ou BER, Bit Error Rate en anglo-américain).

Ce dernier est défini comme le rapport du nombre d'erreurs au nombre total N d'éléments binaires transmis. C'est une grandeur aléatoire qui constitue une estimation de la probabilité d'erreur.

Lorsque N est suffisamment grand, on peut considérer, d'après le théorème de la limite centrale [26], que le TEB est une variable aléatoire gaussienne. Pour obtenir une estimation de la probabilité d'erreur avec un intervalle de confiance donné, il suffit de calculer le nombre N nécessaire de bits à envoyer ou à simuler. Plus la probabilité d'erreur est faible, plus le nombre N doit être grand. La mesure devient donc impossible pour des probabilités d'erreur trop faibles et la limite est d'autant plus grande que le débit est faible. Les mêmes limites sont imposées aux méthodes de simulation. Il existe, néanmoins, pour la simulation comme pour la mesure, des techniques d'approximation qui permettent de réduire le nombre N, mais il existe toujours une limite.

Si les symboles sont émis avec la même probabilité, le taux d'erreur peut s'exprimer sous la forme suivante :

$$TEB = \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left[\frac{D - \mu_0}{\sqrt{2} * \sigma_0} \right] + \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left[\frac{\mu_1 - D}{\sqrt{2} * \sigma_1} \right] \quad \text{Équation 3}$$

où erfc est la fonction d'erreur corrigée ($\operatorname{erfc}(X) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_X^{+\infty} e^{-t^2} dt$) ;

μ_i est la moyenne sur les niveaux i et σ_i est l'écart-type ;

D est le seuil de décision du récepteur, c'est-à-dire le niveau en dessous duquel on considérera qu'il s'agit d'un 0 et au-dessus d'un 1. D est compris entre μ_1 et μ_0 .

Paradoxalement, les excellentes performances des systèmes optiques (taux d'erreur inférieurs à 10^{-9} , voire même 10^{-12}), sont un problème ! En effet, devant des taux d'erreur aussi faibles, il n'est plus envisageable d'utiliser des méthodes de comptages d'erreurs pour évaluer les performances des systèmes. Alors, on peut estimer le TEB par l'intermédiaire du facteur de qualité (Facteur Q).

2. Le facteur Q

Considérons que le bruit apporté par la transmission des données binaires est gaussien. On définit alors un facteur Q pour les niveaux hauts et un pour les niveaux bas :

$$Q_i = \left| \frac{D - \mu_i}{\sigma_i} \right|, \quad i = 0, 1 \quad \text{Équation 4}$$

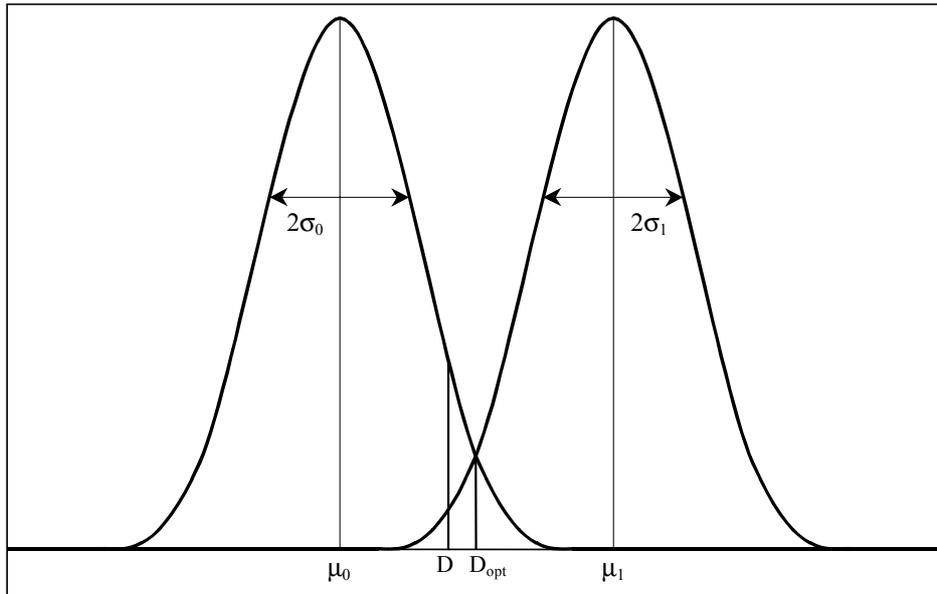


Figure III- 6 : Représentation schématique des densités de probabilités et du seuil de décision.

Lorsque les niveaux hauts et bas sont équiprobables, le TEB est défini en fonction du facteur de qualité par la relation suivante [25] :

$$\text{TEB} = \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left[\frac{Q_0}{\sqrt{2}} \right] + \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left[\frac{Q_1}{\sqrt{2}} \right] \quad \text{Équation 5}$$

On peut optimiser le TEB en optimisant la position du seuil de décision [27]. Cette position est approximativement donnée par la formule suivante :

$$D_{\text{opt}} = \frac{\sigma_1 \mu_0 + \sigma_0 \mu_1}{\sigma_0 + \sigma_1} \quad \text{Équation 6}$$

Le facteur Q et le taux d'erreur deviennent alors :

$$Q = \frac{|\mu_1 - \mu_0|}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad \text{Équation 7}$$

$$\text{TEB} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\frac{Q}{\sqrt{2}} \right] \quad \text{Équation 8}$$

Le TEB varie très vite en fonction de Q. La Figure III- 7 représente bien cette forte évolution du TEB en fonction du facteur de qualité.

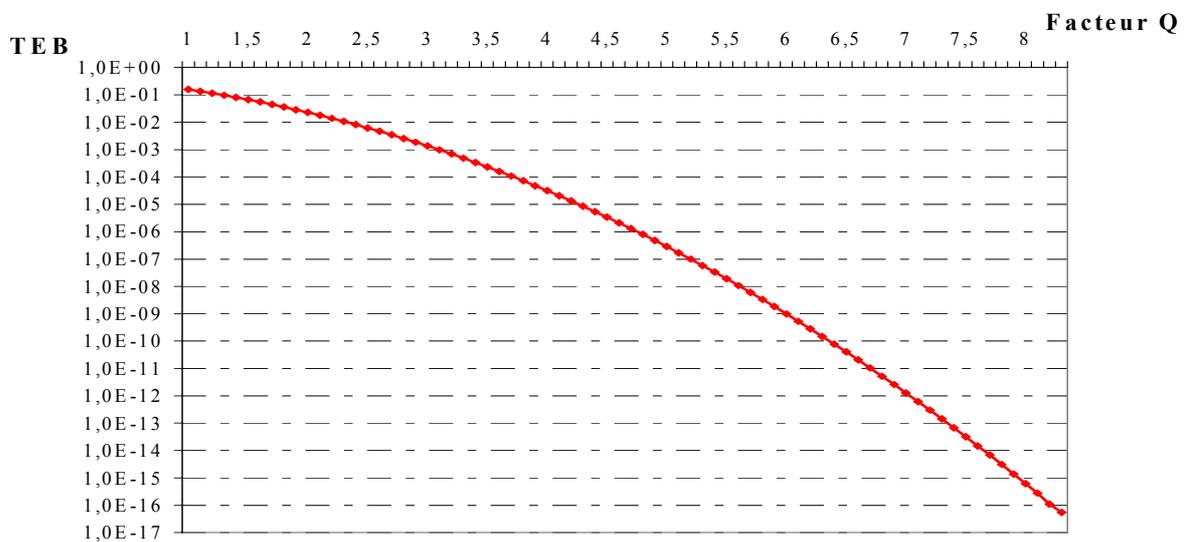


Figure III- 7 : Courbe représentant la relation entre le taux d'erreur binaire et le facteur Q.

En complément de ces estimations quantitatives, des méthodes qualitatives peuvent être utilisées, comme par exemple l'étude du diagramme de l'œil.

3. Le diagramme de l'œil

L'évaluation des performances d'une liaison optique peut également se faire au travers de l'observation du diagramme de l'œil. Cette manière assez simple d'apprécier la qualité des signaux numériques reçus avant qu'ils atteignent le dispositif de démodulation est considérée comme une des mesures de base en transmission numérique.

L'émission d'une suite aléatoire d'éléments binaires, dont les bits ont une durée T_b , conduit à la réception à un signal $x(t)$ qui est la somme des réponses du système à chacun de ces symboles. Or, par suite du caractère passe-bas des canaux usuels, ces différentes réponses se perturbent mutuellement. La superposition graphique de tous les intervalles T_b associés au signal $x(t)$ permet d'apprécier ces perturbations. Elle fait apparaître des ouvertures en forme de losanges arrondis qui lui ont valu son nom de diagramme de l'œil.

La Figure III- 8 représente un exemple de diagramme de l'œil regroupant sur une durée de 2 bits les changements d'amplitudes des "1 vers 0" (+A vers -A) et des "0 vers 1" (-A vers +A) pour une très longue suite (aléatoire) de symboles "1" et "0".

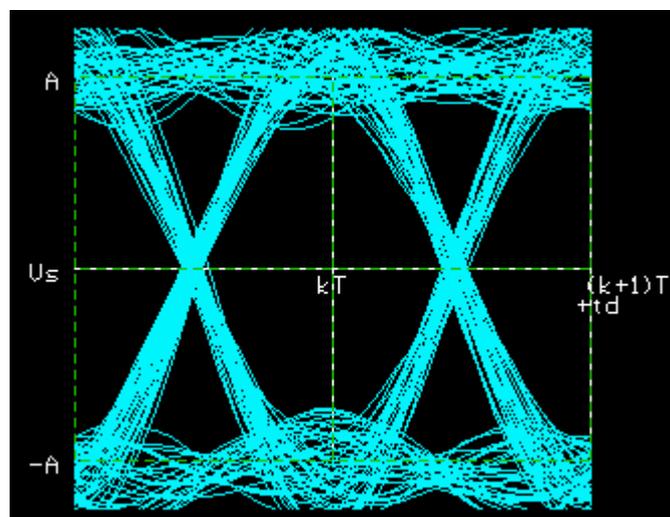


Figure III- 8 : Exemple de diagramme de l'œil.

Un tel diagramme représente le degré de discrimination des différents niveaux du signal $x(t)$ et fournit, par conséquent, de bons renseignements sur l'immunité aux erreurs de la liaison. Ces rebondissements d'amplitudes sont la conséquence de la réponse impulsionnelle du canal de transmission (les spécialistes parlent "d'interférences inter-symboles").

Il permet, d'une part, d'apprécier l'interférence entre symboles (IES) et, d'autre part, d'ajuster l'instant d'échantillonnage dans le régénérateur au moment précis d'interférence minimale (Figure III- 9).

A l'instant $t_0 + nT$, la valeur maximale du signal lorsque le symbole est égal à 0 est obtenue lorsque tous les symboles encadrant sont égaux à 1. La valeur minimale lorsque le symbole est égal à 1 est obtenue lorsque tous les symboles encadrant sont nuls. La différence

entre ces deux niveaux extrêmes est appelée ouverture verticale ou hauteur de l'œil, à l'instant d'échantillonnage. En l'absence de bruit, l'œil est ouvert, si bien qu'il serait possible de détecter les données sans erreur en plaçant un seuil de décision entre les deux valeurs extrêmes. En présence de bruit, on observe des traces brouillées et élargies et la dégradation de la probabilité d'erreur due à l'IES est d'autant plus grande que l'œil est fermé.

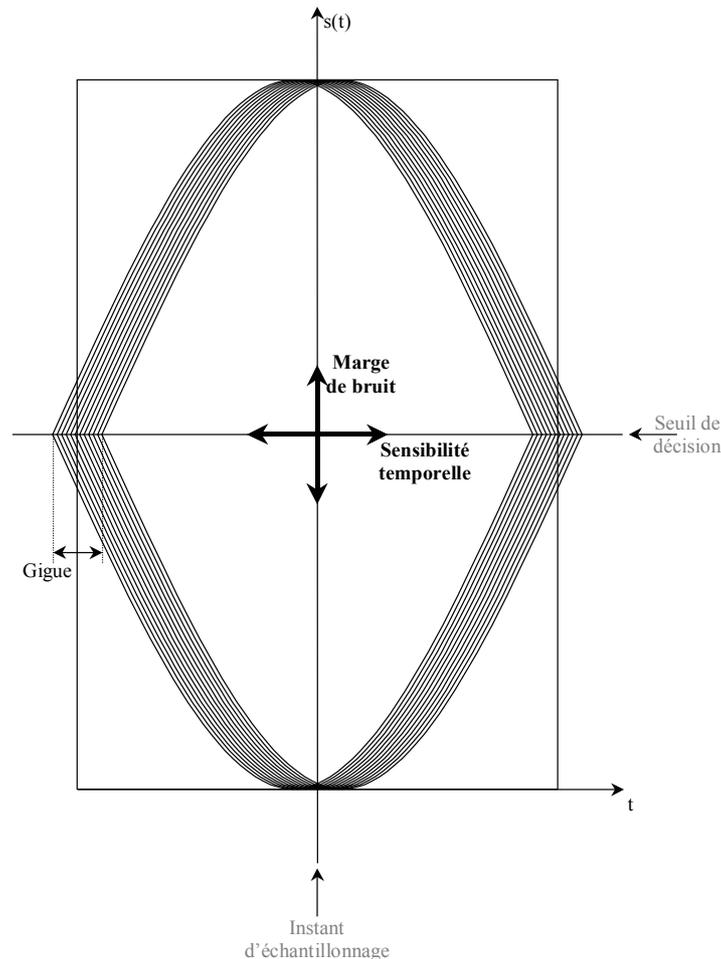


Figure III- 9 : Représentation graphique de quelques interprétations d'un diagramme de l'œil.

L'ouverture verticale de l'œil dépend de l'instant d'échantillonnage : quand on décale ce dernier par rapport à sa valeur optimale, correspondant au minimum de la probabilité d'erreur, la dégradation de celle-ci est d'autant plus rapide que l'ouverture décroît rapidement. Autrement dit, la largeur de l'œil détermine la sensibilité à un décalage de l'instant d'échantillonnage. Or, dans tout système de transmission numérique, l'horloge est toujours affectée de fluctuations aléatoires : c'est ce qui s'appelle la gigue (jitter).

A l'aide de la représentation du type "diagramme de l'œil" (Figure III- 9), nous pouvons donc observer :

- Une marge de bruit sur les seuils de détection des "1" et des "0" .
- Une gigue de phase (*jitter*) au niveau des passages par la valeur zéro de l'amplitude ce qui aura comme conséquence des imprécisions dans la récupération du signal "horloge bit".

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

Une approche du facteur de qualité peut facilement être obtenue à partir d'un diagramme de l'œil. Pour cela, il suffit de calculer, dans un intervalle encadrant les niveaux extrêmes, les valeurs moyennes μ_i et les écarts-types σ_i des niveaux "1" et "0". L'équation 7 nous disait en effet :

$$Q = \frac{|\mu_1 - \mu_0|}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad \text{Équation 7}$$

Le dernier paramètre que nous aborderons, aidant à l'évaluation des performances est le rapport signal à bruit.

4. Le rapport signal à bruit [28-29]

Cette grandeur est le critère principalement utilisé dans le cas des informations analogiques (téléphone, téléviseur, ...). Elle mesure la qualité du signal perçu par le destinataire. Mais elle est également souvent utilisée pour les transmissions numériques.

Elle permet par exemple de contrôler, en tout point de la liaison, la qualité du signal. Elle permet aussi de mesurer l'impact d'un composant, d'un bloc sur la qualité du signal. Les

composants, les appareils sont d'ailleurs souvent caractérisés par le paramètre « Facteur de bruit », qui permet d'évaluer leurs performances.

Si on considère un système, un quadripôle ou un composant Q, et si on note S_e (respectivement S_s) la puissance moyenne du signal utile à l'entrée (resp. en sortie) et N_e (resp. N_s) la puissance moyenne du bruit à l'entrée (resp. en sortie),

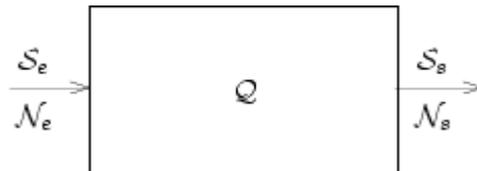


Figure III- 10 : Schématisation du calcul du rapport Signal à Bruit d'un système.

alors, le rapport Signal sur Bruit, ou rapport Signal à Bruit, est $\frac{S}{N}$. On le note également souvent SNR, de l'anglais *Signal to Noise Ratio*. Ce rapport permet d'estimer le degré de "contamination" du signal par le bruit. On définit ensuite le *facteur de bruit F* du quadripôle Q par :

$$F = \frac{S_e \cdot N_s}{N_e \cdot S_s} \quad \text{Équation 9}$$

Ce critère peut s'exprimer en dB, selon que l'on a calculé ou non son logarithme ($10\log_{10}(S/B)$ ou $10\log_{10}(F)$).

Le SNR est un calcul toujours effectué à partir de signaux électriques. Il a son équivalent pour le domaine optique avec le terme OSNR (Optical Signal to Noise Ratio)

5. Comparaisons des critères

Pour connaître les performances d'une liaison de télécommunications par fibre optique, il existe donc plusieurs méthodes d'évaluation. Mais selon les projets, selon les systèmes à mesurer, certaines sont plus adaptées que d'autres. Ce paragraphe présente la comparaison des méthodes utilisables avec le logiciel de simulation.

La mesure la plus précise est le calcul du taux d'erreur binaire. C'est également la plus difficile à mettre en œuvre et elle nécessite des temps de calcul parfois extrêmement longs. Il existe néanmoins différentes approximations du TEB, décrites dans le paragraphe 3.2.6, qui n'ont pas les mêmes exigences. En effet, la méthode de Monte Carlo, basée sur le comptage des erreurs, demande un grand nombre de bits simulés (la mesure d'un TEB = 10^{-9} signifie l'envoi minimum de 10^{+10} bits pour observer 10 erreurs). Les autres méthodes de mesures du taux d'erreur basées sur des estimations permettent d'obtenir des résultats cohérents en envoyant moins de bits, tout en restant complexes à mettre en place.

Les évaluations des performances de la liaison peuvent se faire en mesurant le facteur de qualité. Deux méthodes sont disponibles : (i) en utilisant le tracé du diagramme de l'œil, mais le résultat restera assez approximatif, car il s'appuie sur une approche visuelle, qui dépend du positionnement de la fenêtre de calcul sur le graphique ; (ii) en utilisant une méthode de calcul accessible dans le logiciel (touche commande Facteur Q vue en § I 3.2.5), pour laquelle la fenêtre de mesure est fixée par le simulateur.

Le choix du critère d'évaluation de la liaison est fortement dépendant du type d'étude à effectuer. Dans ce travail, les performances d'une liaison ETDM 40 Gbits/s sont à mesurer et à améliorer en apportant des modifications à cette liaison. Les normes fixées dans le domaine des télécommunications demandent, pour maintenir la qualité de service (image, voix, données, etc...), un taux d'erreur binaire inférieur à 10^{-9} , ce qui équivaut à un facteur de qualité supérieur à 6. Compte tenu de ce qui a été présenté précédemment, les besoins en temps de calculs et en ressources informatiques s'avèrent être très importants pour le calcul du TEB. Une comparaison de ces différentes méthodes a été réalisée par Anne Dubois [30] pour une liaison à 40 Gbits/s (Figure III- 11). Le TEB est calculé avec chacune de ces méthodes sur plusieurs liaisons ayant seulement un niveau de bruit différent. Cette étude a montré que les résultats sont assez comparables.

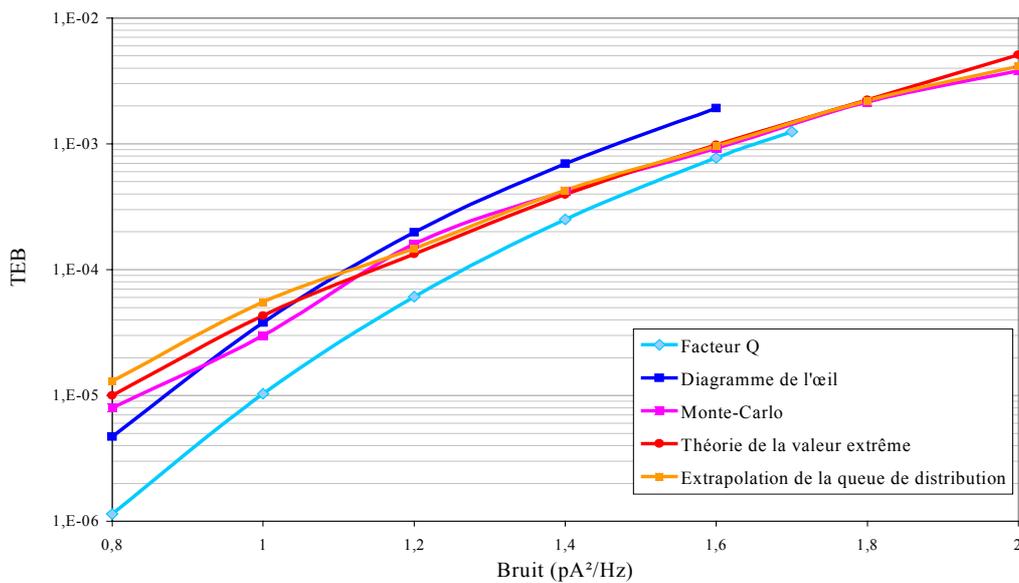


Figure III- 11 : Comparaison des méthodes d'évaluation des performances des systèmes dans COMSIS.

Nous choisissons donc d'évaluer les performances des systèmes étudiés avec la commande Facteur Q de la fenêtre d'évaluations des performances de COMSIS, méthode qui correspond à nos besoins et reste raisonnable en terme de temps et d'espace mémoire utile.

Une fois le logiciel de simulation choisi et les critères d'évaluations définis, il est nécessaire de préciser le contexte de l'étude : le projet RNRT ERMIONE.

III Le projet ERMIONE

Le travail réalisé s'insère dans le cadre d'un projet du Réseau National de Recherche en Télécommunications (RNRT) [31]. Deux objectifs ont conduit à la création du RNRT. Le premier est de dynamiser l'innovation en favorisant la confrontation entre les avancées technologiques et les besoins du marché. Le second est d'accompagner l'ouverture des marchés à la concurrence, en facilitant le transfert technologique vers les entreprises.

Le RNRT offre ainsi à la recherche en télécommunications, un espace ouvert créé pour inciter les laboratoires publics, les grands groupes et les PME à se mobiliser et à coopérer autour de priorités clairement définies. Pour cela, un appel à projet est lancé chaque année pour susciter de nouvelles actions de recherche coopératives, qui pourront recevoir un soutien financier des pouvoirs publics après labellisation par le comité d'orientation.

Le premier paragraphe sera destiné à la présentation du projet ERMIONE, qui a servi de support pour cette thèse, tandis que le second traitera de ma contribution en recherche dans ce projet.

L'acronyme d'ERMIONE signifie Emetteurs et Récepteurs Micro-optoélectroniques 40 Gbits/s pour les transmissions Optiques Numériques ETDM.

1. Description du projet [32]

ERMIONE est un projet du RNRT qui a été labellisé en 1999. Les partenaires impliqués sont OPTO+ (contractant principal), Alcatel Optronics, Egide, France Telecom R&D, Philips Ommic et 2 laboratoires de l'Université de Limoges : l'équipe Circuits et Dispositifs Microondes (CDM) de l'Institut de Recherches en Communications Optiques et Microondes (IRCOM) et le Groupe d'Etudes des Systèmes de Télécommunications de l'ENSIL (GESTE) ; Ecole Nationale Supérieure d'Ingénieurs de Limoges.

1.1. Les objectifs du projet

La forte croissance des trafics de données dans les réseaux amène les équipementiers à développer des liaisons grandes distances capables de véhiculer des débits globaux de l'ordre du Terabit/s sur fibre optique. Pour atteindre cet objectif, la technique du multiplexage dense en longueur d'onde (DWDM) et la montée en débit par longueur d'onde sont actuellement les deux directions principales de recherche. ERMIONE s'inscrit dans ce cadre.

Son objectif est la conception puis la réalisation de modules émetteur et récepteur micro-optoélectroniques performants permettant la transmission à longue distance, sur une fibre optique monomode à $1,55\mu\text{m}$, de données numériques à un débit de 40 Gbits/s. Pour parvenir à un tel débit sur une seule longueur d'onde à partir de débits inférieurs, deux techniques de multiplexage peuvent être utilisées : le multiplexage temporel optique (OTDM) et le multiplexage temporel électronique (ETDM). Ces deux approches ont été étudiées et testées dans le projet européen ACTS 067 HIGHWAY dont les conclusions montrent qu'à 40 Gbits/s, le multiplexage temporel électronique est le meilleur choix car la micro-électronique III-V en fonderie industrielle a montré qu'elle était capable de répondre aux performances exigées.

Les modules émetteur et récepteur devront intégrer dans un même boîtier compact les fonctions micro-électroniques rapides et les composants optoélectroniques associés (représentés par le contenu des cadres en pointillé dans la Figure III- 12). Ils permettent, à partir de 4 trains numériques électriques codés NRZ à 10 Gbits/s, d'obtenir un train numérique optique unique codé NRZ à 40 Gbits/s. La technologie micro-électronique utilisée pour les circuits, sera celle du transistor pseudomorphique à effet de champ à haute mobilité en Arséniure de Gallium (P-HEMT GaAs) disponible en fonderie industrielle avec désormais, de très bonnes performances en fréquence (100 GHz) et en tension de claquage (plus de 10 V) indispensables pour réaliser des amplificateurs délivrant de fortes tensions pour les modulateurs et apportant une faible contribution au bruit dans les photorécepteurs.

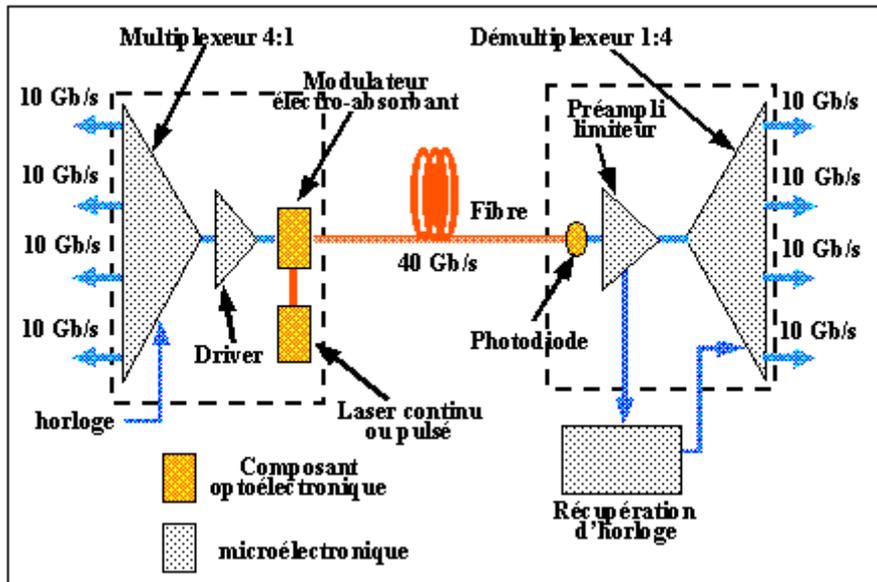


Figure III- 12 : Schéma d'une liaison 40 Gbit/s à multiplexage temporel électronique (ETDM).

Par ailleurs, la compacité des modules assure un très bon rapport performances/prix.

1.2. Mise en œuvre et état de l'art

Bien que les composants optoélectroniques et micro-électroniques aient les performances suffisantes pour atteindre ces débits, il n'existe pas, actuellement, sur le marché, d'émetteur ou récepteur intégré 40 Gbits/s tels que ceux dont la réalisation est proposée dans le projet ERMIONE. Les fonctions d'émission et de réception sont actuellement réalisées à partir de modules séparés (souvent au nombre de 5), mal adaptés. Ils introduisent des pertes, des désadaptations d'impédance, une dégradation des temps de transition et de la gigue temporelle qui conduisent à des performances encore médiocres.

La démarche utilisée dans ce projet qui consiste à intégrer dans un même boîtier l'ensemble des composants rapides de la fonction d'émission ou de réception permet ainsi d'éliminer une série de composants passifs responsables de pertes et de distorsions.

De plus, les circuits multiplexeur 4 fois 10 Gbits/s vers 40 Gbits/s et démultiplexeur correspondant, ou les composants laser-modulateur n'ont pas encore fait l'objet de développement à 40 Gbits/s.

1.5. Organisation du projet

Le projet a comporté deux phases aboutissant à la réalisation de deux lots de modules :

– Dans la première phase, ont été réalisés un module émetteur et un module récepteur n'intégrant qu'un seul circuit intégré micro-électronique et un composant optoélectronique. Pour cela, on s'est appuyé sur des éléments existants : pour l'émetteur, un circuit de commande large bande et un modulateur électro-absorbant et pour le récepteur, une photodiode et un préamplificateur large bande.

– Dans la seconde phase, des circuits intégrés et des composants optoélectroniques ont été conçus et réalisés en tenant compte des résultats du premier lot pour aboutir à des modules intégrant un multiplexeur, un circuit de commande, un laser et un modulateur pour ce qui concerne l'émetteur, une photodiode, un amplificateur et un démultiplexeur pour ce qui concerne le récepteur.

Le projet a également été décomposé en sous-projets :

– Le sous-projet 1 avait pour but de déterminer les spécifications et de valider les modèles afin de rédiger un cahier des charges technique des modules. Il concernait aussi tout ce qui était validation système de chacune des options retenues et s'est exercé principalement au début (spécifications), après les premières réalisations (simulations système) et à la fin du projet (rétro-simulation système et validation sur un démonstrateur et une plate-forme).

– Le sous-projet 2 s'intéressait à la conception des différents circuits électroniques et optoélectroniques intégrés dans les modules d'émission et de réception (architecture et optimisation des performances), la conception d'un boîtier d'encapsulation, et la modélisation des comportements électrique, optique, électromagnétique et thermique de ces différents modules.

– Le sous-projet 3 concernait la réalisation et le test des différents sous-ensembles (réalisation des circuits GaAs, des composants optoélectroniques sur InP et des boîtiers).

– Le sous-projet 4 concernait l'assemblage puis le test des modules avant insertion dans le démonstrateur de laboratoire puis sur une plate-forme terrain (tests, rétro-simulations et établissement de règles de conception).

2. Intégration du travail de thèse dans le projet

Le partenaire GESTE, au cours du projet, était chargé d'effectuer toutes les simulations systèmes. Ce rôle consistait, d'une manière générale, à valider les choix techniques faits au sein du projet ERMIONE.

En premier lieu, il s'agissait d'apporter des éléments quantitatifs afin d'affiner les paramètres retenus lors de l'élaboration des spécifications. Mais au-delà de cette analyse sur les spécifications, la mise en place d'une chaîne de simulation, en intégrant au mieux les caractéristiques réelles des composants optoélectroniques, devait permettre d'affiner les choix techniques relatifs à ces derniers. Puis avec ces modèles réalistes, une optimisation de la liaison fut réalisée afin d'en obtenir la meilleure qualité possible. Le projet ERMIONE, pour être compétitif, doit pouvoir fournir des modules permettant une transmission à longue distance avec une qualité garantissant un taux d'erreur binaire inférieur à 10^{-9} .

Le contexte de l'étude, les choix de logiciel et de critères de qualité étant définis, une liaison de référence peut être développée, implantée sous le logiciel, puis simulée. La description de cette liaison constitue le dernier paragraphe de ce chapitre.

IV Simulation d'une liaison de référence

Dans un premier temps, la méthodologie de travail qui a été appliquée sera décrite, ensuite la construction de la ligne de référence sera détaillée.

1. La méthodologie de travail utilisée

Dans le projet ERMIONE, pour aboutir à la réalisation et à l'optimisation des modules d'émission et de réception de la liaison ETDM à 40 Gbits/s, une solution expérimentale aurait pu être de procéder à des caractérisations, des mesures itératives sur un banc de tests. Ceci nous permettrait de prendre en compte les améliorations technologiques des composants et de pouvoir optimiser leurs performances. Mais cette méthode est très coûteuse en temps et en argent.

Aussi, l'originalité de ce projet a été de décider d'utiliser un simulateur système pour éviter cette longue procédure et valider les choix sur un démonstrateur, une fois les composants optimisés. Mais, pour cela, nous allons essayer de suivre une méthodologie.

Les simulateurs systèmes permettent non seulement de mesurer la qualité de la transmission, mais aident également à l'optimisation des performances de la liaison. Cependant, ils proposent très souvent des modèles quasi idéaux pour les composants électroniques, optiques et optoélectroniques, ce qui peut conduire finalement à des résultats de simulation assez éloignés de la réalité.

Il est donc important d'insérer dans le simulateur des modèles plus réalistes issus de campagnes de mesures sur des composants en développement. Nous pourrons alors calculer avec le simulateur la qualité de transmission de la liaison envisagée et l'impact de chaque composant. Des propositions de modifications possibles pour une optimisation des performances pourront ensuite être apportées.

Pour résumer une telle procédure, nous allons décomposer cette méthodologie en plusieurs étapes :

- Simulation d'une liaison à 40 Gbits/s dite "de référence" : dans un premier temps, la démarche sera de construire une liaison à partir de modèles présents dans la bibliothèque du simulateur.
- Caractérisation des composants et intégration dans le simulateur : les caractérisations seront effectuées à OPTO+, les mesures fournies seront intégrées dans le simulateur et les modélisations seront plus proches des modèles réels.
- Simulations itératives pour optimiser l'utilisation des composants : recherche des conditions de fonctionnement pour atteindre les performances maximales du composant.
- Simulation de la liaison en prenant en compte les paramètres réels des composants : mesure de la qualité de transmission de la liaison ERMIONE envisagée.

2. Construction de la liaison de référence à 40 Gbits/s [1][4][33-34]

Les paramètres des modules constitutifs de la liaison de référence ont été choisis en fonction des objectifs du projet. Les spécifications systèmes détaillées dans le premier livrable du projet ont permis de préciser ces paramètres [35].

2.1. Le schéma - bloc de la liaison de base

La Figure III- 13 représente le synoptique général de la liaison de base que nous allons simuler.

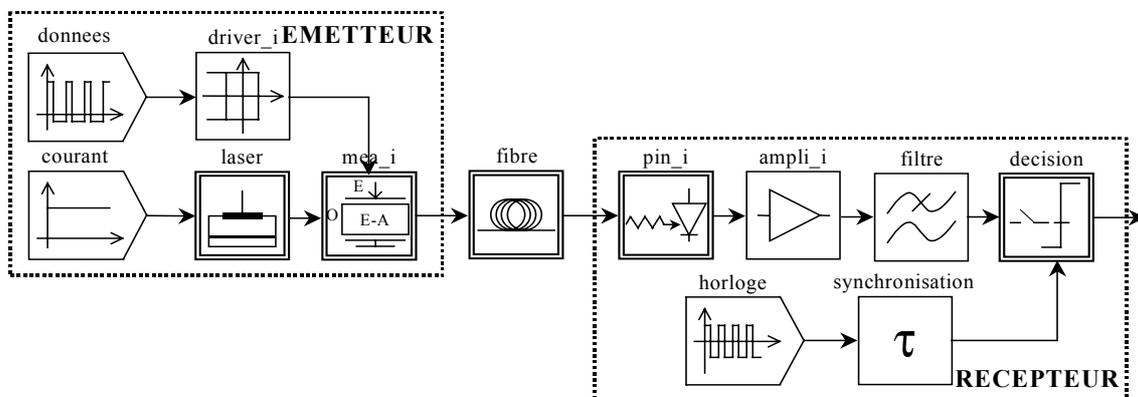


Figure III- 13 : Synoptique général de la liaison 40 Gbits/s de référence.

Les parties émetteur et récepteur sont incluses dans les cadres en pointillés. Les modèles dont le nom est de la forme "nom_i" représentent les opérateurs dont les caractéristiques ne prennent pas ou pas totalement en compte les bruits générés. Nous les avons définis comme "idéaux".

Les paragraphes suivants présentent les paramètres caractéristiques des opérateurs présents dans la bibliothèque COMSIS et utilisés pour la construction de l'émetteur, du support de transmission et du récepteur de la configuration de référence.

Dans le prochain chapitre (chapitre IV), les améliorations des modèles seront prises en compte.

2.2. L'émission

Le module d'émission a pour objectif d'inscrire l'information électrique sur un signal lumineux. Et pour un tel débit, il a été montré que la modulation des données devait se faire de façon externe au laser. Le choix du consortium ERMIONE s'est porté sur un modulateur électro-absorbant (MEA). Pour la simulation, cinq blocs seront utilisés pour réaliser le module d'émission, blocs qui vont maintenant être présentés.

2.2.1. Le modulateur externe

Le modèle de modulateur externe de type électro-absorbant disponible dans la bibliothèque de COMSIS s'appelle MODULATEUR-ELECTRO-ABSORPTION. Il est représenté Figure III- 14.

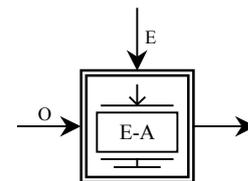


Figure III- 14 : Modèle de simulation du MEA.

Ce modèle s'appuie sur l'effet Franz-Keldysh dans les semi-conducteurs III-V massifs et sur l'effet Stark confiné dans les puits quantiques.

Les paramètres caractéristiques du MEA définis pour le projet ERMIONE sont résumés dans le Tableau III- 1 :

<i>Paramètres du modulateur électro-absorbant</i>			
Pertes	-13 dB	Tension de référence	-4 V
Coefficient de l'exposant de la fonction d'absorption	2	Facteur de couplage phase – amplitude	-0,5

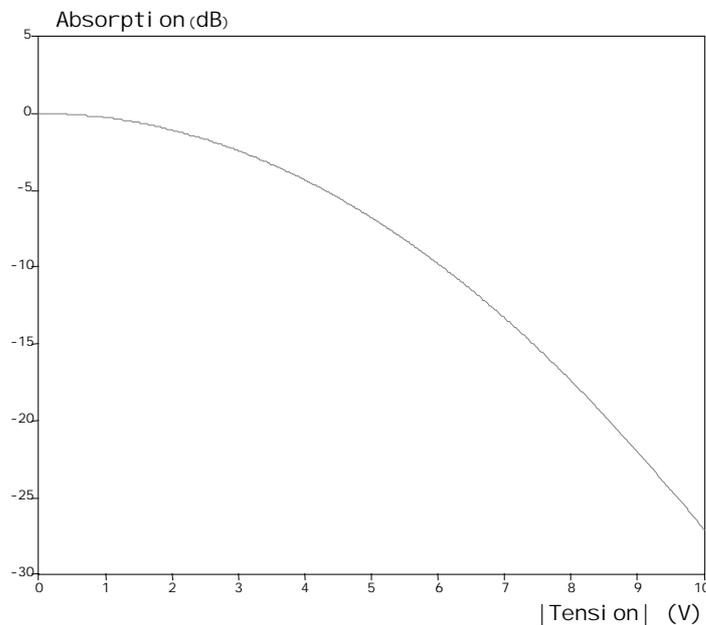
Tableau III- 1 : Paramètres caractéristiques du modulateur externe électro-absorbant.

Lors d'une modulation externe, la puissance de sortie du laser est continue. Puis ce signal lumineux est modulé par ce modulateur électro-absorbant, mais il est aussi inévitablement atténué. La puissance de sortie de l'émetteur est égale à la puissance délivrée par le laser, diminuée des pertes d'insertion du modulateur puis des pertes d'absorption :

$$P(\text{fibre})_{dBm} = P(\text{laser})_{dBm} - \text{Pertes insertion}_{dB} - \text{Pertes absorption}_{dB} \quad \text{Équation 10}$$

Pour cette première simulation , les pertes d'insertion sont fixées à 13 dB.

La caractéristique d'absorption du modulateur, pour les paramètres résumés dans le Tableau III- 1, tracée grâce à l'Analyse Statique sur COMSIS, est présentée sur la Figure III- 15 :



Pour une tension nulle, le modulateur laisse passer la lumière qu'il reçoit sur son entrée optique. Pour une tension négative, le modulateur absorbe une proportion du signal optique.

Figure III- 15 : Courbe d'absorption du modèle de MEA en fonction de la tension électrique reçue.

La tension de référence (égale à - 4 V dans l'exemple) signifie que le modulateur peut fonctionner dans une gamme de tension électrique comprise entre 0 et - 4 V. Au-delà, le composant risque de se dégrader.

Il faut donc envoyer au modulateur un signal optique, issu d'un laser, et un signal électrique, représentant l'information à transmettre.

2.2.2. Le laser

L'entrée optique du MEA doit recevoir une onde optique pure. Nous utilisons donc un laser de la bibliothèque optique de COMSIS (LASER-SYSTEME) (Figure III- 16).

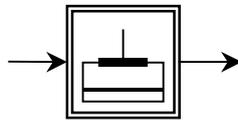


Figure III- 16 : Modèle de simulation du laser.

Ce modèle permet de simuler une diode laser DFB à semi-conducteur. Il est possible de le décrire soit par ses paramètres physiques internes (coefficient de gain différentiel, facteur de compression de gain, durée de vie des photons ...), soit par des grandeurs "système" ou mesurables, souvent plus accessibles, notamment par les constructeurs (courant de seuil, RIN, rendement ...). Ce sont ces dernières qui seront utilisées (COMSIS peut simuler les valeurs des paramètres physiques correspondants).

Les paramètres du laser simulé sont résumés dans le Tableau III- 2 :

<i>Paramètres système du laser</i>		<i>Données physiques du laser</i>	
Longueur d'onde	1550 nm	Facteur de réflexion	0,25
Courant de seuil	25 mA	Rendement différentiel	0,6
Rendement	0,25 W/A	Facteur d'émission spontanée	2
Largeur de raie	5 MHz à 60 mA	Hauteur de la cavité	0,1 μm
Taux d'amortissement	2 GHz à 100 mA	Largeur de la cavité	5 μm
Bande à -3 dB	10 GHz à 100 mA	Longueur de la cavité	200 μm
Espacement entre mode	1 nm	Densité porteurs-transparence	5.10^{17}cm^{-3}
Chirp	100 MHz/mA	Facteur de confinement	0,1
Bruit RIN	-145dB/Hz à 100 mA		

Tableau III- 2 : Paramètres caractéristiques du laser.

La valeur moyenne du RIN considérée ici est une valeur typique pour des débits de l'ordre de 40 Gbits/s. Il faut noter également que certains paramètres, tels que le taux d'amortissement et le chirp du laser, n'ont pas de répercussions en modulation externe. Quelle que soit la valeur de ces paramètres, ils n'auront pas d'impact dans la liaison puisque le laser émet en continu.

L'analyse statique de ce composant permet de visualiser :

- la puissance optique de sortie en fonction du courant de polarisation injecté,
- la largeur de raie statique en fonction de l'inverse de la puissance optique,
- les courbes de réponse AM petit signal en amplitude et en phase pour une puissance optique de sortie fixée,
- les courbes de réponse FM petit signal en amplitude et en phase pour une puissance optique de sortie fixée.

La puissance du signal de sortie du laser dépend du niveau du courant de commande du laser. En accord avec les partenaires du projet ERMIONE, il a été décidé d'une puissance optique moyenne à l'entrée de la fibre de l'ordre de 1 ou 2 dBm (soit 1 ou 1,5 mW). Le signal optique étant modulé à l'entrée de la fibre, une puissance maximale de 2 mW (soit 3 dBm) a été retenue. Sachant que les pertes d'insertion du modulateur sont de 13 dBm, et que si l'on envoie une tension nulle au modulateur pour le niveau haut, il n'y aura pas d'absorption, la puissance émise par le laser doit être fixée à 16 dBm (soit 40 mW). La caractéristique Courant-Puissance (Figure III- 17), obtenu avec l'analyse statique du laser, permet de connaître la relation entre le courant de commande et la puissance de sortie. C'est grâce à cette courbe que le niveau de courant injecté dans le laser est fixé. Nous trouvons une valeur de 190,5 mA pour le courant injecté au laser. Un bloc d'entrée (CONSTANTE) pour simuler le courant de commande du laser sera utilisé (Figure III- 18).

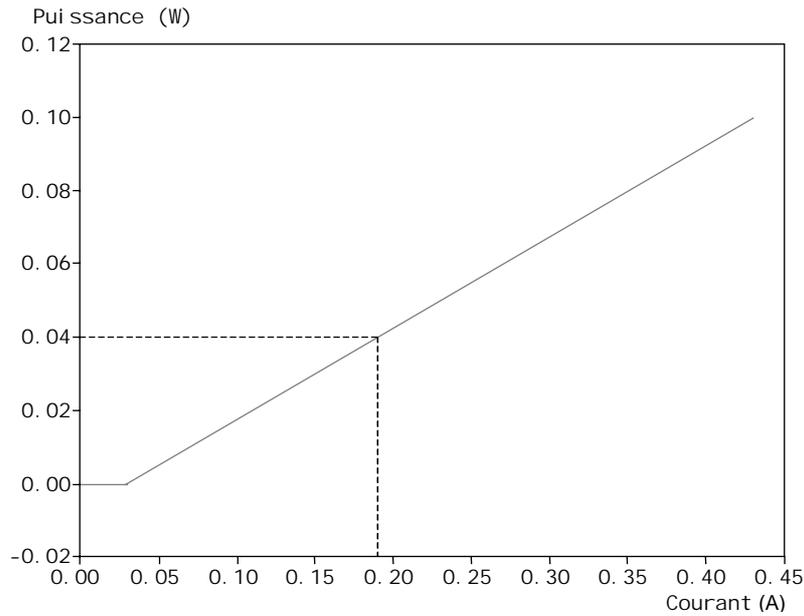


Figure III- 17 : Caractéristique puissance optique en fonction du courant du laser.

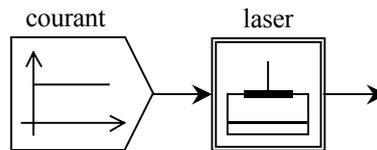


Figure III- 18 : Modèle de simulation du laser avec son courant de commande.

Actuellement, seuls les lasers de laboratoire peuvent fournir une telle puissance. Pour les simulations futures, il faudra insérer un amplificateur optique en booster et prendre une valeur plus raisonnable de puissance émise par le laser. Cependant, la simulation que nous avons effectuée reste correcte, mais idéale car l'amplificateur utilisé en booster amènera du bruit.

L'entrée optique du MEA a été caractérisée, intéressons-nous maintenant à l'entrée électrique. Elle est porteuse de l'information à transmettre.

2.2.3. Les données électriques

Les données électriques au format NRZ sont une succession de tensions de niveau haut et de niveau bas. L'opérateur du logiciel COMSIS permettant de les simuler se nomme SEQUENCE-BINAIRE-PSEUDOALEATOIRE (Figure III- 19 et Tableau III- 3).

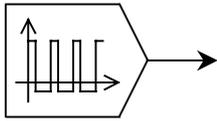


Figure III- 19 : Modèle de simulation des données NRZ pseudoaléatoires

Paramètres de l'information			
Débit binaire	40 Gbits/s	Longueur de registre	23

Tableau III- 3 : Paramètres caractéristiques de l'entrée représentant l'information à transmettre

Ce modèle délivre une séquence de créneaux d'amplitude ± 1 de durée égale à l'inverse du débit. Le choix de la longueur n du registre détermine la période de la séquence, qui est égale à $2n-1$ pour les séquences de longueur maximale (dans COMSIS, n est supérieur ou égal à 2 et inférieur ou égal à 34).

L'information désignant le message à transmettre est désormais modélisée. Cependant, même si le codage est correct, les niveaux électriques en sortie de ce bloc ne conviennent pas au modulateur utilisé. En effet, l'analyse de la Figure III- 15 montre que le MEA ne fonctionne pas pour une tension de + 1 Volt et absorbe très peu pour - 1 Volt (0,27 dB soit une absorption légèrement supérieure à 1%). Il convient donc de modifier les valeurs hautes et basses de la séquence binaire à 40 Gbits/s. C'est le rôle du driver de modulateur.

Le modulateur électro-absorbant est tout d'abord configuré de telle sorte que la modulation d'amplitude soit maximale, afin de bien séparer les niveaux optiques pendant la transmission. Dans un premier temps, nous considérerons un driver idéal qui fera passer le niveau bas de -1 V à - 4 V, et le niveau haut de + 1 V à 0 V, sans perturber l'allure du signal. Dans COMSIS, il existe un opérateur qui modifie les différents niveaux sans déformation du signal et qui jouera le rôle du driver idéal. Il s'agit du détecteur à seuils (DETECTION-SEUIL). Les paramètres caractéristiques de cet opérateur sont présentés dans le Tableau III- 4 :

Paramètres du détecteur à seuils			
Niveau bas de détection	- 1	Niveau bas de sortie	- 4
Niveau haut de détection	+ 1	Niveau haut de sortie	0

Tableau III- 4 : Paramètres caractéristiques du driver de modulateur.

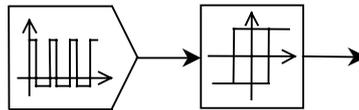


Figure III- 20 : Modèle de simulation de la séquence de données avec les niveaux corrects.

Le module d'émission étant entièrement décrit, il est nécessaire de présenter le module de réception.

2.3. La partie réception

Le module de réception a pour objectif de convertir l'information portée par la modulation du signal lumineux en impulsions électriques. Il est composé d'une photodiode, d'un amplificateur électrique, d'un filtre et d'un régénérateur.

2.3.1. La photodiode

Le modèle disponible dans COMSIS (PHOTODIODE-PIN) (Figure III- 21) est un opérateur représentant une photodiode PIN.

Les paramètres caractéristiques de la photodiode sont présentés dans le Tableau III- 5 :

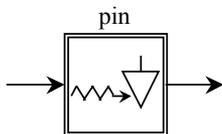


Figure III- 21 : Modèle de simulation de la photodiode PIN

Paramètres de la photodiode			
Sensibilité	0,8 A/W	Courant d'obscurité	5 nA

Tableau III- 5 : Paramètres caractéristiques de la photodiode PIN.

A la sortie du modèle, l'expression du photocourant détecté est :

$$I_{ph} = S.P_{opt} + I_{obs} + I_{bruit} \quad \text{Équation 11}$$

Avec S : Sensibilité de la photodiode
 P_{opt} : Puissance optique reçue
 I_{obs} : Courant d'obscurité
 I_{bruit} : Courant de bruit

Le courant de bruit est calculé à partir du bruit quantique et du bruit d'obscurité.

▪ *Bruit quantique :*

La création de paires électron - trou présentant un caractère aléatoire, le courant photodétecté est affecté d'un bruit quantique, encore appelé bruit de grenaille ou bruit Schottky.

La variance du bruit de grenaille est : $\langle IQ^2 \rangle = 2.q.S.P_{opt}.\Delta f$ Équation 12

Avec q : charge de l'électron
S : sensibilité de la photodiode
 P_{opt} : puissance optique reçue
 Δf : bande passante du système de réception

▪ *Bruit d'obscurité :*

En l'absence de rayonnement, les photodiodes produisent un bruit (dit d'obscurité) qui dépend du matériau, de la température et de la technologie utilisée.

La variance du bruit d'obscurité est : $\langle IO^2 \rangle = 2.q.I_{obs}.\Delta f$ Équation 13

Avec q : charge de l'électron
 I_{obs} : courant d'obscurité
 Δf : bande passante du système de réception

▪ *Bruit total :*

En faisant l'hypothèse de bruits décorrélés, la variance du bruit est :

$$\langle IB^2 \rangle = \langle IQ^2 \rangle + \langle IO^2 \rangle \quad \text{Équation 14}$$

$$\langle IB^2 \rangle = 2.q.(S.P_{opt} + I_{obs}).\Delta f \quad \text{Équation 15}$$

Pour simuler ce bruit, il est considéré additif, blanc, centré et de nature gaussienne.

2.3.2. L'amplificateur électrique

Le signal optique a été fortement atténué durant sa propagation dans la fibre optique, et la photodiode PIN n'émet pas un courant très élevé. Une amplification du signal est donc souhaitable avant la prise de décision.

Le modèle d'amplificateur électrique, disponible dans COMSIS, est un opérateur de gain, nommé **GAIN** (Figure III- 22). Ce modèle permet de multiplier le signal d'entrée par une constante.



Figure III- 22 : Modèle de simulation de l'amplificateur électrique.

Il est important de noter que le modèle ne prend pas en compte les contributions au bruit de l'amplificateur. Ainsi, le signal de sortie est de qualité identique au signal entrant. La valeur du gain est un paramètre formel. Pour notre simulation, il sera fixé pour avoir un diagramme de l'œil normalisé autour du seuil avant l'opérateur de décision.

2.3.3. Le filtre

Tout au long de sa propagation, le signal a engrangé du bruit en traversant divers composants. Afin de le réduire en sortie du récepteur, il faut filtrer le signal numérique dans une bande $0 - \Delta F$ qui soit la plus petite possible, tout en ne créant pas d'interférences intersymboles (IES), c'est-à-dire telle que la réponse du filtre à un symbole s'annule à tous les instants de décision sur les symboles voisins. Pour cela, nous insérons en bout de chaîne, un filtre passe-bas. Le modèle disponible dans COMSIS se nomme **FILTRE PASSE-BAS CONTINU** (Figure III- 23). Nous le définissons selon une approximation de Bessel, d'ordre 5, et de fréquence de coupure 0,8 fois le débit, soit 32 GHz. Ceci correspond à la simulation d'un filtre idéal. La Figure III- 24 présente le gabarit de ce filtre simulé.

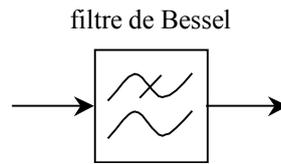


Figure III- 23 : Modèle de simulation du filtre de réception.

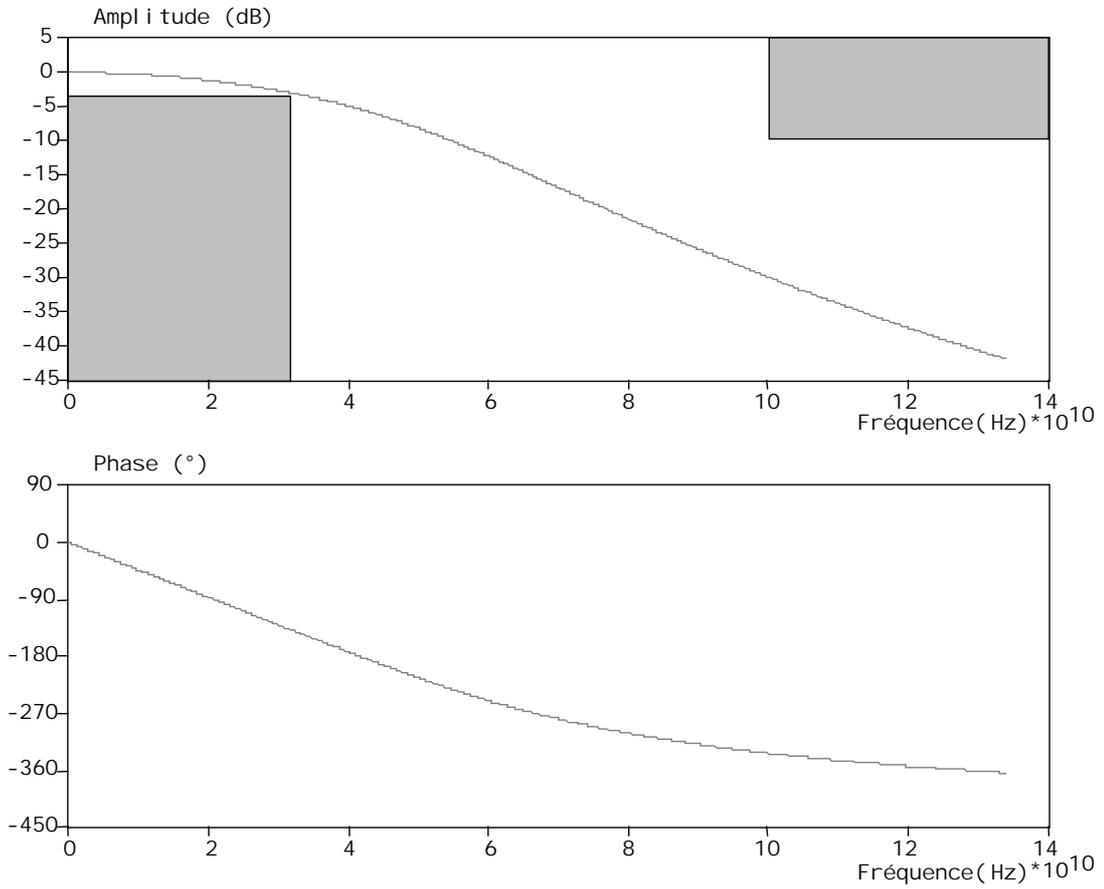


Figure III- 24 : Gabarit du filtre de réception.

2.3.4. Le régénérateur

L'opérateur de décision (modèle DECISION Figure III- 25) disponible dans COMSIS appartient à la classe des organes de régénération.

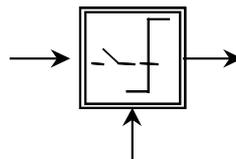


Figure III- 25 : Modèle de simulation de l'organe de décision.

Son schéma de principe fait apparaître une sortie constituée du signal binaire régénéré, une première entrée destinée au signal issu du filtre et une seconde entrée à un signal d'horloge synchronisée à la fréquence rythme du signal. Sur chaque front montant de l'horloge, le niveau du signal filtré est comparé au seuil de décision. La sortie est réinitialisée à + 1 ou - 1, suivant le résultat de cette comparaison :

$$\begin{aligned}
 s(t_k) &= +1 && \text{si } h(t_k) > h(t_{k-1}) && \text{et } e(t_k) \geq \text{seuil} \\
 s(t_k) &= -1 && \text{si } h(t_k) > h(t_{k-1}) && \text{et } e(t_k) < \text{seuil} \\
 s(t_k) &= s(t_{k-1}) && \text{si } h(t_k) = h(t_{k-1})
 \end{aligned}$$

Pour notre simulation, le seuil de décision est fixé à 0,5. Le gain de l'amplificateur électrique a été choisi de telle sorte que le signal à l'entrée du bloc de décision soit normalisé autour de ce seuil.

La décision s'effectue sur les fronts montants de l'horloge, et doit être prise au centre du bit du signal à régénérer, lieu où les interférences entre symboles sont minimales. Ceci permet de diminuer les possibilités d'erreurs de décision. Il faut donc synchroniser l'horloge pour que les fronts montants tombent au milieu des bits du signal. Nous utilisons une horloge (HORLOGE) suivi d'un opérateur de retard (RETARD-CONTINU) et la synchronisation est effectuée visuellement, sur le diagramme de l'œil. Le circuit de régénération est représenté Figure III- 26 :

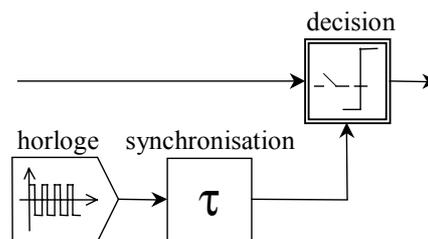


Figure III- 26 : Modèle de simulation du circuit de régénération.

Les schémas-blocs du module de réception et du module d'émission sont maintenant complets. Avant de simuler une liaison optique et mesurer ses performances, il faut inclure le module de transmission.

2.4. La partie transmission

Le projet ERMIONE porte uniquement sur les modules émetteur et récepteur. Cependant, la partie transmission est indispensable à toute liaison et doit être prise en compte. N'ayant aucun cahier des charges sur cette partie, nous insérerons pour débiter une fibre standard télécom (Single Mode Fiber, SMF), définie par la norme UIT G.652.

2.4.1. Les caractéristiques des fibres optiques

Au-delà de 2,5 Gbits/s, l'augmentation de granularité a fait apparaître de manière incontournable, le problème de la dispersion chromatique. En association avec le chirp des composants (et notamment le facteur de couplage phase-amplitude du modulateur externe), la dispersion chromatique provoque dans un canal une distorsion des impulsions lumineuses transportant l'information, distorsion due à des vitesses différentes des diverses fréquences optiques. Le problème sera encore plus grand lorsqu'un multiplexage WDM sera mis en place. Les paramètres de la dispersion chromatique des fibres diffèrent selon les longueurs d'onde. Ainsi les canaux WDM se retrouvent décalés les uns par rapport aux autres.

Pour lutter contre ces dégradations, il suffit de disposer une fibre ayant une dispersion chromatique de signe opposé. Plusieurs de ces fibres DCF (Dispersion Compensation Fiber) existent avec des caractéristiques assez variées. Une étude a donc été menée par GESTE, avec COMSIS, pour déterminer le meilleur couple de fibres optiques [30]. Deux conditions devaient être respectées pour former ces couples : une dispersion chromatique cumulée nulle et une atténuation cumulée du signal égale à 20 dB. Ces conditions ont permis de fixer les longueurs des fibres de chaque couple.

Ensuite, des simulations étaient répétées avec les mêmes modules d'émission et réception, mais avec des paires de fibres différentes. En faisant un compromis entre les performances et le coût, les caractéristiques du couple de fibres retenu sont présentées Tableau III- 6 :

<i>Paramètres système de la fibre ...</i>	<i>De transmission (SMF)</i>	<i>De compensation (DCF)</i>
Longueur (km)	53	11,25
Atténuation (dB/km)	0,25	0,6
Dispersion chromatique (ps/nm/km)	$17 + 0,07*(\lambda-1552)$	$-80 + 0,09*(\lambda-1541)$
Effet Kerr	Oui	Oui
Effet Raman	Non	Non
Coefficient de non linéarité (m^2/W)	$2,7.10^{-20}$	7.10^{-20}
Aire effective de la section (μm^2)	80	30
Dispersion Modale de Polarisation	Non	Non
Retard (ns)	4	4

Tableau III- 6 : Paramètres caractéristiques du couple de fibres simulées.

Nous les représenterons dans les schémas-blocs comme sur la Figure III- 27 :

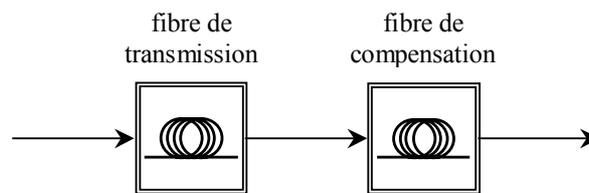


Figure III- 27 : Modèle de simulation de la partie transmission.

3. Evaluation des performances de la configuration de base

Une fois la liaison construite, nous pouvons effectuer la simulation afin de visualiser les performances.

3.1. Visualisation des signaux

Avant de regarder les performances du système simulé, il apparaît intéressant de visualiser l'allure des signaux en divers points de la liaison. Ceci permet de visualiser les transformations successives du signal durant son parcours, le comportement et l'influence de chaque opérateur.

Les signaux électriques sont visualisés sous forme de réponse temporelle (dans la fenêtre Variables et Pré-traitements).

Pour les signaux ayant une porteuse optique, COMSIS utilise une représentation par enveloppe complexe. Il faut donc les observer sous forme de puissance optique. La puissance est calculée comme la somme des carrés de la composante en phase et de la composante en quadrature :

$$P(t) = x_p(t)^2 + x_q(t)^2 \qquad \text{Équation 16}$$

La simulation est effectuée en prenant 50 points par bit (soit un pas de calcul de 0,5 ps) et 200 bits simulés (10 000 points). Les résultats sont représentés sur la Figure III- 28.

Quelques remarques issues de ces représentations graphiques peuvent être faites :

- la puissance de sortie du laser est, comme prévu, de 40 mW.
- l'absorption du MEA est prise en compte et l'information retranscrite sur le signal optique.
- la fibre de compensation de dispersion (DCF) remet bien les données en forme.
- le signal de sortie de l'amplificateur est normalisé.
- le bruit est atténué par le filtrage.
- pas d'erreur apparente sur la transmission des données.

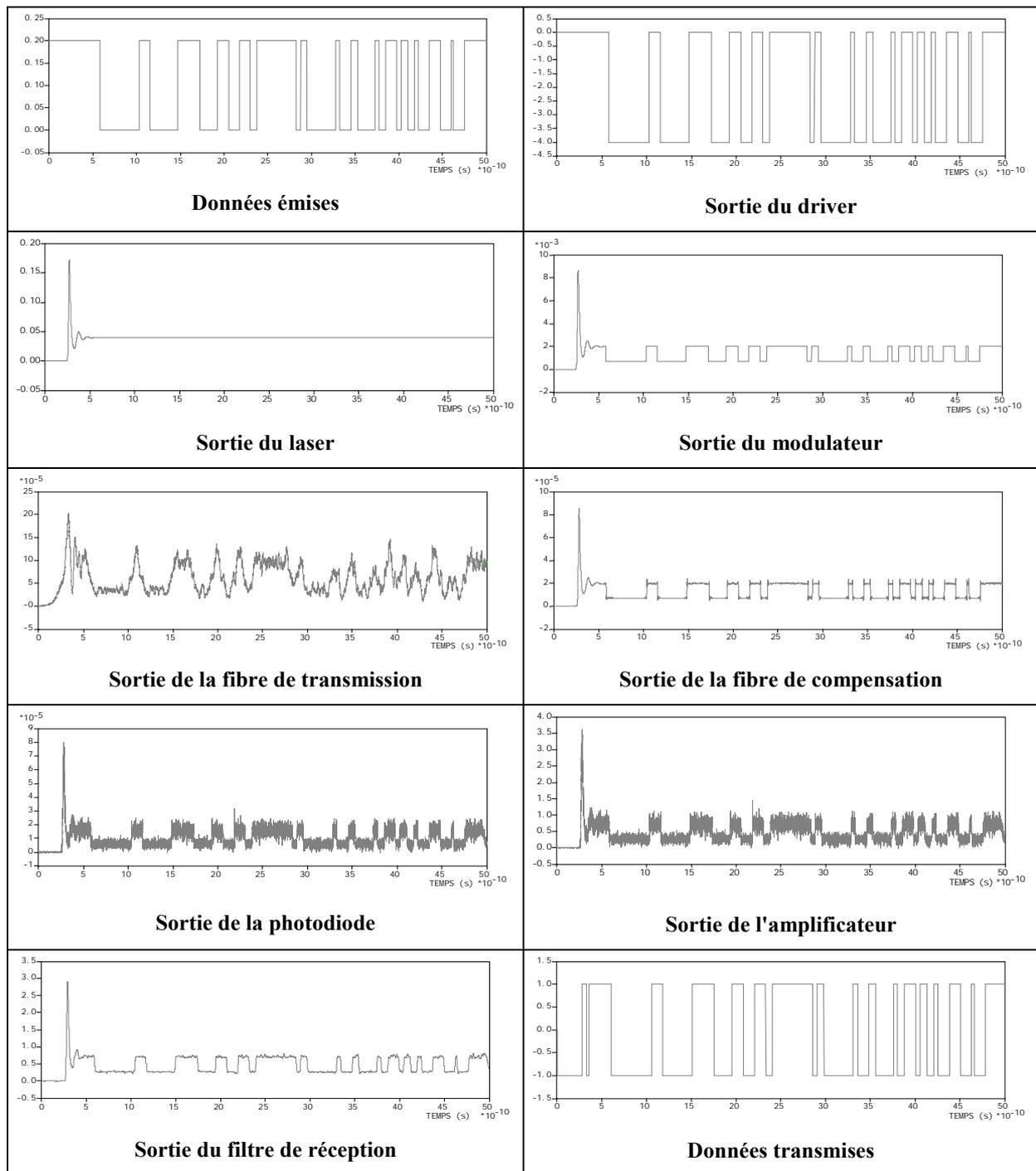


Figure III- 28 : Allure des signaux en chaque point de la liaison de référence.

3.2. Evaluation des performances

Une observation sur 200 bits n'est pas suffisante pour détecter des taux d'erreur inférieurs à 10^{-9} .

Or COMSIS offre plusieurs possibilités pour mesurer la qualité d'un système de transmission de données. C'est pourquoi nous allons maintenant tracer le diagramme de l'œil pour évaluer qualitativement les performances, puis calculer le facteur Q pour les estimer quantitativement.

Le diagramme de l'œil est visualisé en sortie du filtre de réception, juste avant la prise de décision (Figure III- 29). La simulation est réalisée pour 50 points par bit et 200 bits émis. Pour tracer ce diagramme, nous avons tronqué les 40 premiers bits, représentatifs du retard de propagation et du temps de mise en action du laser (cf. chapitre 2 § II 1.6.).

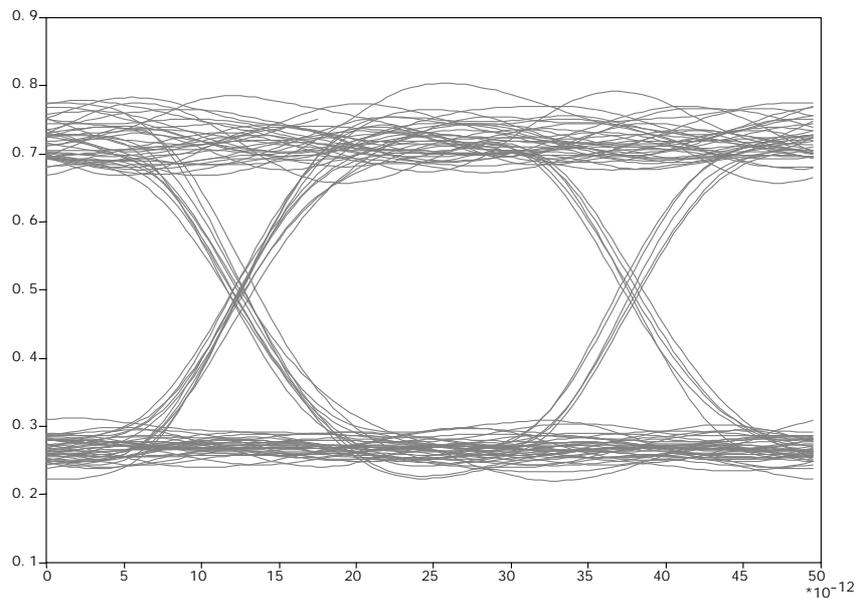


Figure III- 29 : Diagramme de l'œil du signal transmis par la liaison de référence.

Les premiers résultats obtenus, après simulation de la liaison de référence, font état d'un facteur de qualité Q égal à 9,9, soit un TEB de $2,1.10^{-23}$.

Ces résultats, tirés d'une description non réaliste, montrent qu'il est maintenant nécessaire d'améliorer des modèles des composants. Le quatrième chapitre résume le travail effectué en ce sens.

Conclusion

Ce chapitre a présenté le logiciel de simulation utilisé (COMSIS) en détaillant ses fonctionnalités, et les critères de performances disponibles. La méthodologie retenue dans le cadre de ce travail de thèse consiste en l'optimisation des modèles des composants et des simulations itératives pour estimer les performances de la liaison. Le facteur de qualité est le critère retenu pour comparer ces performances car il représente un bon compromis entre la fiabilité des mesures et le temps de calculs des simulations.

Ce travail de thèse s'inscrivant dans le projet RNRT ERMIONE, il est apparu important de décrire ce dernier et de préciser l'aide que peut apporter la simulation système à un tel programme.

Pour poser les premières briques du travail à effectuer, nous avons proposé une liaison de référence, construite sur la base des modèles "quasi-idéaux" proposés dans le logiciel COMSIS. Cette chaîne optique prend en compte tous les choix effectués dans les chapitres précédents. Elle est constituée d'un module émetteur configuré en modulation externe, d'une fibre standard SMF, dont la dispersion chromatique est compensée, et d'un bloc de réception, comportant une photodiode PIN et une remise en forme classique du signal.

Les résultats des premières simulations constituent la référence en terme des performances pour évaluer les modifications apportées par l'optimisation future des modèles.

Références :

- [1] IPSIS, Manuel d'utilisation du logiciel COMSIS
- [2] LE BRUN Christine, "COMSIS : Modeling of component and application to the simulation of optical communication systems", *Applied Optics*, September 1998, Vol. 37, n°26, pp. 6059-6065.
- [3] LE BRUN Christine, "COMSIS : Logiciel appliqué à l'analyse et la conception de systèmes de communications", *Journées des communications numériques et applications*, organisée par la MEITO, Novembre 1998.
- [4] LE BRUN Christine, "Développement de la nouvelle bibliothèque de composants optiques de COMSIS", Thèse de doctorat de l'Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, Octobre 1999.
- [5] RICE S.O., "Envelops of narrow-band signals", *Proc. of the IEEE*, July 1982, Vol. 70, n° 7.
- [6] PICINBONO B. et MARTIN W., "Représentation des signaux par amplitude et phase instantanées", *Annales des Télécommunications*, Mai-Juin 1983, Vol. 38, n° 5 et 6.
- [7] BRILLANT M.B., "Theory of the analysis of nonlinear systems", Report n° 345, RLE, MIT, 1958.
- [8] GEORGE D.A. , "Continuous non-linear systems", Report n° 355, RLE, MIT, 1959.
- [9] VOLTERRA V. , "Theory of fonctionnals of integrals and integro-differential equations", *Blackie & Sons Ltd*, London, 1930.
- [10] WARD C.R, "Art : Numerical computation of the matrix exponential with the accuracy estimate", *SIAM Journal on Numerical Analysis*, Philadelphia, Pennsylvania, 1977.
- [11] STOCKHAM T.G., "High-speed convolution and correlation", *Proc. AFIPS Spring Joint Computer Conference*, 1966, Vol. 28, pp. 229-233.

- [12] HELMS H.D., "Fast Fourier transform method of computing difference equations and simulating filters", *IEEE Transaction Audio Electroacoustic*, 1967, Vol. AU-15, pp. 85-90.
- [13] ALLEN J.B., "Fastfilt : an FFT based filtering program", *Programs for Digital Signal Processing*, IEEE Press, 1979, Sec. 3.1, pp. 1-5.
- [14] FORSYTHE G.E., "Computer method for mathematical computations", Series in automatic computations, *Prentice Hall*, 1977.
- [15] RADER C.M., "An improved algorithm for high speed autocorrelation with applications to spectral estimation", *IEEE Transaction Audio Electroacoustic*, 1970, Vol. AU-18, n° 4, pp. 439-442.
- [16] RABINIER L.R. et GOLD B., "Theory and application of digital signal processing", *Prentice Hall*, Inc, Englewood Cliffs, N. J., 1975, Chapter 6, pp. 399-419.
- [17] MC KISSOCK M.J., "Constellation measurement : a tool for evaluating digital radio", *Hewlett-Packard Journal*, July 1987, pp. 13-17.
- [18] SINGLETON R.C., "An algorithm for computing the mixed radix fast Fourier transform", *IEEE Transaction Audio and Electroacoustic*, June 1969, Vol. AU-17, n° 2, pp. 93-100.
- [19] RABINIER L.R., "Programs for signal processing", *Digital signal processing committee, Section 1, 2.1*, *IEEE Press*, 1979.
- [20] WEINSTEIN S.B., "Theory and application of some classical and generalized asymptotic distributions of extreme values", *IEEE Transaction Information Theory*, March 1973, Vol. IT-19.
- [21] GRUMBEL E.J., "Statistics of extremes", *New-York Columbia University Press*, 1958.
- [22] WEINSTEIN S.B., "Estimation of small probabilities by linearization of the tail of the probability function", *IEEE Transmissions and Communications Technologies*, December 1971, Vol. COM-19, pp. 1149-1155.

[23] JERUCHIM M.C., "Techniques for estimating the bit error rate in the simulation of digital communication systems", *IEEE J. Select. Areas in Commu.*, January 1984, Vol. SAC-2, n° 1.

[24] GLAVIEUX A. et JOINDOT M., "*Communications numériques : introduction*", Collection Pédagogique de Télécommunication, Edition Masson, 1996.

[25] JOINDOT Irène et Michel, *Les Télécommunications par fibres optiques*, Collection Technique et Scientifique des Télécommunications, Paris : Dunod et CENT-ENST, 1996

[26] DELMAS J.P., "Introductions aux probabilités", *Collection Pédagogique de Télécommunications*, Ellipses éditeur, 1993.

[27] TONGUZ O.K., "Optimum detection versus Personick's formula : a comparison", *groupe de travail, Proc. Optical Fiber Communications*, San Diego, Etats-Unis, February 1993.

[28] Maxim Integrated Products "Optical Signal-to-Noise Ratio and the Q-Factor in Fiber-Optic Communication Systems", MAXIM High-Frequency/Fiber Communications Group, Février 2002, Application Note : HFAN-9.0.2.

<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/4hfan902.pdf>

[29] COLACHINO Jerry, "Optical Signal-to-Noise Ratio Measurement Techniques", Applications Enginner Dave Coppeta, Principal Systems Enginner Lightchip Inc.

<http://www.lightchip.com/technology/pdf/osnr.pdf>

[30] DUBOIS Anne, "*Simulation de systèmes de télécommunications par fibre optique : de la conception des systèmes à la validation des composants*", Thèse en Télécommunications Hautes Fréquences et Optique, Université de Limoges, 24 septembre 2001.

[31] Site sur le Réseau National de Recherche en Télécommunications (RNRT).

http://www.telecom.gouv.fr/rnrt/index_exp.htm

[32] Emetteurs et Récepteurs Micro-optoélectroniques 40 Gbit/s pour les transmissions Optiques Numériques E TDM.

http://www.telecom.gouv.fr/rnrt/projets/res_d115_ap99.htm

[33] DUBOIS Anne, VERNEUIL Jean-Louis, AUPETIT-BERTHELEMOT Christelle et DUMAS Jean-Michel, "Simulation-système", Livrable n°3 du projet ERMIONE, Mars 2001.

[34] DUBOIS Anne, VERNEUIL Jean-Louis, AUPETIT-BERTHELEMOT Christelle, PILLET Didier, LEFEVRE René et DUMAS Jean-Michel, "Optimisation par la simulation système des performances de dispositifs optoélectroniques fonctionnant à 40 Gbits/s", 3^{ème} Colloque OPTIX'2001, 26 - 28 Novembre 2001, Marseille, A23.

[35] PILLET Didier *et al*, Livrable n°1 du projet ERMIONE, Juin 2000.

Chapitre IV

Les résultats de la simulation

Table des matières

Introduction	189
I Intégration des paramètres réels des modules émetteur et récepteur ERMIONE dans le simulateur	190
1. L'émetteur	190
1.1. Le modulateur	191
1.1.1 La bande passante	191
1.1.2 Le facteur de Henry	191
1.1.3 Progression dans les optimisations	195
1.2. Les données électriques	204
1.2.1 Correction des niveaux	204
1.2.2 Le driver	205
1.2.3 Qualité de la séquence	210
1.3. Impact des paramètres réels du module émetteur	212
2. Le récepteur	213
2.1. La photodiode PIN	214
2.1.1 La bande passante	214
2.1.2 Le bruit thermique	216
2.2. L'amplificateur électrique	223
2.3. Impact des paramètres réels du module récepteur	226
3. Impact de l'ensemble des paramètres des modules ERMIONE	228
II Optimisation du module de transmission	230
1. Le support de transmission	230
1.1. Nouveau type de fibre optique	230
1.2. Nouvelle disposition des fibres optiques	231
1.3. Recherche du point de fonctionnement du modulateur	233
2. La Dispersion Modale de Polarisation (PMD)	235
2.1. Prise en compte de la PMD en utilisant COMSIS	235
2.2. Premiers résultats de simulations de la PMD	236
2.3. Simulation de la PMD dans la liaison définie dans le projet ERMIONE	238

2.4. Impact de la PMD sur le facteur de qualité en fonction de la longueur de transmission	239
3. L'amplification optique	241
3.1. Principe de fonctionnement de l'Amplificateur à Fibre Dopée à l'Erbium (EDFA)	241
3.2. Recherche du fonctionnement optimal de l'EDFA	242
3.3. Insertion d'EDFA dans la liaison ERMIONE	244
3.4. Résultats de la simulation de la liaison ERMIONE avec des EDFA	246
III Simulations finales et comparaison avec les mesures expérimentales	250
1. Recherche de la distance maximale de transmission.....	250
2. Résultats des tests des modules développés dans le projet ERMIONE	252
Conclusion	255

Liste des tableaux

<i>Tableau IV- 1 : Schémas des différents émetteurs simulés.....</i>	<i>212</i>
<i>Tableau IV- 2 : Résultats des facteurs de qualité en fonction de la puissance optique reçue par la photodiode pour une liaison simulée avec ou sans le bruit thermique du photorécepteur..</i>	<i>220</i>
<i>Tableau IV- 3 : Schémas des différents récepteurs simulés.</i>	<i>226</i>
<i>Tableau IV- 4 : Caractéristiques de la fibre Téralight.....</i>	<i>230</i>
<i>Tableau IV- 5 : Facteurs de qualité en sortie de filtre de réception selon la configuration des fibres.</i>	<i>232</i>
<i>Tableau IV- 6 : Recherche du point de fonctionnement optimum du MEA Optronics.....</i>	<i>234</i>
<i>Tableau IV- 7 : Influence de la PMD sur le facteur de qualité en fonction de la longueur de transmission pour une liaison à 40 Gbits/s.</i>	<i>240</i>
<i>Tableau IV- 8 : Caractéristiques du modèle d'EDFA utilisé.</i>	<i>241</i>
<i>Tableau IV- 9 : Etude de l'amplification optique de diverses puissances de signaux.</i>	<i>243</i>

Liste des figures

<i>Figure IV- 1 : Schéma de la liaison de référence.....</i>	<i>190</i>
<i>Figure IV- 2 : Signal de sortie du MEA COMSIS.</i>	<i>192</i>
<i>Figure IV- 3 : Représentation temporelle de 5 impulsions de 25 ps, visualisées en sortie de 5 km et 10 km de SMF, pour trois valeurs de chirp.....</i>	<i>192</i>
<i>Figure IV- 4 : Simulation de l'élargissement normalisé d'impulsions de 25 ps, en fonction de la distance de propagation dans une fibre standard, pour diverses valeurs du facteur de Henry.</i>	<i>193</i>
<i>Figure IV- 5 : Elargissement normalisé théorique d'une impulsion de 25 ps, en fonction de la distance de propagation dans une fibre standard, pour diverses valeurs du facteur de Henry.</i>	<i>194</i>
<i>Figure IV- 6 : Schématisation du fonctionnement d'un MEA.</i>	<i>195</i>
<i>Figure IV- 7 : Schéma simulé prenant en compte la bande passante du modulateur.</i>	<i>196</i>
<i>Figure IV- 8 : Réponses fréquentielles des filtres pris en compte pour simuler la bande passante du MEA.</i>	<i>196</i>
<i>Figure IV- 9 : Allure des signaux en entrée et en sortie du modulateur pour une bande passante infinie (a), de 40 GHz (b) et de 32 GHz (c).</i>	<i>197</i>
<i>Figure IV- 10 : Diagrammes de l'œil du signal envoyé sur l'entrée électrique du MEA et diagrammes de l'œil du signal transmis, pour un modulateur de bande passante infinie (a), de 40 GHz (b) et de 32 GHz (c).</i>	<i>198</i>
<i>Figure IV- 11 : Taux de transparence du matériau électro-absorbant (a) et facteur de Henry (b) en fonction de la tension appliquée au modulateur (OPTRONICS).</i>	<i>199</i>
<i>Figure IV- 12 : Comparaison des taux de transparence entre les 2 modèles de MEA.</i>	<i>200</i>
<i>Figure IV- 13 : Comparaison des réponses des modèles du MEA à une impulsion carrée.</i>	<i>201</i>
<i>Figure IV- 14 : Allure des signaux en entrée et sortie de modulateur et diagramme de l'œil en réception selon le modulateur utilisé.</i>	<i>203</i>
<i>Figure IV- 15 : Simplification de la représentation des données électriques.</i>	<i>205</i>
<i>Figure IV- 16 : Insertion des mesures sur le driver dans le module Emetteur.</i>	<i>206</i>
<i>Figure IV- 17 : Réponses fréquentielles mesurée et simulée du driver de modulateur.</i>	<i>206</i>
<i>Figure IV- 18 : Allure des signaux de sortie du driver et de sortie du modulateur, avec driver idéal (a) et réel (b).</i>	<i>207</i>

<i>Figure IV- 19 : Diagramme de l'œil du signal transmis avec driver idéal (a) et driver réel (b).</i>	207
<i>Figure IV- 20 : Dérive temporelle des signaux en sortie du modèle du driver réaliste.</i>	208
<i>Figure IV- 21 : Réponses fréquentielles du fichier incomplet aux basses fréquences.</i>	208
<i>Figure IV- 22 : Réponses fréquentielles du fichier complété aux basses fréquences.</i>	209
<i>Figure IV- 23 : Forme des signaux en sortie du driver avec le fichier de mesures corrigé. ...</i>	209
<i>Figure IV- 24 : Séquence bruitée de données à 40 Gbits/s.</i>	210
<i>Figure IV- 25 : Signaux (a) "parfaits" et (b) bruités envoyés à l'entrée électrique du modulateur.</i>	211
<i>Figure IV- 26 : Diagrammes de l'œil dans le cas d'une séquence de données (a) "parfaite" et (b) bruitée.</i>	211
<i>Figure IV- 27 : Facteurs de qualité mesurés sur une liaison 40 Gbits/s prenant en compte des paramètres réels de l'émetteur.</i>	213
<i>Figure IV- 28 : Liaison simulée prenant en compte la bande passante de la photodiode.</i>	214
<i>Figure IV- 29 : Signal de sortie de la photodiode et diagramme de l'œil transmis pour une photodiode de bande passante infinie (a), de 40 GHz (b) et de 32 GHz (c).</i>	215
<i>Figure IV- 30 : Modèle de simulation du courant de bruit.</i>	216
<i>Figure IV- 31 : Schéma simulé prenant en compte le bruit thermique du photorécepteur.</i>	217
<i>Figure IV- 32 : Signal représentant le bruit thermique du photorécepteur simulé.</i>	217
<i>Figure IV- 33 : Signal représentant le courant émis par la photodiode PIN modélisée par COMSIS.</i>	217
<i>Figure IV- 34 : Signal représentant le courant et le bruit émis par le photorécepteur ERMIONE</i>	218
<i>Figure IV- 35 : Diagramme de l'œil en sortie de filtre de réception dans le cas où le bruit thermique du photorécepteur est pris en compte dans la liaison de référence.</i>	218
<i>Figure IV- 36 : Modèle de simulation d'un atténuateur ou amplificateur optique idéal.</i>	219
<i>Figure IV- 37 : Courbes des facteurs de qualité en fonction de la puissance optique reçue par la photodiode pour une liaison simulée avec ou sans le bruit thermique du photorécepteur.</i>	220
<i>Figure IV- 38 : Courbes des TEB en fonction de la puissance optique reçue par la photodiode pour une liaison simulée avec ou sans le bruit thermique du photorécepteur.</i>	221
<i>Figure IV- 39 : Allures des signaux en sortie de la photodiode PIN COMSIS (a), du bruit thermique (b) et de la somme de ces signaux (c).</i>	222

<i>Figure IV- 40 : Diagramme de l'œil calculé en sortie de filtre de réception de la liaison de référence ; puissance optique à l'entrée de la photodiode amplifiée de 20 dB ; bruit thermique du photorécepteur pris en compte.</i>	<i>222</i>
<i>Figure IV- 41 : Réponses fréquentielles mesurées et simulées de l'amplificateur électrique..</i>	<i>224</i>
<i>Figure IV- 42 : Schéma simulé pour prendre en compte l'amplificateur électrique.</i>	<i>225</i>
<i>Figure IV- 43 : Signal de sortie de l'amplificateur électrique et diagramme de l'œil du signal transmis avec un amplificateur idéal et un amplificateur réel.</i>	<i>225</i>
<i>Figure IV- 44 : Facteurs de qualité mesurés sur une liaison 40 Gbits/s prenant en compte des paramètres réels du récepteur.</i>	<i>227</i>
<i>Figure IV- 45 : Liaison simulée avec les modèles des modules du projet ERMIONE.</i>	<i>228</i>
<i>Figure IV- 46 : Diagramme de l'œil en sortie de filtre de réception de la liaison comprenant les paramètres des modules d'extrémité ERMIONE.</i>	<i>229</i>
<i>Figure IV- 47 : Nouvelle configuration de la liaison simulée.</i>	<i>231</i>
<i>Figure IV- 48 : Diagrammes de l'œil en sortie de filtre de réception pour une configuration de fibres (a) 100 km SMF + 21,25 km DCF et (b) 1,5 km DCF +100 km Téralight + 8,5 km DCF.</i>	<i>232</i>
<i>Figure IV- 49 : Prise en compte de la polarisation d'un signal optique avec le modèle VECTORISATION-CHAMP et les doubles entrées et sorties des fibres.</i>	<i>236</i>
<i>Figure IV- 50 : Schéma de la liaison simulé pour le calcul du DGD.</i>	<i>237</i>
<i>Figure IV- 51 : Décalage observé entre les composantes du signal optique en sortie de fibre en présence de PMD.</i>	<i>238</i>
<i>Figure IV- 52 : Diagrammes de l'œil en sortie de filtre de réception (a) sans prise en compte de la PMD, (b) avec prise en compte de la PMD dans les fibres.</i>	<i>239</i>
<i>Figure IV- 53 : Analyse statique d'un EDFA ayant les caractéristiques définies dans le Tableau IV- 8.</i>	<i>242</i>
<i>Figure IV- 54 : schéma de la liaison simulée.</i>	<i>243</i>
<i>Figure IV- 55 : Schéma de la simulation d'une amplification optique avec un EDFA.</i>	<i>245</i>
<i>Figure IV- 56 : Schéma de la liaison du projet ERMIONE simulée en présence d'amplificateurs optiques EDFA.</i>	<i>247</i>
<i>Figure IV- 57 : Diagramme de l'œil de la liaison représentée Figure IV- 56.</i>	<i>248</i>
<i>Figure IV- 58 : Schéma de la liaison ERMIONE simulée comprenant 2 spans.</i>	<i>251</i>
<i>Figure IV- 59 : Diagramme de l'œil en sortie de filtre après 200 km de transmission.</i>	<i>252</i>

<i>Figure IV- 60 : Module d'émission ERMIONE intégrant les différentes fonctions optoélectroniques.....</i>	<i>253</i>
<i>Figure IV- 61 : Diagrammes de l'œil obtenus lors des tests (a) en sortie du module d'émission, (b) à l'entrée du module récepteur et (c) après le démultiplexage électrique 40 Gbits/s vers 10 Gbits/s.....</i>	<i>253</i>

Introduction

La démarche effectuée dans ce chapitre est d'affiner le modèle des principaux éléments de la liaison optique 40 Gbits/s pour la rendre la plus réaliste possible. Pour cela, le travail du consortium ERMIONE a permis d'intégrer dans la simulation des données récentes et compétitives. Suite à des campagnes de mesures des composants en cours de développement, les paramètres essentiels des composants ont été extraits et implantés dans la liaison simulée. La progression des modifications des composants est décrite dans ce chapitre. Les analyses des performances ont été effectuées pour chaque amélioration des modèles.

En plus de valider les différents paramètres des composants, la simulation système permet aussi d'optimiser les performances de la liaison en cherchant les meilleurs réglages à faire et en optimisant la position de certains composants.

Enfin, pour répondre aux attentes du projet RNRT, lorsque la chaîne optique simulée représentera au mieux les modules développés dans le cadre d'ERMIONE, une analyse des performances sera effectuée.

Ce chapitre présentera dans une première partie les améliorations apportées aux blocs émetteur et récepteur. Ensuite, les paramètres de fonctionnement seront optimisés en utilisant la méthode des simulations itératives.

Les résultats présentés montrent que les performances de la liaison sont remarquablement modifiées par la prise en compte d'éléments réels.

I Intégration des paramètres réels des modules émetteur et récepteur ERMIONE dans le simulateur [1-6]

Une liaison de référence à 40 Gbits/s (Figure IV- 1) a été construite et simulée dans le chapitre précédent. Mais elle n'était pas représentative des paramètres caractéristiques des modules réels du projet ERMIONE. Nous allons donc regarder le fonctionnement et les réponses de chaque bloc opérateur pour les comparer aux mesures effectuées sur les composants utilisés ou développés dans le cadre du projet. Les paramètres, tels que la bande passante des composants, non pris en compte dans les modèles de la bibliothèque de COMSIS, seront implantés dans les nouveaux modèles.

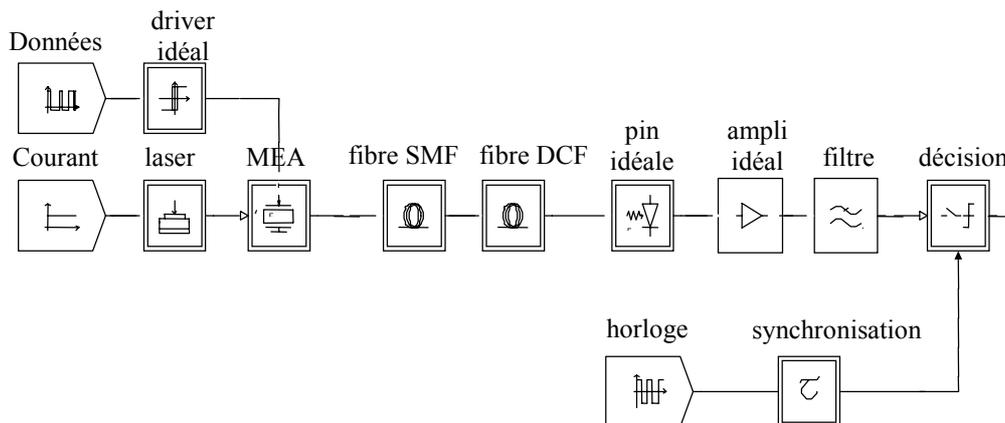


Figure IV- 1 : Schéma de la liaison de référence

1. L'émetteur

Au niveau de l'émetteur, le MEA est un composant dont le rôle est très important et les caractéristiques sont très complexes. C'est pourquoi la première étude sera sa modélisation pour vérifier ou améliorer sa fidélité au modèle réel. Le circuit de commande (driver) du modulateur sera ensuite analysé. Enfin plusieurs types de séquences de données à 40 Gbits/s seront testés.

1.1. Le modulateur

La méthodologie appliquée consiste à énumérer les défauts ou lacunes rencontrés dans les paramètres du MEA pour ensuite proposer des solutions.

1.1.1 La bande passante

Tout d'abord, il faut noter que tous les composants réels ont une bande passante limitée. Leur fonctionnement est souvent adapté à une bande de fréquences bien définie. En effet, les matériaux et les technologies utilisés ne permettent pas d'atteindre des fréquences toujours très élevées. Pour assurer un fonctionnement correct, la norme SDH, employée dans le cadre de cette étude, impose à tout système d'avoir une fréquence de coupure au moins égale à 0,8 fois le débit.

Or le modèle de simulation du MEA disponible dans la bibliothèque de COMSIS possède une bande passante infinie et non réaliste.

1.1.2 Le facteur de Henry

Un des paramètres les plus difficiles à mesurer et simuler pour un modulateur est le facteur de Henry (encore appelé chirp, α_h). Celui-ci, dépendant du taux d'absorption, varie donc avec la tension appliquée et la longueur d'onde [7]. Cette variation représentative de celle de l'indice de réfraction n'est pas une fonction linéaire de l'absorption du matériau électro-absorbant. La connaissance de la fonction d'absorption en fonction de la tension appliquée ($\alpha(V)$) n'est pas aisée et COMSIS modélise le modulateur en considérant une valeur de chirp moyenne.

Aussi, une étude a été menée pour vérifier si le modèle de COMSIS (α_h constant) reflétait bien les résultats théoriques.

A titre de rappel, le chirp traduit une déformation et un élargissement spectral de la porteuse. Couplé à la dispersion chromatique d'une fibre, il a pour conséquence un rétrécissement ou élargissement temporel des impulsions ou des créneaux. Aussi, nous avons simulé la propagation dans une fibre d'un signal optique issu d'un modulateur électro-absorbant et constitué d'impulsions de 25 ps (Figure IV- 2).

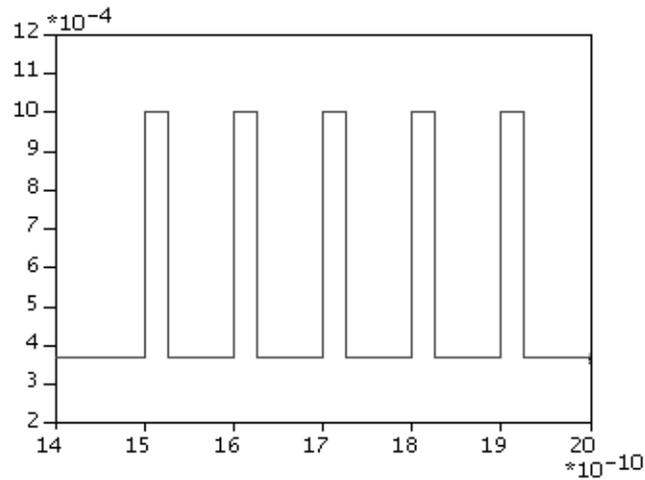


Figure IV- 2 : Signal de sortie du MEA COMSIS.

Nous avons mesuré l'élargissement subi par ces impulsions, pour différentes valeurs de chirp moyen, et plusieurs longueurs de fibre. La Figure IV- 3 présente l'élargissement que subissent cinq impulsions de 25 ps lors de la propagation dans 5 km et 10 km de fibre standard SMF.

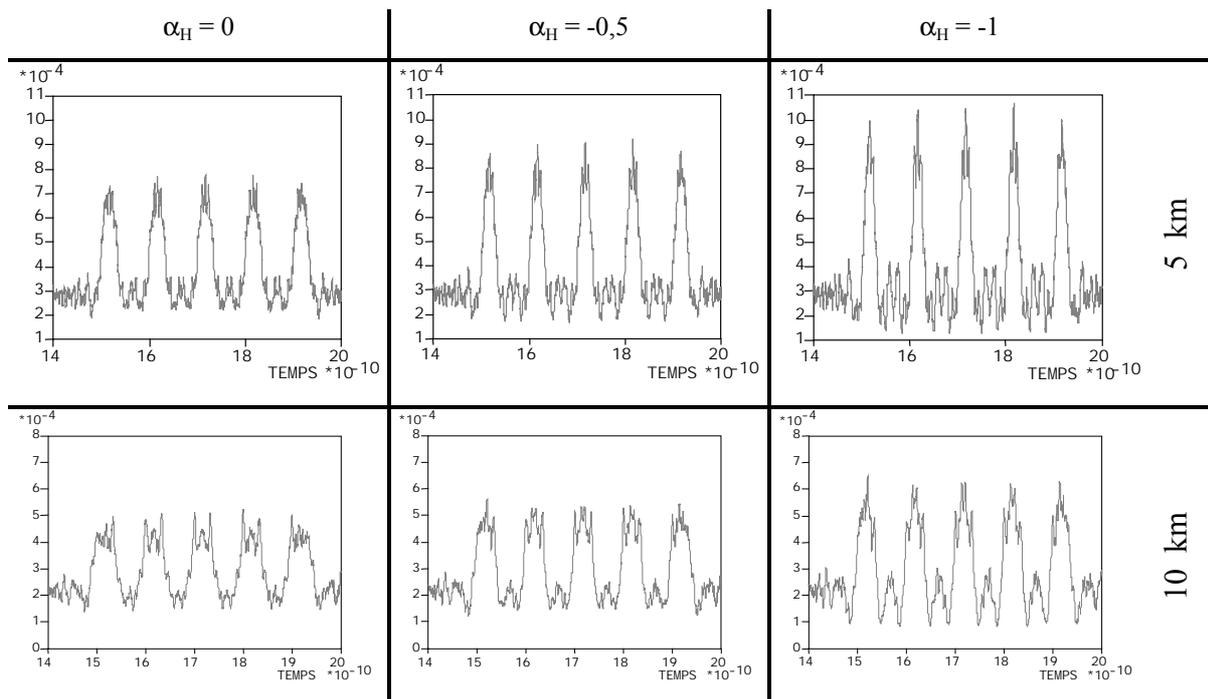


Figure IV- 3 : Représentation temporelle de 5 impulsions de 25 ps, visualisées en sortie de 5 km et 10 km de SMF, pour trois valeurs de chirp.

La valeur moyenne de l'élargissement des 5 impulsions (d'une durée de 25 ps et espacées de 75 ps) a été relevée pour 5 valeurs de chirp et différentes longueurs de fibres. Sur

la Figure IV- 4, l'élargissement normalisé, qui correspond au rapport entre la largeur mesurée de l'impulsion après x kilomètres et la largeur initiale (25 ps), a été reporté.

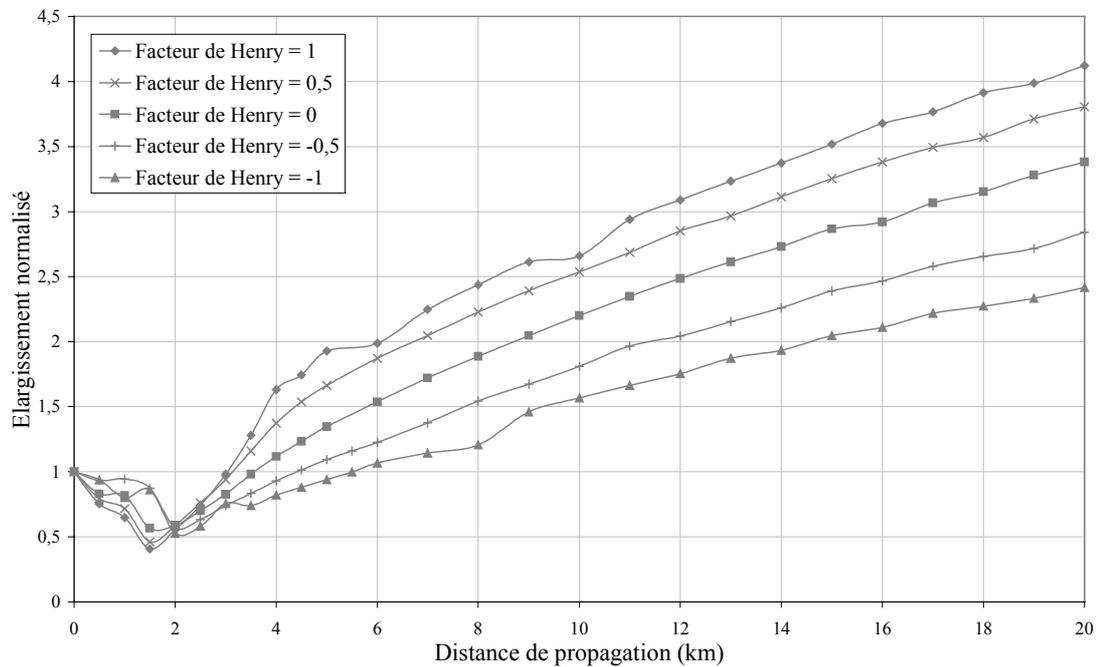


Figure IV- 4 : Simulation de l'élargissement normalisé d'impulsions de 25 ps, en fonction de la distance de propagation dans une fibre standard, pour diverses valeurs du facteur de Henry.

Plusieurs remarques peuvent être faites sur ces courbes issues de la simulation. Tout d'abord, à partir de 20 km de propagation, la largeur des impulsions a au minimum doublée. Les impulsions se recouvrent donc entièrement. Ce phénomène confirme que le chirp est un paramètre très important car il peut fortement pénaliser la qualité de la transmission. Le deuxième point important est que les impulsions ne s'élargissent pas mais rétrécissent sur les premiers kilomètres de propagation, ceci quelque soit la valeur du facteur de Henry. Ce résultat n'est pas en accord avec la théorie en ce qui concerne les valeurs positives ou nulles du facteur de Henry.

Une étude théorique proposée par Agrawal [8] a donc été reprise, afin de vérifier cette divergence. L'élargissement normalisé de l'impulsion s'exprime sous la forme :

$$\frac{t_1}{t_0} = \sqrt{\left[\left(1 + \alpha_H \cdot \frac{Z}{L_D} \right)^2 + \left(\frac{Z}{L_D} \right)^2 \right]}$$

Équation 1

Avec t_0 : Largeur initiale de l'impulsion

t_1 : Largeur de l'impulsion après propagation dans une longueur de fibre de z kilomètres

Avec L_D : Longueur de dispersion

$$L_D = \frac{t_0^2}{|\beta|}$$

Et β : Constante de propagation

$$\beta = -\frac{\lambda^2}{2\pi \cdot c} D$$

Avec D : Dispersion chromatique de la fibre standard

c : Célérité de la lumière

Cette expression (Equation 1) permet de tracer l'élargissement normalisé théorique d'une impulsion de 25 ps, en fonction de sa distance de propagation dans une fibre standard (Figure IV- 5).

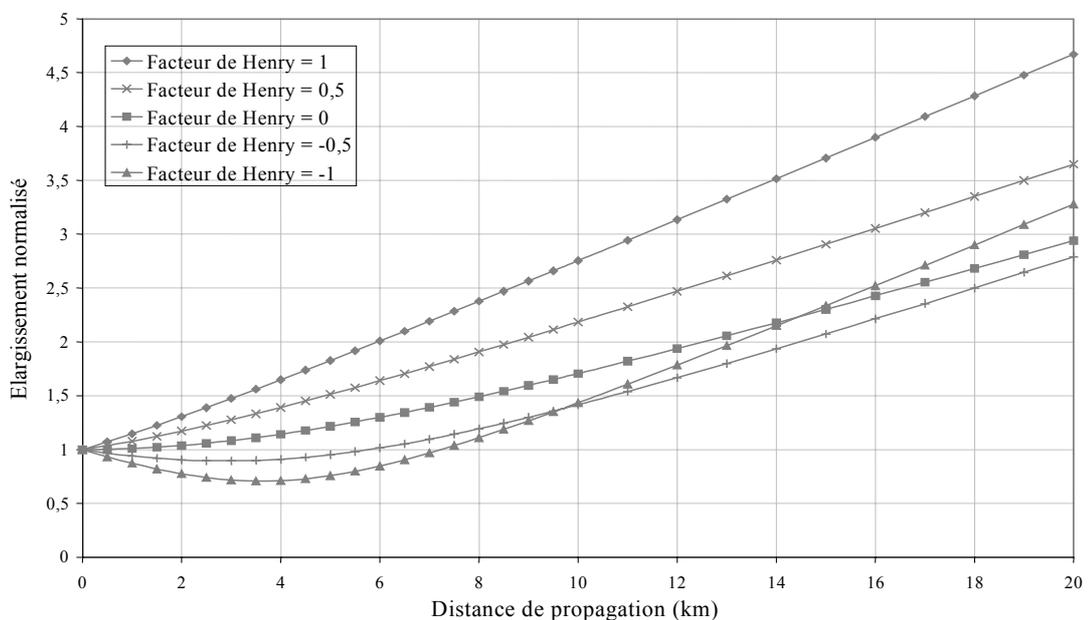


Figure IV- 5 : Elargissement normalisé théorique [8] d'une impulsion de 25 ps, en fonction de la distance de propagation dans une fibre standard, pour diverses valeurs du facteur de Henry.

La comparaison des Figure IV- 4 et Figure IV- 5 montre clairement que la modélisation du MEA disponible dans la bibliothèque de COMSIS n'est pas suffisamment optimisée, en ce qui concerne le chirp, pour répondre aux attentes du consortium ERMIONE.

1.1.3 Progression dans les optimisations

Comme il l'a été montré, le modèle de COMSIS présente divers points à optimiser : la bande passante infinie, l'élargissement des impulsions non conformes à la réalité, la prise en compte d'un chirp constant quelque soit la tension appliquée.

En vue de corriger ces défauts, deux études ont été menées en parallèle :

- Prise en compte de la bande passante du composant.
- Développement d'un nouveau modèle par l'intermédiaire d'une programmation en langage C.

1.1.3.a. Prise en compte de la bande passante du composant

L'analyse du fonctionnement d'un modulateur électro-absorbant montre qu'il peut être schématisé en deux parties (Figure IV- 6):

- *La fonction de transfert* englobant tous les circuits électriques qui alimentent le modulateur. Cette partie n'est pas prise en compte dans le modèle de COMSIS.
- *La partie conversion électrique / optique.*

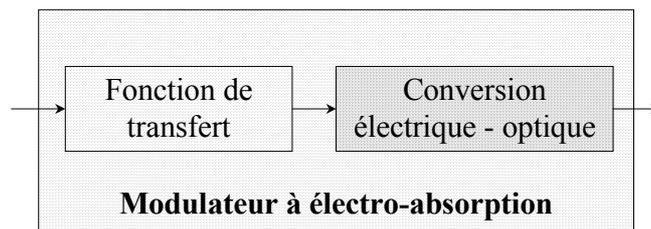


Figure IV- 6 : Schématisation du fonctionnement d'un MEA.

Les résultats expérimentaux montrent qu'il n'y a aucune limitation en fréquence provenant de l'effet électro-absorbant lui-même. La limitation en bande passante est uniquement de nature électrique. Elle est liée aux circuits électriques qui permettent le fonctionnement du modulateur.

La solution consiste à insérer un filtre passe-bas sur l'entrée électrique du modulateur pour simuler sa limitation en fréquence (Figure IV- 7).

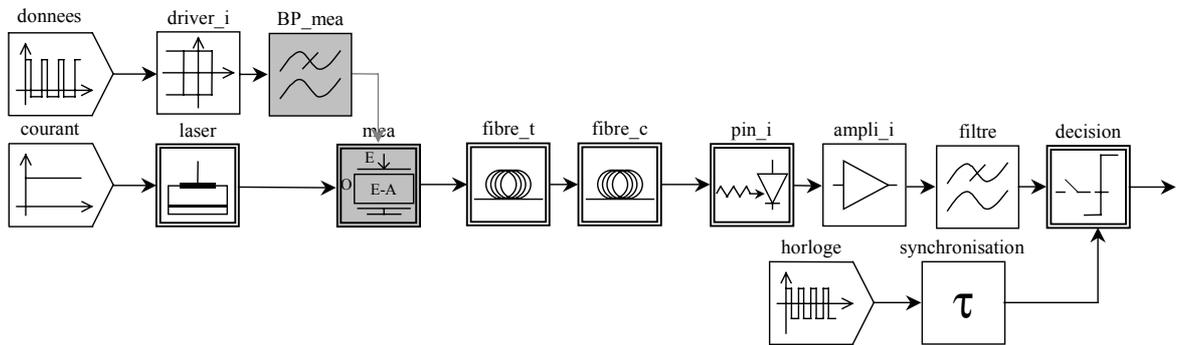


Figure IV- 7 : Schéma simulé prenant en compte la bande passante du modulateur.

Pour être en accord avec la réalité des matériaux et des technologies, la fréquence de coupure sera fixée à 40 GHz (= débit), puis à 32 GHz (= 0,8 x débit, norme SDH). Le filtre utilisé est un filtre passe-bas de Bessel d'ordre 3. Les gabarits sont représentés sur la Figure IV- 8.

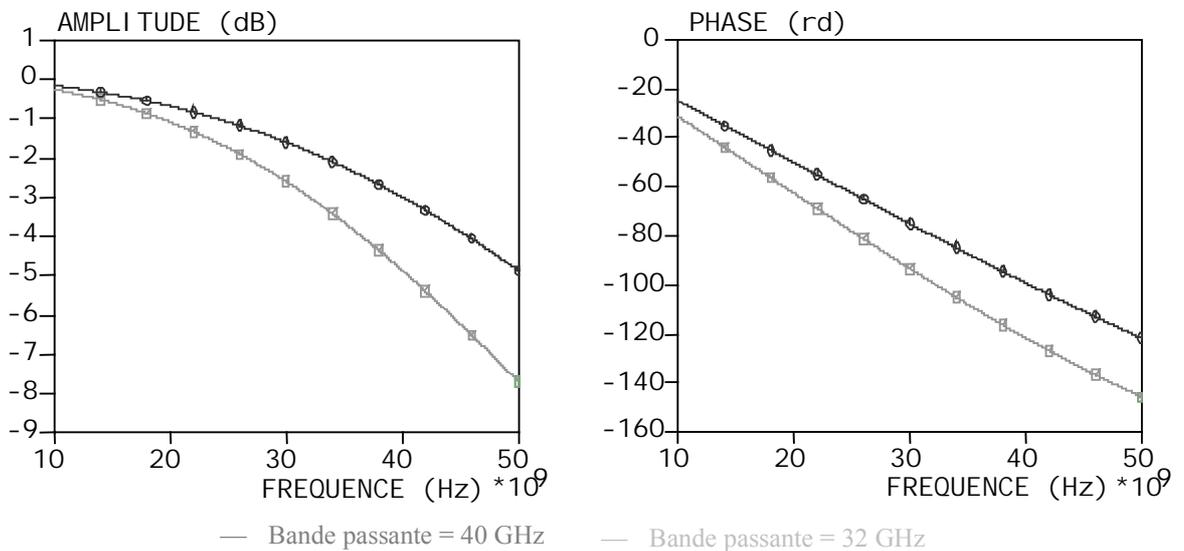


Figure IV- 8 : Réponses fréquentielles des filtres pris en compte pour simuler la bande passante du MEA.

La Figure IV- 9 présente une comparaison des signaux en entrée et en sortie du modulateur pour les différents cas étudiés.

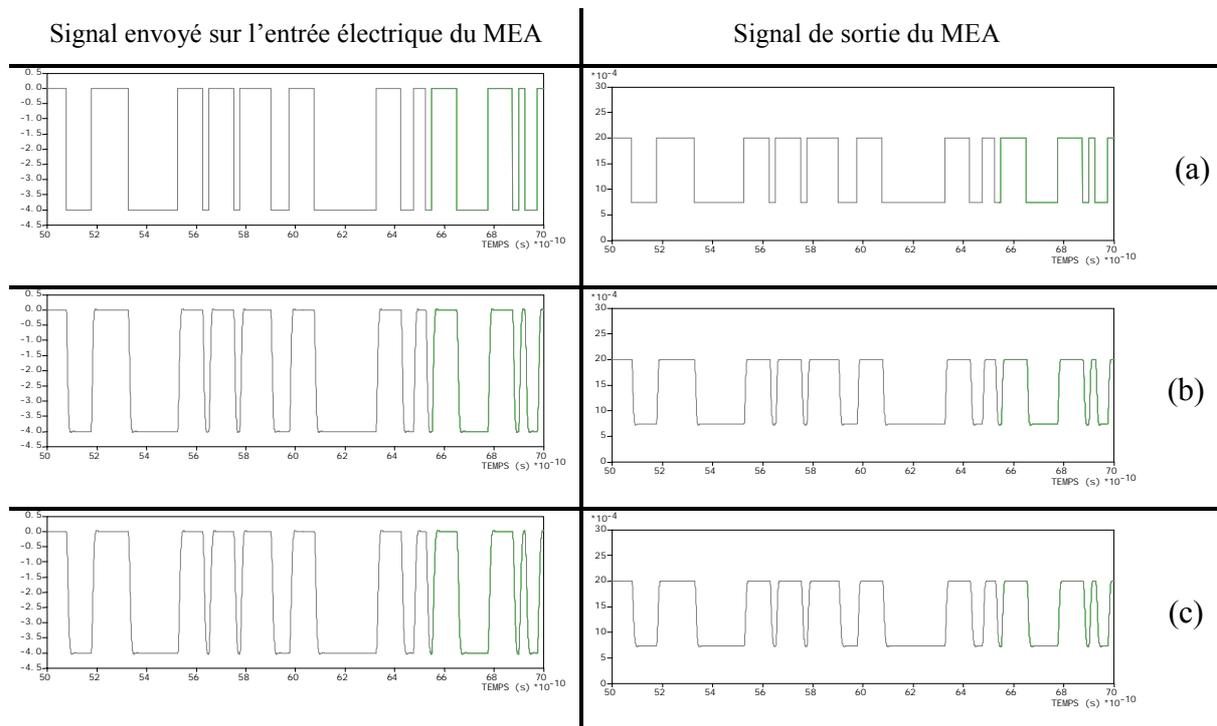


Figure IV- 9 : Allure des signaux en entrée et en sortie du modulateur pour une bande passante infinie (a), de 40 GHz (b) et de 32 GHz (c).

Cette figure illustre bien l'importance de prendre en compte la bande passante du composant.

Il est important également d'étudier l'impact de la bande passante du modulateur sur la qualité de transmission de la liaison tout entière. Pour cela, les diagrammes de l'œil du signal envoyé sur l'entrée électrique du modulateur et du signal de sortie de la liaison, en sortie du filtre de réception ont été reportés sur la Figure IV- 10.

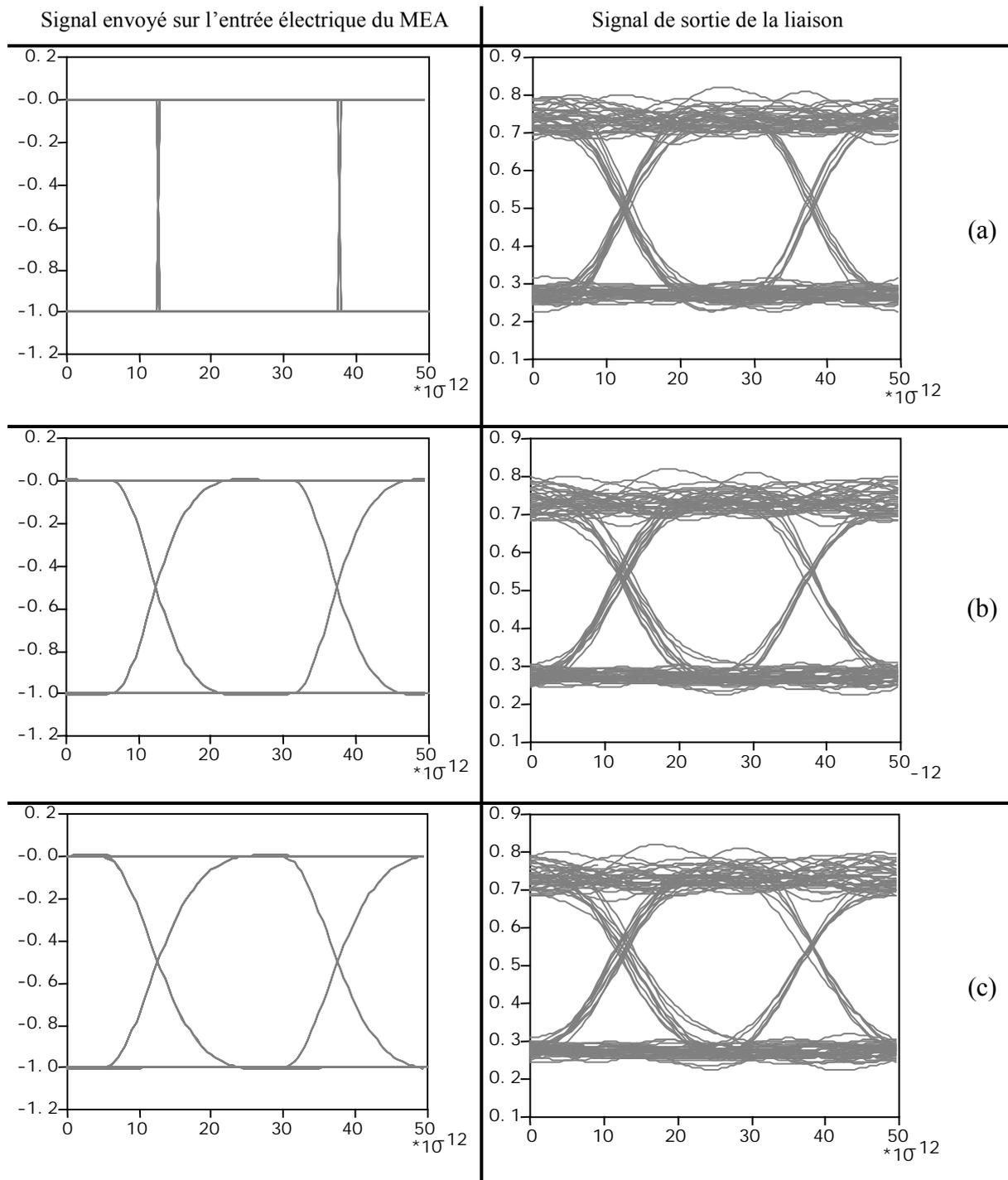


Figure IV- 10 : Diagrammes de l'œil du signal envoyé sur l'entrée électrique du MEA et diagrammes de l'œil du signal transmis, pour un modulateur de bande passante infinie (a), de 40 GHz (b) et de 32 GHz (c).

L'analyse des résultats montre, après mesure du facteur de qualité, que la prise en compte de la bande passante fait diminuer les performances de 5 %. Cependant, très peu de

différences (< 1 %) de qualité n'a été observée en comparant entre elles les bandes passantes de 32 GHz ou de 40 GHz.

L'impact de la bande passante du modulateur n'est donc pas négligeable sur la qualité de la transmission.

1.1.3.b. Le nouveau modèle du MEA

Dans le cadre du consortium ERMIONE, des mesures du facteur de Henry en fonction de la tension de polarisation, sur les MEA en cours de développement, ont été réalisées par OPTO+. Ces mesures ont permis d'étoffer le cahier des charges permettant le développement d'un nouveau modèle du composant en langage C. Ce modèle a été développé par Alcatel Optronics puis implanté dans le simulateur par GESTE. Les paramètres de ce modèle ont été simulés et sont présentés dans une première partie.

L'analyse statique du modèle (Figure IV- 11) sous COMSIS permet de définir les caractéristiques du MEA en fonction de la tension de modulation appliquée.

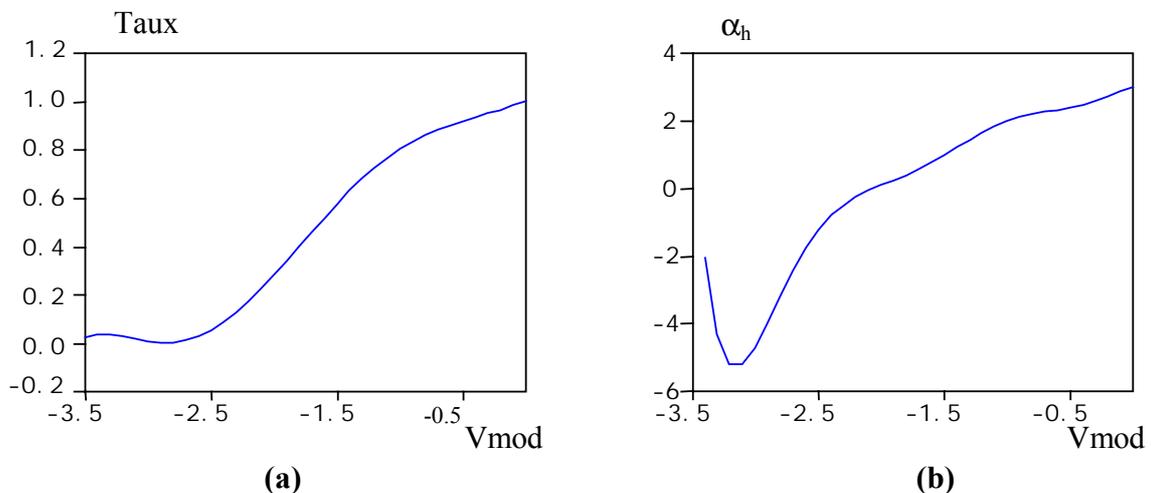


Figure IV- 11 : Taux de transparence du matériau électro-absorbant (a) et facteur de Henry (b) en fonction de la tension appliquée au modulateur (OPTRONICS).

Ceci montre bien que le facteur de couplage phase-amplitude varie en fonction de la tension de polarisation appliquée, conformément aux résultats mesurés sur le composant. α_h ne prendra pas la même valeur selon que le MEA est polarisé au niveau haut ou au niveau bas. Mais ce n'est pas la seule différence. Est représenté sur la Figure IV- 11 le taux de

transparence. L'analyse statique du modèle COMSIS avait permis d'extraire la courbe d'absorption présentée Figure III- 15. Pour comparer ces deux modèles, nous avons reporté sur la Figure IV- 12 le taux de transparence en fonction de la tension de polarisation des deux MEA. Il apparaît clairement que le modèle développé par Optronics possède des capacités d'absorption beaucoup plus importantes. Contrairement au premier modèle, l'absorption peut être quasi-totale si la tension appliquée est bien choisie (environ - 2,8 V). De nouveau, la modélisation reflète mieux la réalité.

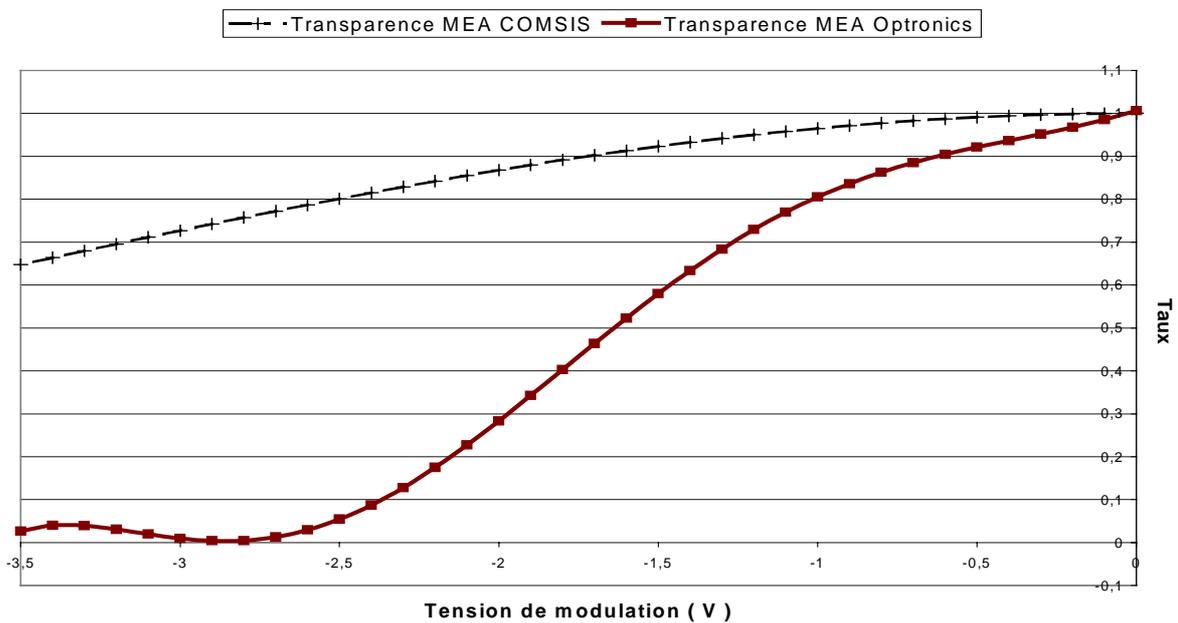


Figure IV- 12 : Comparaison des taux de transparence entre les 2 modèles de MEA.

Enfin, pour vérifier la prise en compte de la fréquence de coupure mesurée expérimentalement, une simulation représentant les signaux en entrée et en sortie des deux modulateurs a été effectuée. Les résultats sont reportés sur la Figure IV- 13.

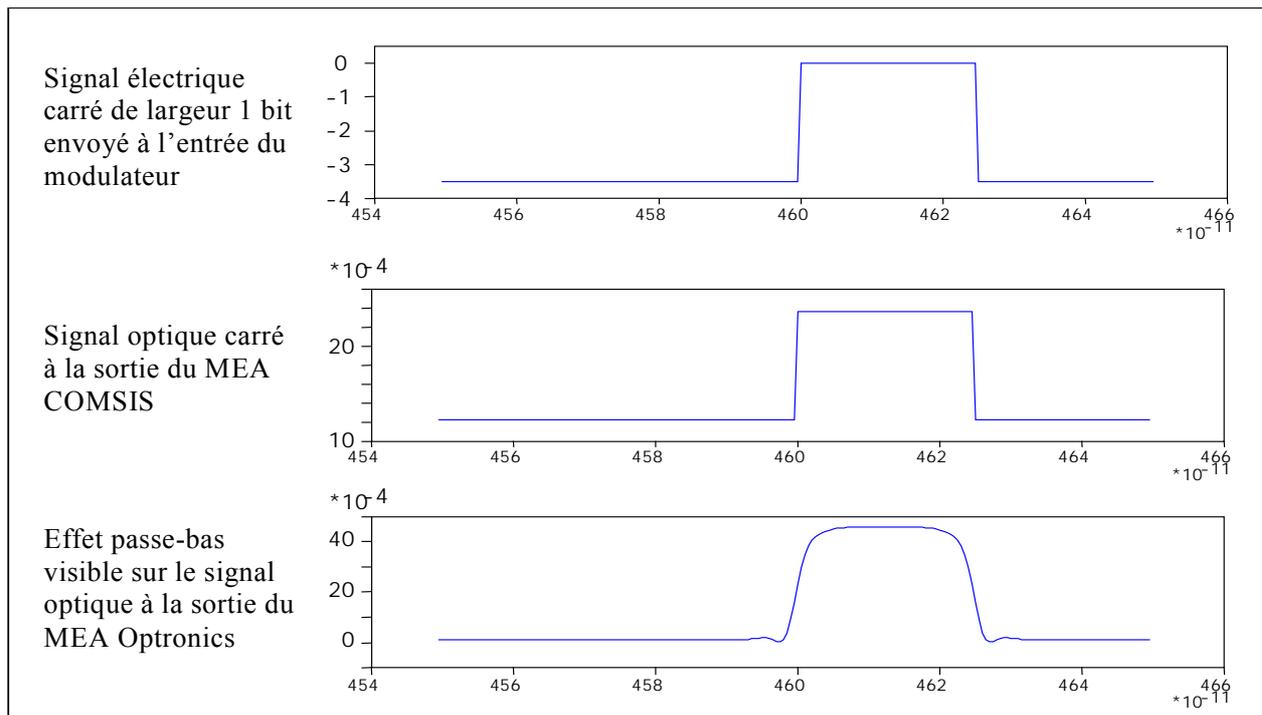


Figure IV- 13 : Comparaison des réponses des modèles du MEA à une impulsion carrée.

Le point important à noter est que le modèle Optronics tient compte de la bande passante du composant. Il n'est donc plus nécessaire d'ajouter un filtre passe-bas à son entrée électrique.

Deux remarques supplémentaires peuvent être faites à partir de cette figure :

1. Le niveau bas de la puissance optique de sortie est plus faible en utilisant le modèle du MEA fourni par Optronics. Ceci s'explique par le meilleur taux d'absorption simulé.
2. Le niveau haut de la puissance optique de sortie est plus élevé. Les pertes (entre autres de raccordement) sont plus faibles sur le modèle issu de mesures. Après une simulation plus adéquate et calculs, elles sont d'environ 9 dB contrairement aux 13 dB prévus initialement [9].

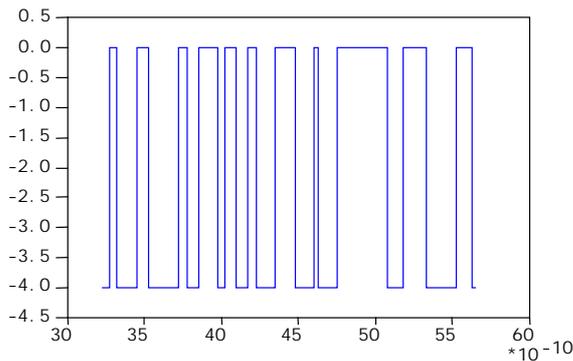
Il faut noter que certaines conditions particulières d'utilisation sont associées à ce modèle :

- Il ne s'adapte pas à tous les débits (uniquement 10 et 40 Gbits/s),
- L'intervalle de tension de modulation est limité (-3,5 V à 0 V),
- La puissance optique reçue est limitée (inférieure à 15 dBm).

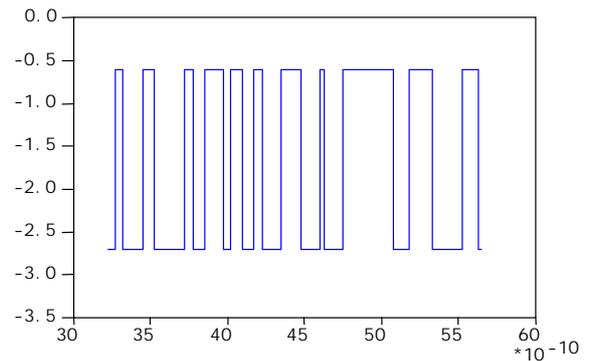
La première contrainte ne pose pas de problème pour l'étude puisque 40 Gbits/s est le débit mentionné dans ERMIONE [9]. La puissance optique en sortie de laser sera adaptée et fixée à 15 dBm (au lieu de 16 dBm initialement (cf. chap. 3 § IV 2.2.2.)). Cette configuration est provisoire car une étude sur les amplifications optiques sera menée pour pouvoir utiliser des puissances laser inférieures.

Enfin l'amplitude des modulations électriques doit être optimisée. Plusieurs simulations itératives seront réalisées pour trouver le point de fonctionnement optimum du MEA, ce qui ne correspond pas obligatoirement à la plus grande amplitude. Le principe consiste à effectuer un maximum de simulations en faisant varier le point de polarisation du MEA jusqu'à obtenir le meilleur facteur de qualité mesuré en fin de liaison. Ce dernier est atteint pour un niveau haut environ égal à $-0,6$ V et un niveau bas égal à $-2,7$ voire $-2,8$ V. Ce point optimum est fonction des éléments de la liaison, il sera donc régulièrement recherché au cours de ce travail de thèse.

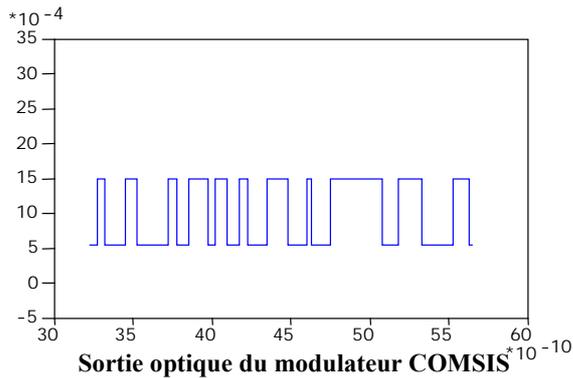
Une comparaison de ces deux modèles peut désormais être effectuée. La liaison simulée sera la liaison de référence (Figure IV- 1). La puissance émise par le laser est abaissée à 15 dBm, et la modulation électrique est adaptée à chaque modèle de MEA de telle sorte qu'elle corresponde au point de fonctionnement optimal. L'ensemble des résultats est représenté Figure IV- 14.



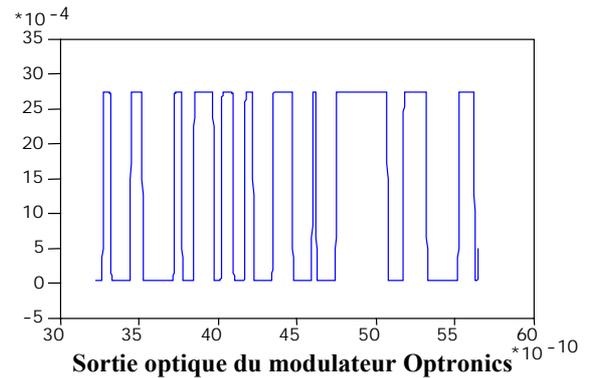
Entrée électrique du modulateur COMSIS



Entrée électrique du modulateur Optronics



Sortie optique du modulateur COMSIS



Sortie optique du modulateur Optronics

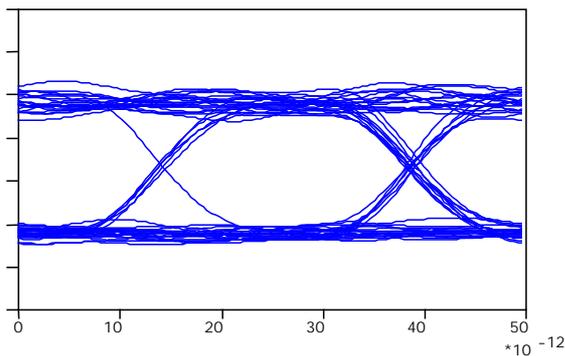


Diagramme de l'œil en sortie du filtre de réception dans la liaison contenant le modulateur COMSIS

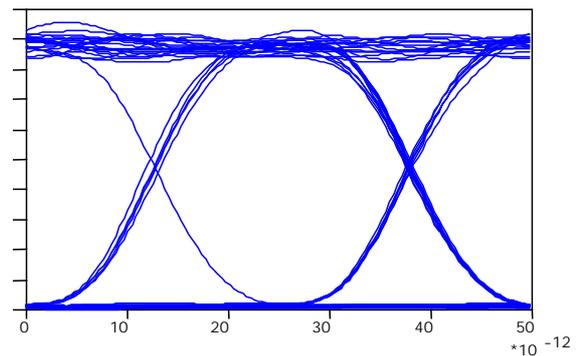


Diagramme de l'œil en sortie du filtre de réception dans la liaison contenant le modulateur Optronics

Figure IV- 14 : Allure des signaux en entrée et sortie de modulateur et diagramme de l'œil en réception selon le modulateur utilisé.

L'amplitude optique la plus importante est bien retrouvée en simulation avec le modèle du MEA développé par Alcatel Optronics (pour une amplitude de modulation électrique inférieure). Le diagramme de l'œil est plus ouvert, la décision et la remise en forme sont plus faciles à réaliser. La mesure du facteur de qualité confirme cette conclusion. En effet, le modèle développé par Alcatel Optronics permet donc de doubler les performances de la liaison de référence. Cette augmentation n'est pas toujours aussi importante, elle dépend aussi des autres

paramètres de la liaison, des autres opérateurs, de la puissance reçue par le modulateur, de la longueur de fibre,... mais elle n'est jamais négligeable.

Cette modélisation du MEA a été réalisée à partir de mesures et il faut considérer qu'elle correspond plus à la réalité que celle disponible dans la bibliothèque de COMSIS. De plus, elle apporte des résultats nettement plus réalistes et montre que le modèle interne au logiciel pénalise les performances de la liaison.

1.2. Les données électriques

Au niveau de la séquence de données électriques à 40 Gbits/s, des modifications pour rendre les données plus réalistes que dans la liaison de référence ont été apportées. Tout d'abord, le générateur de tension ne délivre pas une séquence de + 1V et -1 V. L'amplitude est plus faible. Ensuite, les créneaux à 40 Gbits/s ne sont pas aussi parfaits, mais beaucoup plus bruités. Il faut rappeler que pour le projet ERMIONE, ce débit est obtenu à partir d'un multiplexage temporel 2 x 20 Gbits/s. Enfin, le driver n'est pas un opérateur modifiant les niveaux de manière parfaite. Tous ces points de divergence vont être corrigés dans ce qui suit.

1.2.1 Correction des niveaux

Il a déjà été rapporté que pour commander le MEA de manière optimale, il est nécessaire d'adapter les niveaux de sortie des générateurs de données à l'aide d'un driver.

Il faut savoir que l'ordre de grandeur des niveaux délivrés par le générateur est d'environ 0 Volt pour le niveau bas et 0,2 Volt pour le niveau haut. Après quelques transformations des signaux, la séquence est modulée autour de -0,2 Volt et 0 Volt. Le driver devra donc convertir le niveau bas de -0,2 Volt à -3 Volts voire -4 Volts.

En ce qui concerne COMSIS, la bibliothèque n'est composée que d'un opérateur pour simuler les données. Et celui-ci délivre une séquence binaire pseudo aléatoire formée de créneaux d'amplitude ± 1 Volt. Pour simuler plus fidèlement les niveaux de la modulation électrique, la présence d'un détecteur à seuils avant le driver est nécessaire. Cette nouvelle configuration est schématisée Figure IV- 15. Les résultats de simulation sont similaires car ces blocs de remise à niveau sont parfaits et ne perturbent pas l'allure des signaux. C'est pourquoi dans un souci de clarté et de simplification seul un bloc DETECTION-SEUILS combinant les

deux actions (i.e. = simulation des niveaux réels émis par le générateur + simulation du driver) sera utilisé.

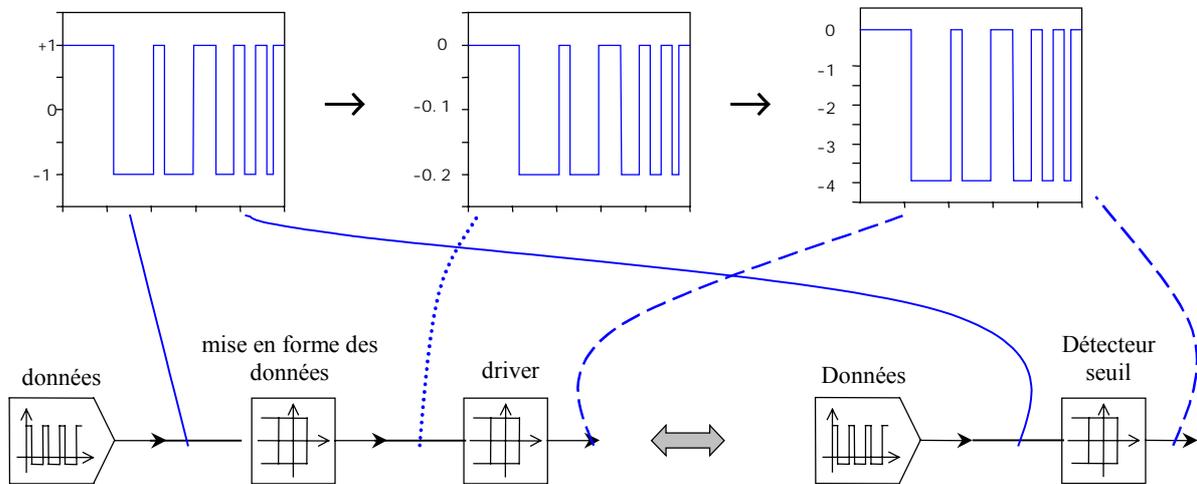


Figure IV- 15 : Simplification de la représentation des données électriques.

1.2.2 Le driver

Ce dernier paragraphe se réfère à la réponse du driver de modulateur qui ne doit pas être idéale. Pour répondre aux besoins d'optimisation du modèle, une caractérisation du driver de modulateur a été réalisée par OPTO+. L'implantation des résultats dans COMSIS a été effectuée sous forme de fichier (modèle FILTRE-FICHIER). Ce fichier permet de définir la fonction de transfert du driver.

La caractérisation du driver nous a permis d'extraire la matrice de répartition du composant. Seul le paramètre S_{21} est exploitable par COMSIS (il ne prend pas en considération les retours d'onde). Cependant, on peut considérer que cette approche est correcte car les modules des autres paramètres S (S_{11} , S_{22} et S_{12}) ne sont pas prépondérants.

La réponse fréquentielle mesurée a été tracée sur EXCEL. Le fichier de mesures a été copié dans le bloc FILTRE-FICHIER (Figure IV- 16), et la réponse fréquentielle du modèle simulé a été évaluée. La Figure IV- 17 présente une comparaison des réponses fréquentielles mesurées et simulées.

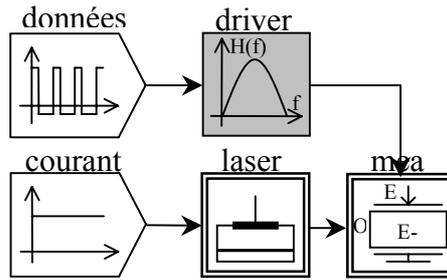


Figure IV- 16 : Insertion des mesures sur le driver dans le module Emetteur.

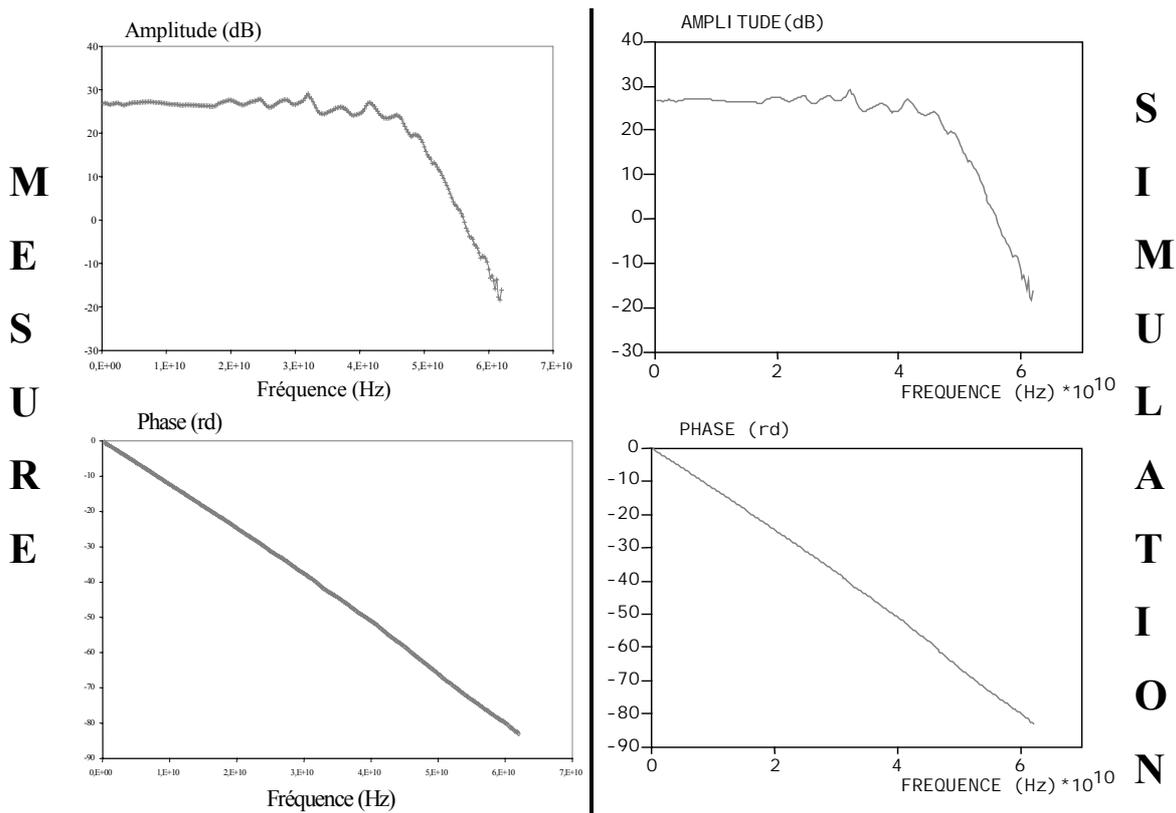


Figure IV- 17 : Réponses fréquentielles mesurée et simulée du driver de modulateur.

Le résultat de simulation est satisfaisant car proche des mesures effectuées sur le modèle de driver. Il peut donc être inséré dans la liaison à la place du bloc DETECTION-SEUILS nommé driver sur la Figure IV- 15.

Des simulations de la chaîne de référence (Figure IV- 1) sont alors réalisées, avec dans un cas un driver idéal représenté par un bloc DETECTION-SEUILS et dans l'autre un driver plus réaliste simulé avec un bloc FILTRE-FICHER utilisant les résultats de mesures. Analysons quelles perturbations l'insertion de ce nouveau driver induit sur le signal qui se propage et sur la qualité de transmission.

La Figure IV- 18 présente une comparaison des signaux en sortie du driver et en sortie du modulateur. On peut noter que les symboles ne sont plus aussi "carrés" mais déformés. C'est une information légèrement bruitée qui va être envoyée dans la fibre optique.

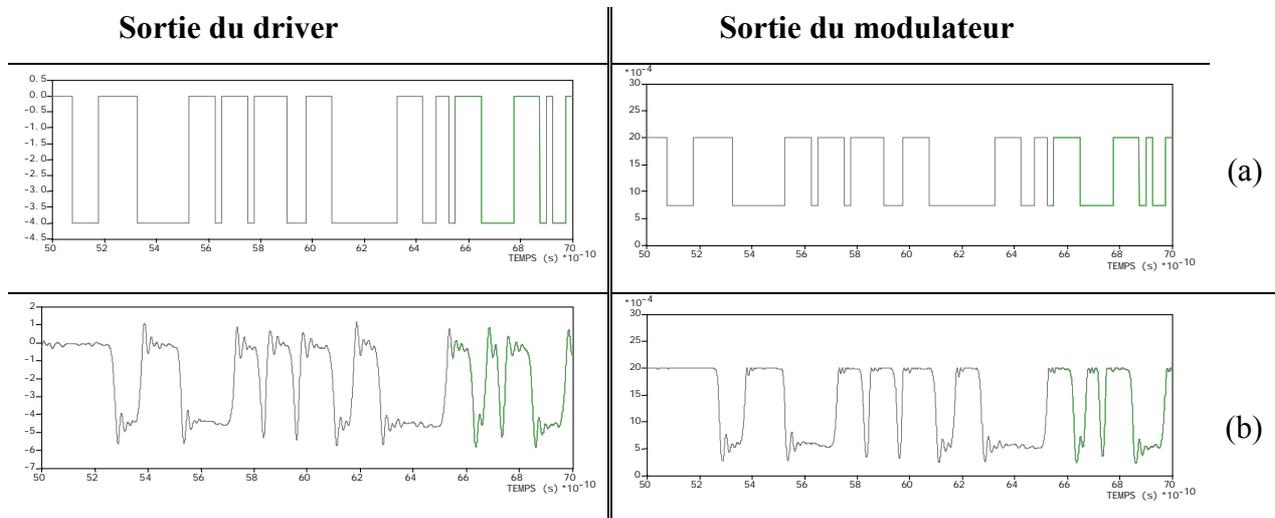


Figure IV- 18 : Allure des signaux de sortie du driver et de sortie du modulateur, avec driver idéal (a) et réel (b).

Afin de connaître l'impact des imperfections du circuit de commande du modulateur sur la qualité de transmission, le diagramme de l'œil est tracé pour les deux modèles de driver (Figure IV- 19). La mesure du facteur de qualité est relevée.

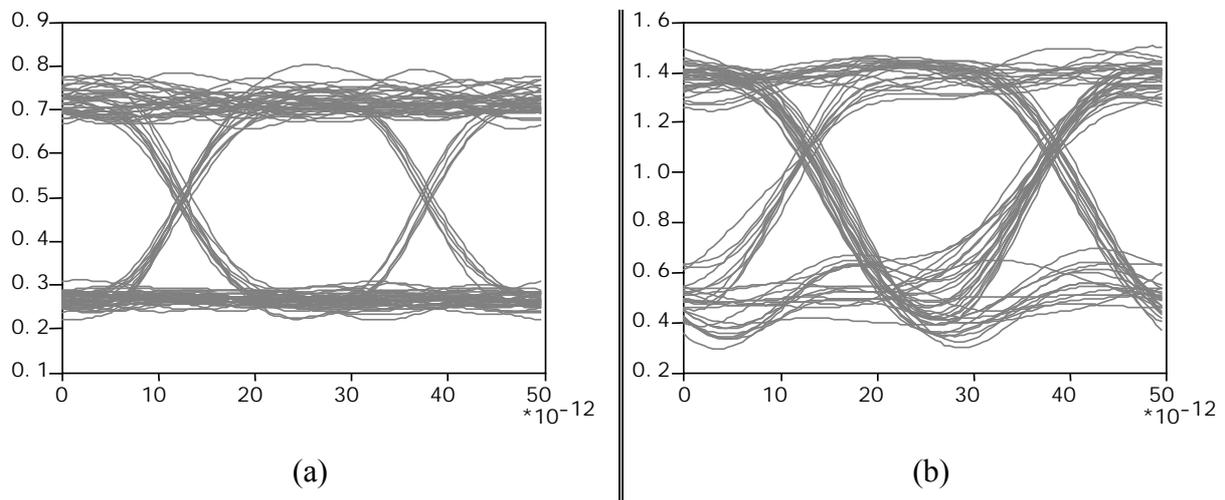


Figure IV- 19 : Diagramme de l'œil du signal transmis avec driver idéal (a) et driver réel (b).

La prise en compte des paramètres réels du driver de modulateur a un impact non négligeable sur la qualité de la transmission. Il a pu être mesuré par une baisse du facteur de qualité d'environ 30%.

Cependant, suite à des simulations plus précises, la forme des signaux en sortie du nouveau modèle de driver présente une dérive temporelle des niveaux haut et bas (Figure IV- 20).

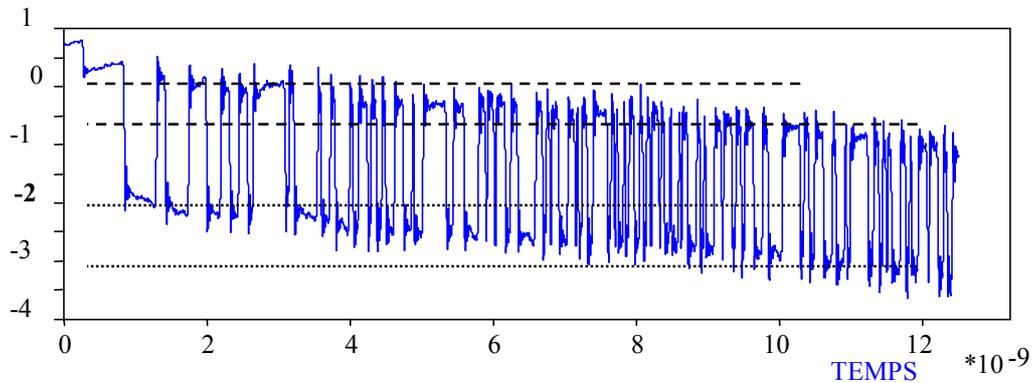


Figure IV- 20 : Dérive temporelle des signaux en sortie du modèle du driver réaliste.

Cette dérive n'est pas apparente sur les mesures.

L'analyse des données qui constituent le bloc FILTRE-FICHER a révélé que cette décroissance des niveaux provenait d'une description incomplète du driver. Le fichier fourni par OPTO+ ne contient pas les points de mesures des fréquence inférieures à 250 MHz (Figure IV- 21).

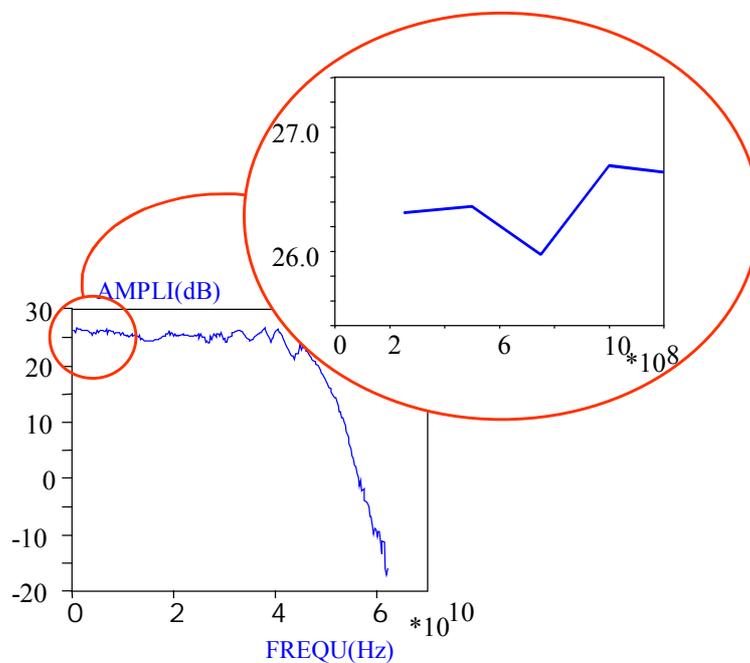


Figure IV- 21 : Réponses fréquentielles du fichier incomplet aux basses fréquences.

De nouvelles mesures ont été effectuées et sont reportées sur la Figure IV- 22.

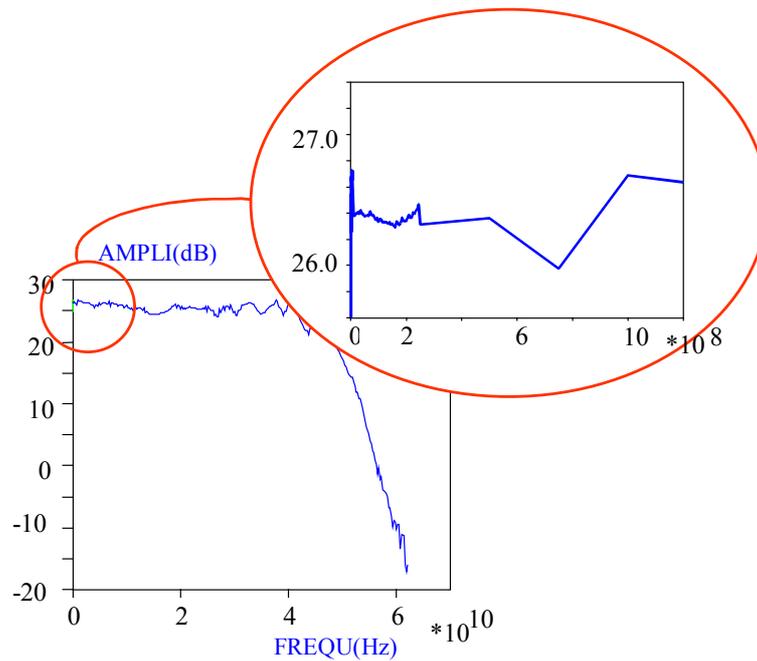


Figure IV- 22 : Réponses fréquentielles du fichier complété aux basses fréquences.

Les simulations réalisées avec ce nouveau fichier montrent que la dérive temporelle a disparu (Figure IV- 23).

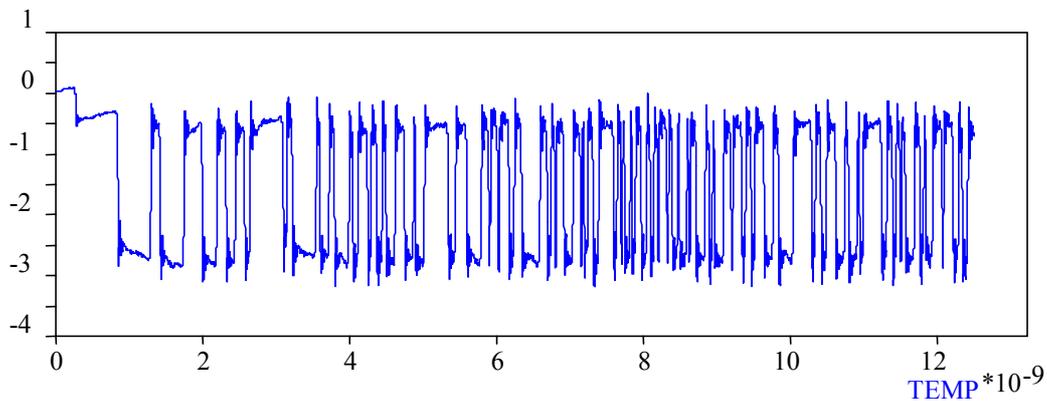


Figure IV- 23 : Forme des signaux en sortie du driver avec le fichier de mesures corrigé.

Cette correction apportée sur le fichier de mesures descriptif du driver de MEA améliore nettement la qualité de transmission et permet au facteur Q d'être amélioré d'environ 15%, par rapport à la liaison comportant le modèle de driver incomplet.

Les paramètres réels du driver de modulateur par rapport au driver idéal préalablement simulé provoque une baisse d'environ 20 % du facteur de qualité reflétant les performances de transmission de la liaison de référence.

1.2.3 Qualité de la séquence

Outre le fait que le driver de modulateur déforme les données, il est important de noter que les données pseudo aléatoires disponibles dans la bibliothèque de COMSIS sont quasi-idéales et ne reflètent pas la réalité. Les données sont issues d'un multiplexage temporel et devraient présenter du bruit.

Donc, une séquence bruitée à 40 Gbits/s va être simulée. Pour cela, un fichier de données a été décrit et intégré dans COMSIS. Cependant, ce n'est pas une séquence issue des données obtenues par le multiplexage ETDM développé pour ERMIONE. Le résultat ne sera donc pas réellement représentatif du projet, mais fournira juste une idée de l'influence que peut avoir la qualité de la séquence de données émises sur la qualité de réception.

La séquence bruitée simulée est représentée par la Figure IV- 24 :

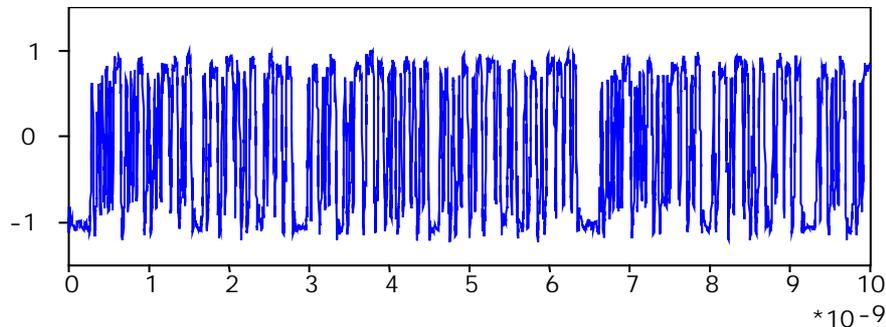


Figure IV- 24 : Séquence bruitée de données à 40 Gbits/s.

Cette séquence remplace le bloc de données SEQUENCE-BINAIRE-PSEUDOALEATOIRE et sera suivie, comme pour les chaînes précédentes, du bloc DETECTION-SEUILS. Pour conserver des signaux corrects en réception et mieux étudier l'influence des imperfections de la séquence sur la qualité de transmission, la liaison de référence sera simulée (MEA et driver du MEA de la bibliothèque de COMSIS) (Figure IV- 1). Une comparaison des signaux reçus en fonction de la qualité des données émises peut alors être effectuée à l'aide de COMSIS.

Les séquences de données sont modifiées en amplitude pour avoir un niveau haut proche de 0 et un niveau bas proche de la tension d'offset du MEA (- 4 Volts). Les 2 types de données envoyées vers l'entrée électrique du MEA sont représentés Figure IV- 25.

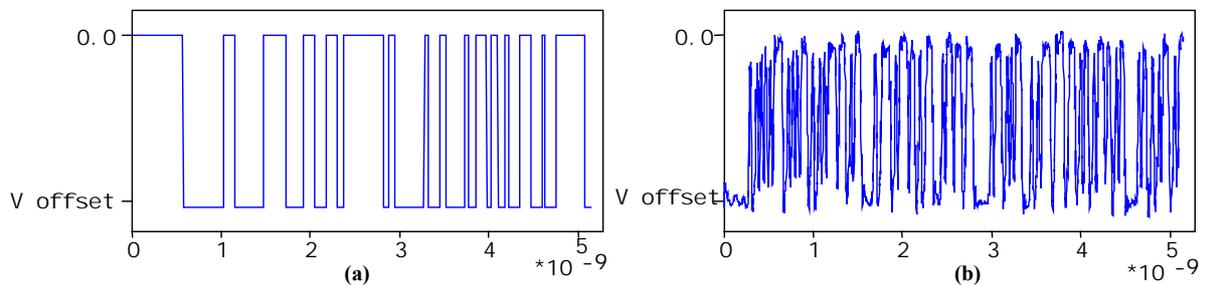


Figure IV- 25 : Signaux (a) "parfaits" et (b) bruités envoyés à l'entrée électrique du modulateur.

Le diagramme de l'œil en sortie de filtre de réception pour chacune des séquences émises est reporté sur la Figure IV- 26.

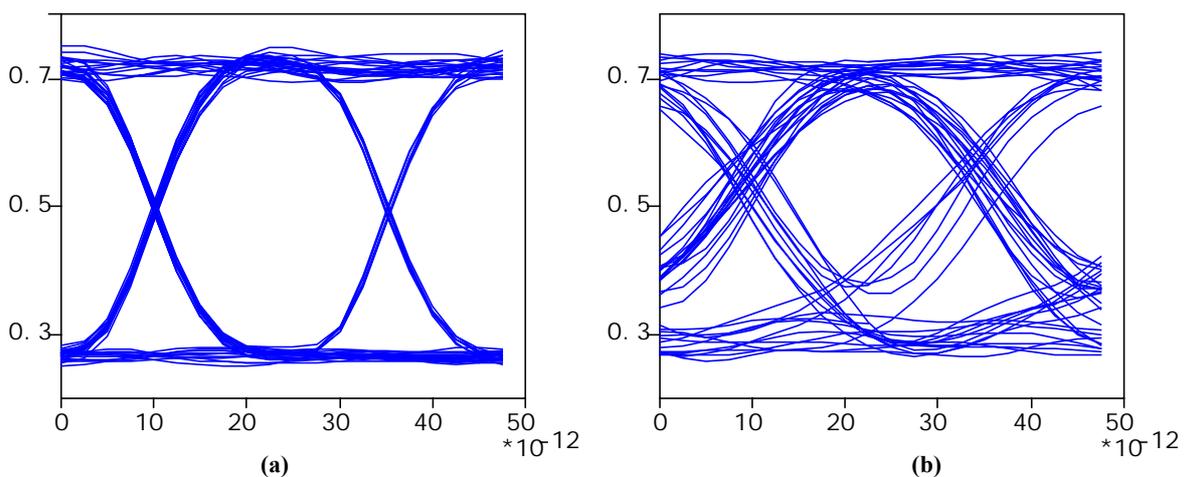


Figure IV- 26 : Diagrammes de l'œil dans le cas d'une séquence de données (a) "parfaite" et (b) bruitée.

Il apparaît nettement une détérioration du diagramme de l'œil et une importante chute du facteur de qualité (-75 %).

Mais il est bon de rappeler que cette séquence bruitée n'est pas représentative des séquences pouvant être émises par le module émetteur ERMIONE. Cette analyse avait pour seul but de montrer l'impact que peut avoir la qualité des données émises sur les performances de la liaison.

On peut donc conclure que l'insertion de données réalistes issues du multiplexage ETDM rendrait la simulation plus proche des mesures expérimentales.

Dans la suite de l'étude, la séquence 40 Gbits/s sera toujours simulée par le bloc SEQUENCE-BINAIRE-PSEUDOALEATOIRE de COMSIS.

1.3. Impact des paramètres réels du module émetteur

Dans ce paragraphe, est rappelée l'influence de chaque nouveau modèle sur la qualité de transmission. Ces modèles doivent au mieux représenter les éléments constituant le module ERMIONE. Une simulation regroupant toutes les modifications vues dans cette partie sera ensuite réalisée pour rendre compte de l'impact de l'émetteur sur les performances.

Dans la partie émetteur, deux blocs ont été modifiés et rendus plus réalistes: le circuit de commande du modulateur et le modulateur externe. La qualité des données 40 Gbits/s n'a pu être prise en compte, faute de données mesurées de la séquence émise. Ces nouveaux opérateurs ont été pris en compte un par un afin de calculer leur impact individuel sur la qualité de la liaison (Tableau IV- 1).

Schémas	Emetteur de référence	Apport d'un nouveau modèle de MEA (OPTRONICS)	Apport d'un fichier driver ERMIONE (OPTO+)
Schéma 1	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
Schéma 2	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
Schéma 3	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
Schéma 4	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>

Tableau IV- 1 : Schémas des différents émetteurs simulés.

Les modules de transmission et de réception utilisés sont ceux décrits dans la liaison de référence (Figure IV- 1). Les facteurs de qualité ont été mesurés à la sortie du filtre de réception pour chacun des schémas simulés et les résultats sont présentés sous forme d'histogramme (Figure IV- 27). Les facteurs de qualité sont normalisés par rapport à celui calculé sur la configuration de base (Q = 1).

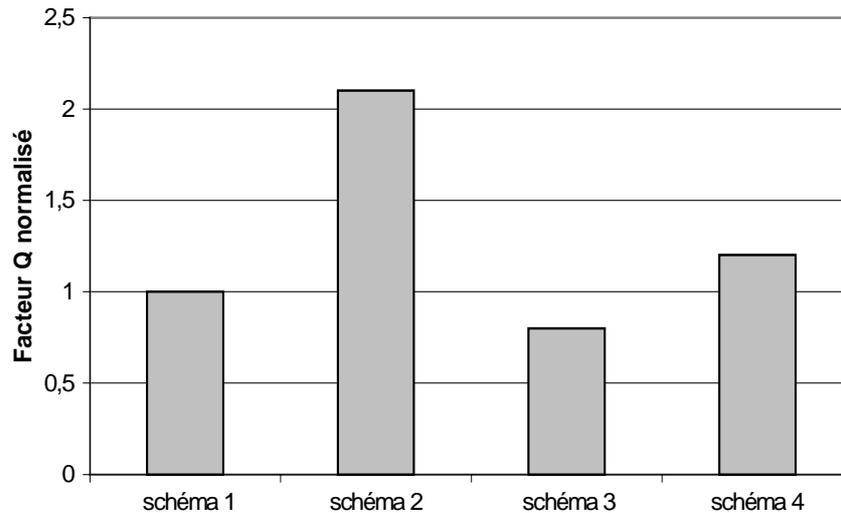


Figure IV- 27 : Facteurs de qualité mesurés sur une liaison 40 Gbits/s prenant en compte des paramètres réels de l'émetteur.

Ces résultats montrent à quel point il est important de rendre les modèles utilisés réalistes pour que la simulation soit crédible. Comme dans le cas du circuit de commande, la conséquence peut être une baisse des performances. Mais une amélioration de la modélisation peut également entraîner un accroissement du facteur de qualité (cas du modulateur). L'optimisation des modélisations peut avoir des conséquences positives ou négatives sur les performances, mais est indispensable.

Si l'on regarde dans son ensemble l'émetteur de base construit à partir des opérateurs COMSIS et l'émetteur décrivant plus justement le module ERMIONE, on découvre une amélioration de la qualité de transmission (+ 20% sur le facteur Q), principalement due à la modélisation du MEA ERMIONE par Optronics.

2. Le récepteur

Au niveau du récepteur, plusieurs opérateurs sont présentés comme idéaux sur la Figure IV- 1. C'est le cas de la photodiode PIN et de l'amplificateur électrique. Après un inventaire des paramètres à modifier, de nouveaux modèles vont être proposés.

2.1. La photodiode PIN

Le modèle de photodiode PIN disponible dans COMSIS prend en compte, outre la conversion optique – électrique, le courant d’obscurité, le bruit quantique et le bruit associé au courant d’obscurité.

Les paramètres qui peuvent être améliorés pour cet opérateur sont la bande passante considérée infinie par le modèle COMSIS, et la prise en considération du bruit thermique, principalement dû au préamplificateur de premier étage du photorécepteur. L’influence du bruit en $1/f$ associé au photorécepteur est négligeable pour les hauts débits.

2.1.1 La bande passante

Comme pour le modulateur externe, une première investigation a été menée en utilisant un filtre passe-bas pour simuler la bande passante de la photodiode (cf. § I 1.1.3.a.). Les fréquences de coupure doivent être au minimum égales, pour respecter les normes SDH, à $0,8 \times$ débit (32 GHz). Deux filtres passe-bas de Bessel d’ordre 3, respectivement de fréquences de coupure 32 GHz et 40 GHz (bande passante souhaitée par les équipementiers), vont être insérés dans la liaison après la photodiode. Les gabarits de ces filtres ont été présentés Figure IV- 8. Le schéma simulé pour tenir compte de la bande passante non infinie de la photodiode est reporté sur la Figure IV- 28 :

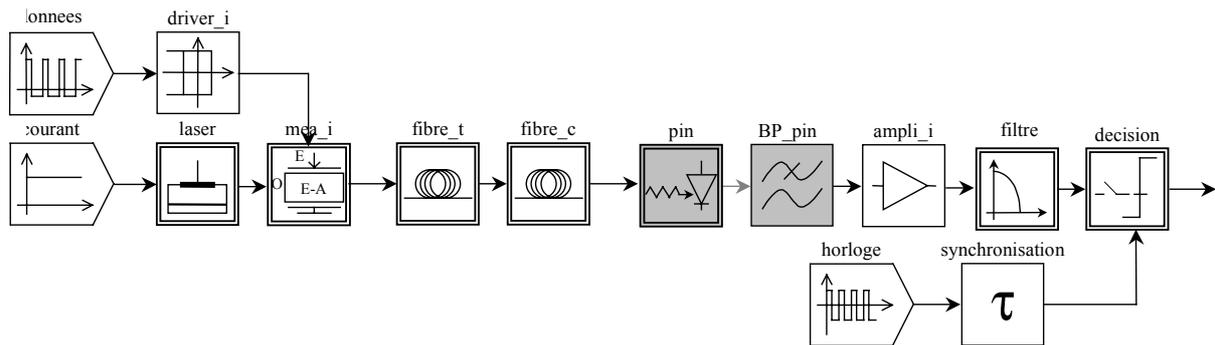


Figure IV- 28 : Liaison simulée prenant en compte la bande passante de la photodiode.

La Figure IV- 29 présente l'allure des signaux en sortie de la photodiode avec bande passante et le diagramme de l'œil du signal en sortie du système.

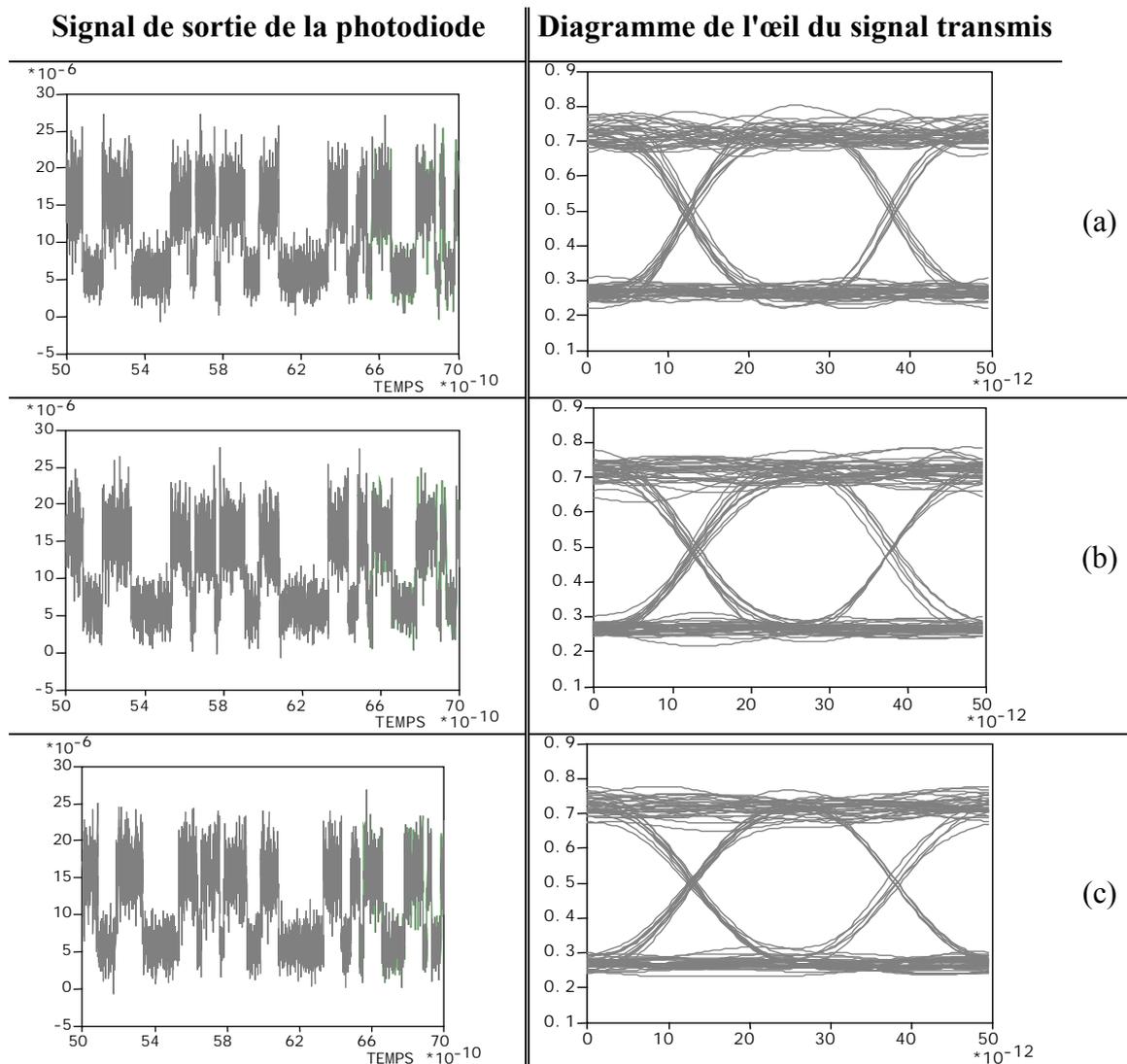


Figure IV- 29 : Signal de sortie de la photodiode et diagramme de l'œil transmis pour une photodiode de bande passante infinie (a), de 40 GHz (b) et de 32 GHz (c).

La prise en compte de la bande passante de la photodiode influe légèrement sur la qualité de transmission de la liaison. De plus, la différence entre une photodiode de bande passante 40 GHz et une photodiode de bande passante 32 GHz est faible.

La mesure du facteur de qualité révèle une amélioration de la transmission.

Ceci s'explique par le fait que le signal photodéecté, qui a accumulé divers bruits parasites hautes fréquences à ce stade de propagation, se retrouve filtré par cette bande passante. C'est donc un signal moins bruité qui passe dans l'amplificateur électrique.

Cette amélioration des performances a été estimée avec le calcul du facteur Q à presque 10 %.

2.1.2 Le bruit thermique

Le bruit thermique d'un photorécepteur peut dégrader la qualité du signal transmis. Celui-ci provient des circuits de polarisation du photorécepteur et principalement du préamplificateur qui lui est associé. Sa valeur, dont l'expression est proportionnelle à $\frac{4kT}{R}$ (cf. chapitre 2 § III. 1.3.), peut être calculée en évaluant la résistance du schéma équivalent de ces circuits. Pour un débit de 40 Gbits/s, cette résistance R vaut typiquement 50 à 70 Ω , ce qui signifie un courant de bruit de densité spectrale 35 pA/Hz^{1/2} (données Opto +).

Est présent dans la bibliothèque de COMSIS un opérateur nommé BRUIT-COURANT (Figure IV- 30) que nous utiliserons pour simuler ce bruit thermique.

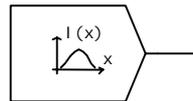


Figure IV- 30 : Modèle de simulation du courant de bruit.

Ce bloc délivre un courant de bruit gaussien et centré autour de zéro. Ce signal est composé d'une suite de nombres pouvant être considérés comme des réalisations indépendantes d'une variable aléatoire continue, suivant une loi gaussienne de moyenne μ et d'écart-type σ . La modélisation de ce bloc est telle que le courant de bruit est centré autour de zéro donc la moyenne de bruit généré est nulle. Quant à l'écart-type, il est défini grâce au paramètre densité spectrale de courant dont il dépend et qui peut être fixé.

Ce bruit sera ajouté au signal délivré par la photodiode PIN de la bibliothèque COMSIS, comme le montre le schéma de la liaison représenté Figure IV- 31.

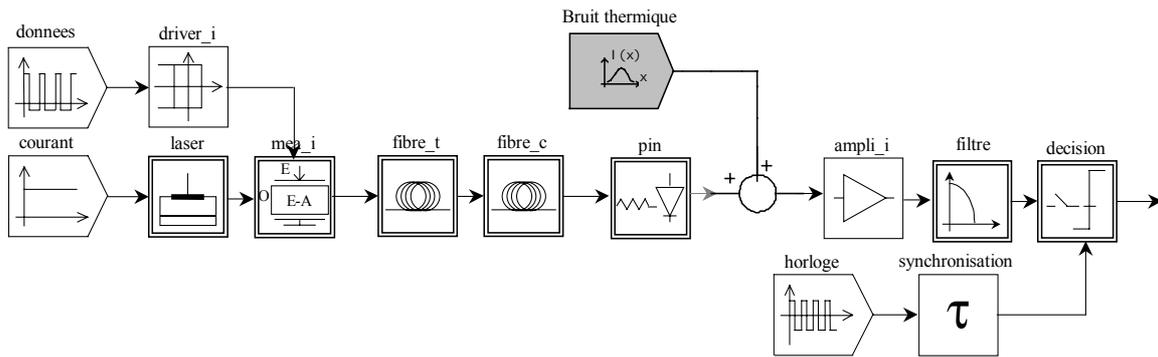


Figure IV- 31 : Schéma simulé prenant en compte le bruit thermique du photorécepteur.

Tous les paramètres de cette liaison sont ceux de la configuration de référence décrite dans le chapitre 3. Le bruit thermique est simulé par un bruit en courant de densité spectrale égale à $35 \text{ pA/Hz}^{1/2}$. Le signal obtenu émis par le bloc BRUIT-COURANT est représenté Figure IV- 32. L'amplitude de ce bruit est d'environ $150 \mu\text{A}$.

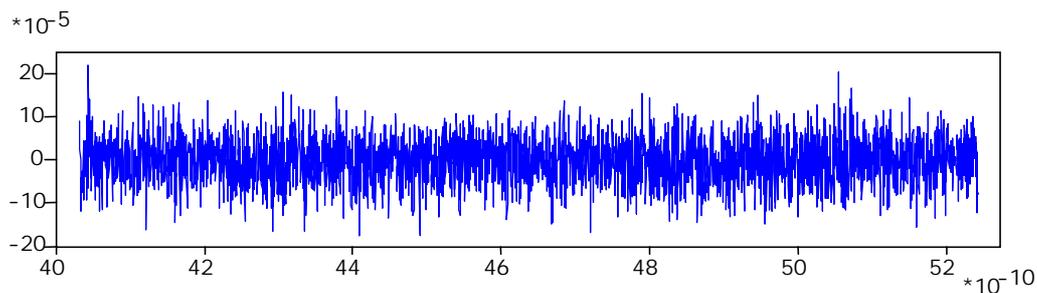


Figure IV- 32 : Signal représentant le bruit thermique du photorécepteur simulé.

Ce signal est donc un bruit supplémentaire s'ajoutant au courant déjà bruité (Figure IV- 33) émis par la photodiode PIN de la bibliothèque de COMSIS.

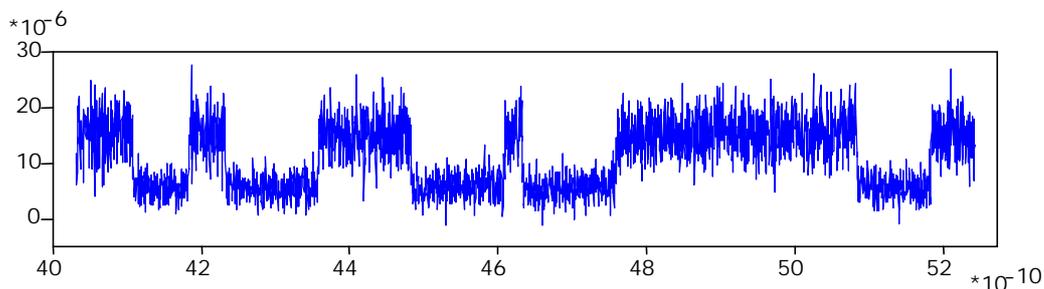


Figure IV- 33 : Signal représentant le courant émis par la photodiode PIN modélisée par COMSIS.

La somme de ces deux signaux (Figure IV- 32 et Figure IV- 33), correspondant à une réponse proche du courant émis par le photorécepteur ERMIONE, est reportée Figure IV- 34.

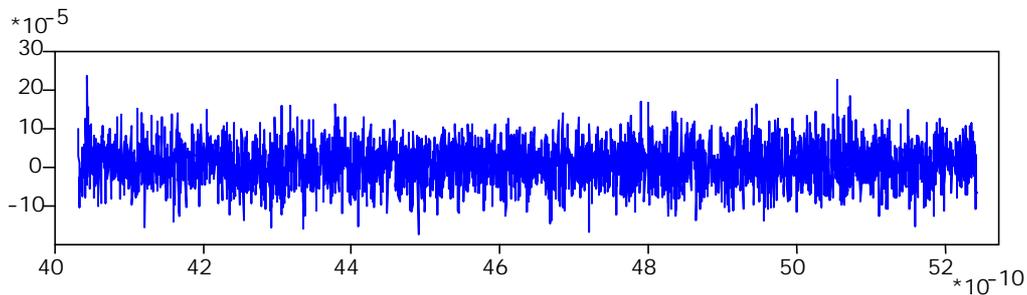


Figure IV- 34 : Signal représentant le courant et le bruit émis par le photorécepteur ERMIONE

Le signal porteur de l'information à transmettre est complètement noyé dans le bruit. Il est impossible d'avoir une réception correcte, ce qui explique l'allure du diagramme de l'œil présenté sur la Figure IV- 35. Lorsque l'on regarde les ordres de grandeur du photocourant et du bruit thermique, il paraît évident que la transmission ne peut se faire correctement. Puisque le bruit thermique est dû au fonctionnement et à l'alimentation du photorécepteur, qu'il ne peut s'éviter mais qu'il est indépendant du signal reçu, la solution serait d'augmenter les valeurs du courant émis par la photodiode. Comme ce dernier augmente avec la puissance optique reçue, il semble nécessaire d'amplifier le signal optique à l'entrée de la photodiode. Après mesure, la puissance optique moyenne en entrée de la photodiode dans la liaison de référence a été estimée environ à -19 dBm.

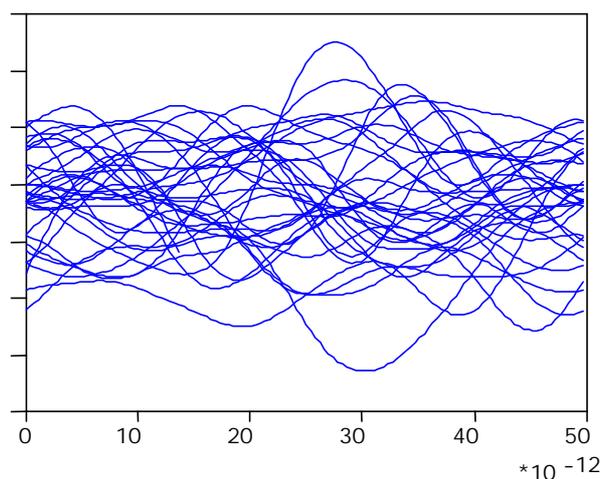


Figure IV- 35 : Diagramme de l'œil en sortie de filtre de réception dans le cas où le bruit thermique du photorécepteur est pris en compte dans la liaison de référence.

Pour palier l'impact du bruit sur la détection, un amplificateur optique idéal (bloc ATTENUATEUR-OPTIQUE) a été inséré dans la liaison avant la photodiode PIN. Ce bloc permet d'observer le rôle et l'impact du bruit thermique sur la qualité de transmission, en fonction de la puissance optique reçue. Cet opérateur (Figure IV- 36) permet d'amplifier ou d'atténuer un signal optique sans perturber le signal, en conservant le même rapport signal sur bruit.

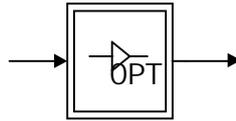


Figure IV- 36 : Modèle de simulation d'un atténuateur ou amplificateur optique idéal.

En conservant un signal de qualité identique (rapport signal sur bruit identique), en entrée de la photodiode, mais de puissance moyenne différente, l'influence du bruit thermique sur les performances de la liaison est analysée en calculant le facteur de qualité en sortie de filtre de réception. Des simulations ont été réalisées pour plusieurs valeurs de puissances optiques et sur 2 types de liaison, selon que le bruit thermique du photorécepteur soit pris en compte ou non. L'ensemble des résultats est résumé dans le Tableau IV- 2. Le paramètre à fixer dans l'opérateur ATTENUATEUR-OPTIQUE est un coefficient d'atténuation, d'où les valeurs négatives présentes dans la première colonne du tableau de résultats pour simuler un amplificateur optique. Les résultats sont également reportés sous forme de courbes. La Figure IV- 37 montre l'impact du bruit thermique sur les facteurs de qualité mesurés et la Figure IV- 38 l'impact sur les taux d'erreurs calculés à partir du facteur Q selon la formule vue dans le chapitre 3 (Equation 8).

Atténuation optique (dB)	Puissance moyenne reçue (dBm)	Facteur Q d'une liaison sans bruit thermique	Facteur Q d'une liaison avec bruit thermique
0	-18,9	9,8	1,3
-1	-17,9	10,6	1,3
-2	-16,9	11,4	1,4
-3	-15,9	12,2	1,4
-4	-14,9	12,9	1,5
-5	-13,9	13,6	1,7
-6	-12,9	14,2	2,1
-7	-11,9	14,7	2,7
-8	-10,9	15,1	3,3
-9	-9,9	15,5	4,0
-10	-8,9	15,8	4,9
-11	-7,9	16	6,0
-12	-6,9	16,2	7,3
-13	-5,9	16,4	8,6
-14	-4,9	16,5	10,0
-15	-3,9	16,5	11,4
-16	-2,9	16,6	12,6
-17	-1,9	16,6	13,7
-18	-0,9	16,6	14,5
-19	+0,1	16,7	15,1
-20	+1,1	16,7	15,9

Tableau IV- 2 : Résultats des facteurs de qualité en fonction de la puissance optique reçue par la photodiode pour une liaison simulée avec ou sans le bruit thermique du photorécepteur.

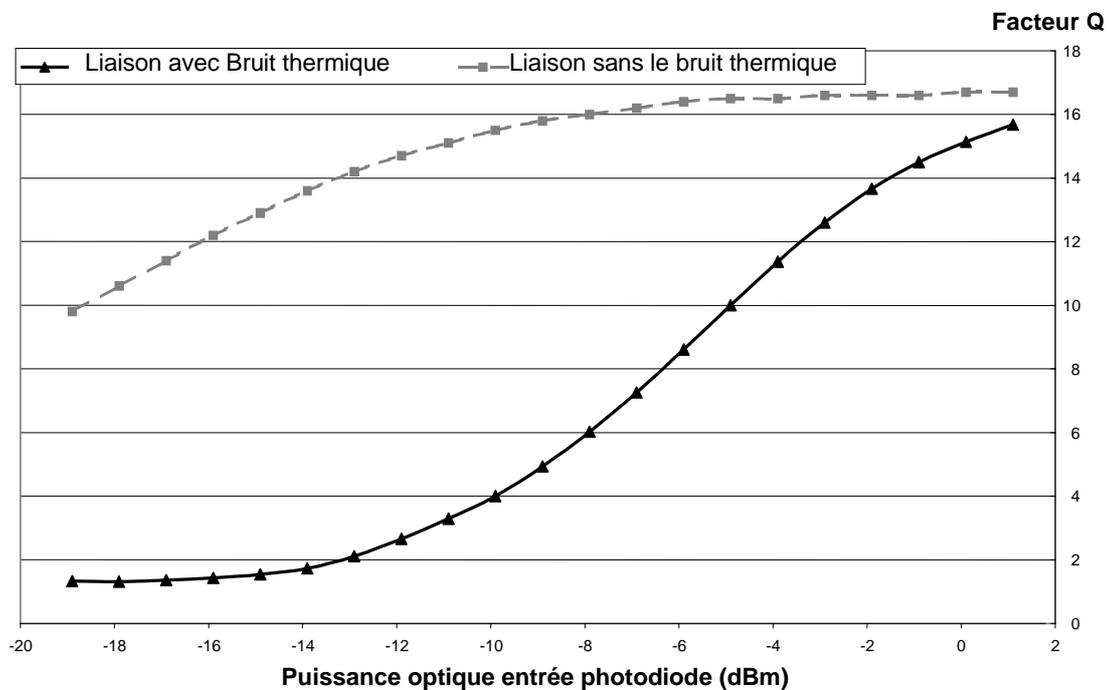


Figure IV- 37 : Courbes des facteurs de qualité en fonction de la puissance optique reçue par la photodiode pour une liaison simulée avec ou sans le bruit thermique du photorécepteur.

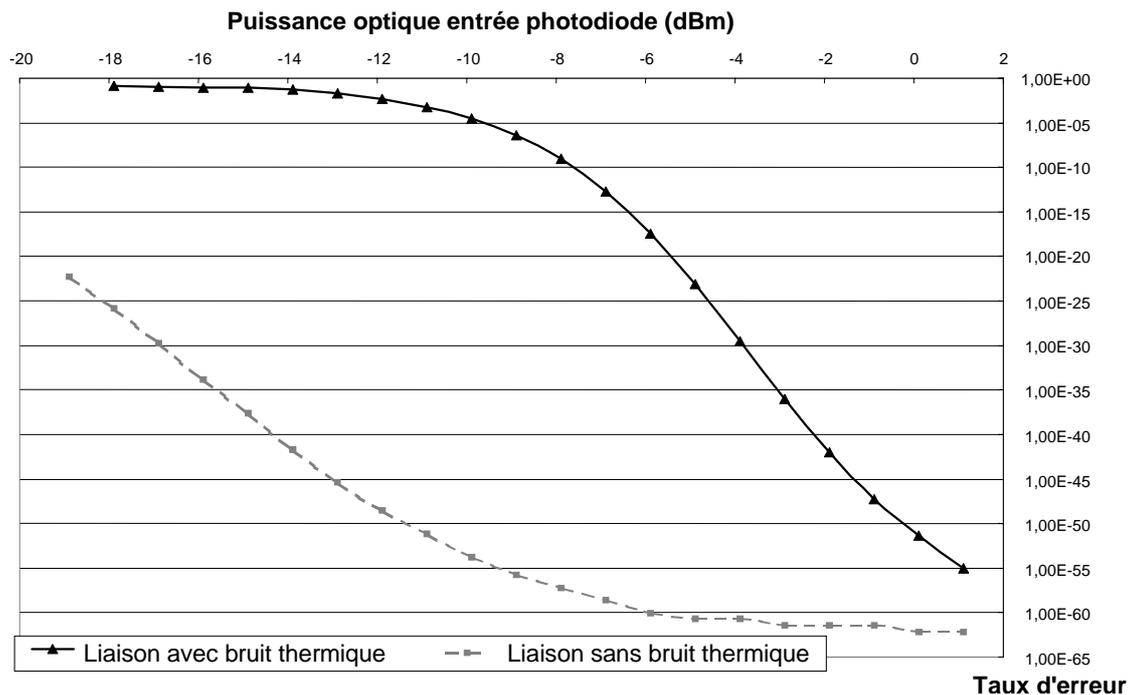


Figure IV- 38 : Courbes des TEB en fonction de la puissance optique reçue par la photodiode pour une liaison simulée avec ou sans le bruit thermique du photorécepteur.

L'ensemble de ces résultats montre que l'influence du bruit thermique du photorécepteur sur la qualité de réception est importante, mais variable selon le niveau de puissance du signal reçu par la photodiode. Ce signal parasite peut entraîner une baisse de quelques pour cents du facteur de qualité pour une puissance optique en entrée de la photodiode autour des 0 dBm comme elle peut provoquer un effondrement de ce facteur (jusqu'à - 90%) en cas de petits signaux reçus. Il est donc difficile de mesurer cet impact de manière générale sur les performances d'une liaison. Seule une puissance optique reçue suffisamment forte peut rendre négligeable son effet.

A titre de comparaison avec la Figure IV- 34, et pour montrer comment s'affranchir des effets du bruit thermique du photorécepteur, les signaux en sortie de la photodiode avant et après ajout du bruit thermique sont reportés sur la Figure IV- 39. Les simulations ont été effectuées avec une puissance optique amplifiée de 20 dB avant la PIN (dernière configuration du Tableau IV- 2).

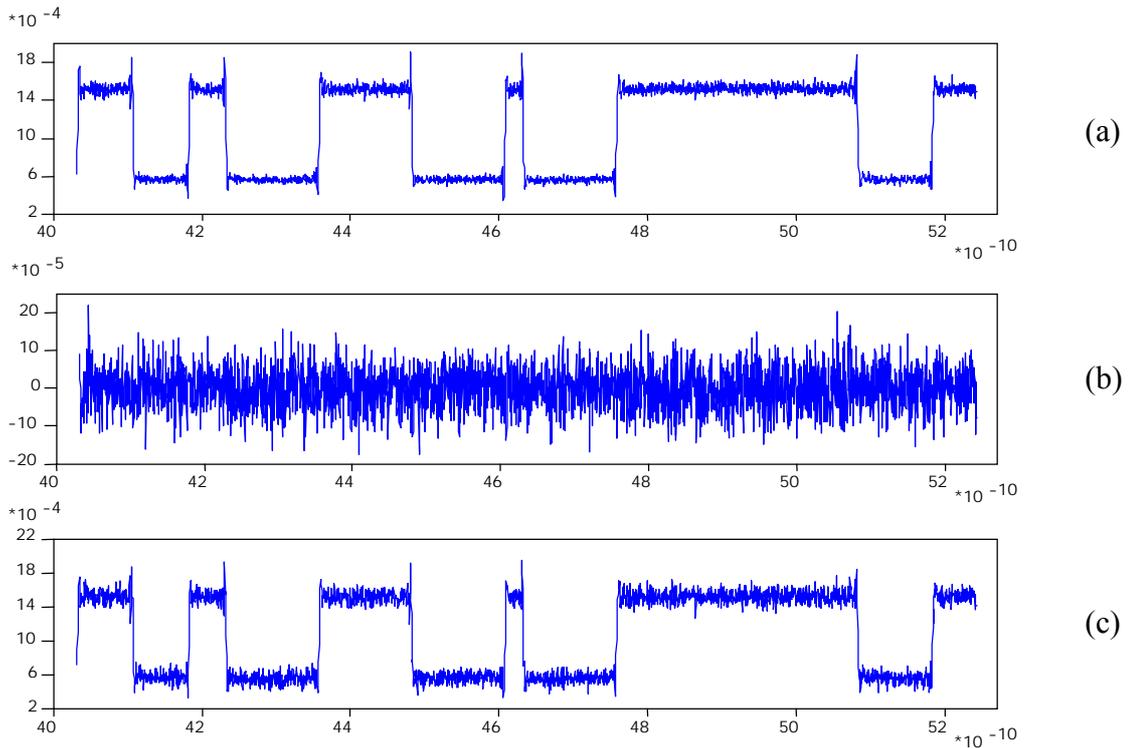


Figure IV- 39 : Allures des signaux en sortie de la photodiode PIN COMSIS (a), du bruit thermique (b) et de la somme de ces signaux (c).

L'amplitude de bruit thermique n'a pas été modifiée, mais maintenant, le signal porteur de l'information est prépondérant sur cette valeur. L'information n'est donc pas noyée dans le bruit et les performances de la liaison sont correctes. Le diagramme de l'œil en sortie de filtre de réception (Figure IV- 40) montre bien que les deux niveaux sont beaucoup plus facilement détectables (par comparaison avec Figure IV- 35).

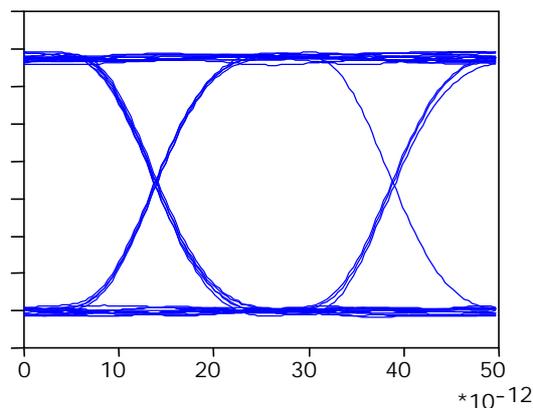


Figure IV- 40 : Diagramme de l'œil calculé en sortie de filtre de réception de la liaison de référence ; puissance optique à l'entrée de la photodiode amplifiée de 20 dB ; bruit thermique du photorécepteur pris en compte.

Il est donc indispensable de maintenir une puissance optique suffisamment forte à l'entrée de la photodiode. Pour ce faire, une solution consiste à utiliser si nécessaire un amplificateur optique en guise de préamplificateur. Dans ces conditions, l'influence du bruit thermique sur le facteur de qualité est inférieure à 10%.

Néanmoins, ces simulations ont été effectuées avec une prise en compte de bruit thermique non filtré et donc de bande passante infinie. Il peut paraître probable qu'une rectification à cela atténuerait l'impact du bruit thermique sur la qualité de transmission du système.

De plus, une étude ultérieure consistera à rendre les paramètres de l'amplificateur optique utilisé plus réaliste ou à changer la configuration de la ligne pour obtenir une puissance optique en réception adéquate.

2.2. L'amplificateur électrique

L'amplification électrique, simulée par le bloc **GAIN** disponible dans la bibliothèque de COMSIS, est parfaite, sans prise en compte de la bande passante du composant. Il apparaît indispensable de tenir compte de la fréquence de coupure de ce composant et d'un ajout de bruit. L'expression de ce bruit comporte notamment deux termes de nature différente :

- Un terme de bruit blanc :

$$2 \cdot q \cdot I_p \quad \text{Équation 2}$$

- Un terme de bruit proportionnel au carré de la fréquence :

$$A \cdot \left(\frac{C^2 \omega^2}{g_m} \right) \quad \text{Équation 3}$$

Avec A : Constante dépendant de Γ , de la constante de Planck et de la température

Γ : Paramètre de bruit équivalent

$$C = \sum C_{\text{diode}} + C_{\text{entrée}} + C_{\text{parasite}}$$

g_m : Transconductance du transistor du premier étage du préamplificateur

Comme pour le circuit de commande du modulateur (cf. § I 1.2.2), une caractérisation de l'amplificateur électrique a été réalisée par OPTO+. Ces mesures sont intégrées dans la simulation grâce à l'insertion d'un bloc FILTRE-FICHER, dans lequel sont décrites les amplitudes et phases du module en fonction de la fréquence.

La Figure IV- 41 compare les réponses fréquentielles issues des mesures de celles issues de la simulation du modèle sous COMSIS.

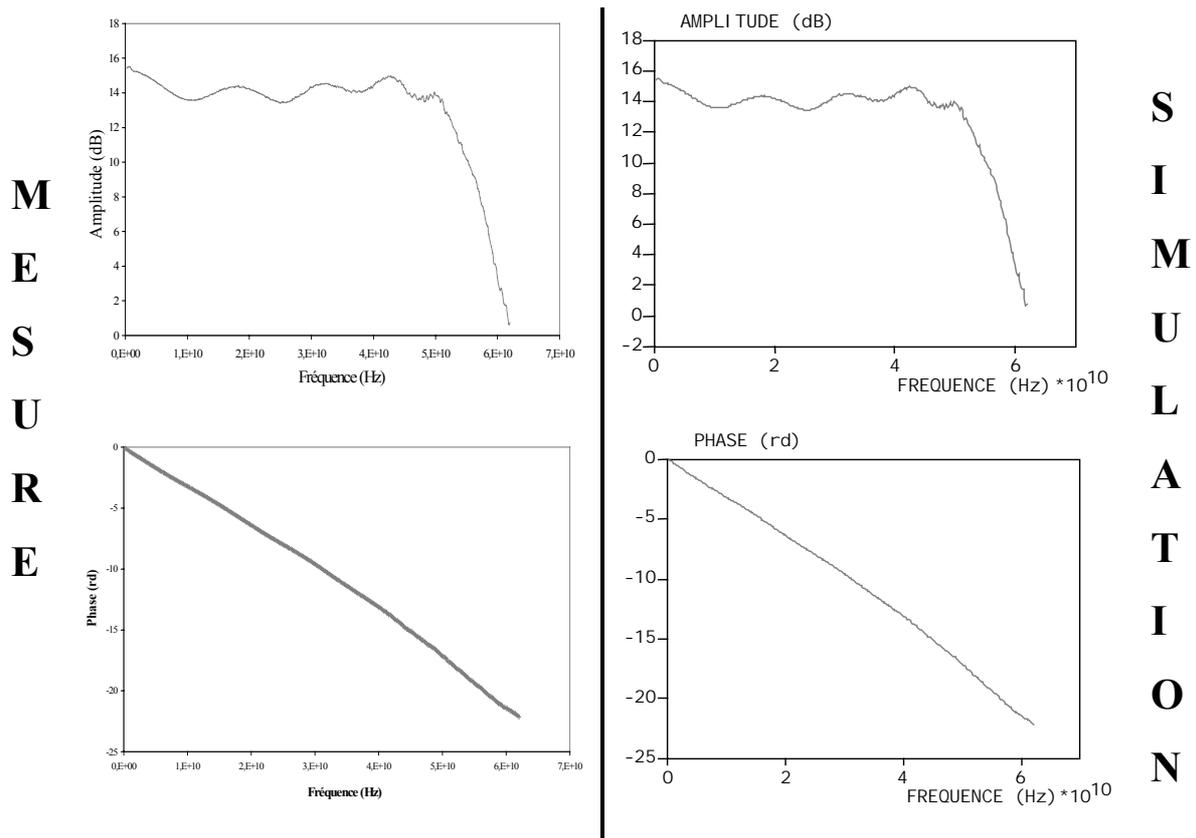


Figure IV- 41 : Réponses fréquentielles mesurées et simulées de l'amplificateur électrique.

La réponse fréquentielle simulée avec COMSIS correspond parfaitement à la réponse fréquentielle mesurée.

Ce nouveau bloc peut donc être inséré dans la chaîne optique. L'opérateur de GAIN sera tout de même maintenu dans la liaison pour normaliser le signal en sortie de filtre et faciliter les comparaisons de résultats. Ceci est possible car il n'apporte aucune détérioration du signal et aucune modification des performances.

La Figure IV- 42 montre le schéma de simulation, qui nous permettra de mesurer l'impact de cette nouvelle modélisation de l'amplification électrique.

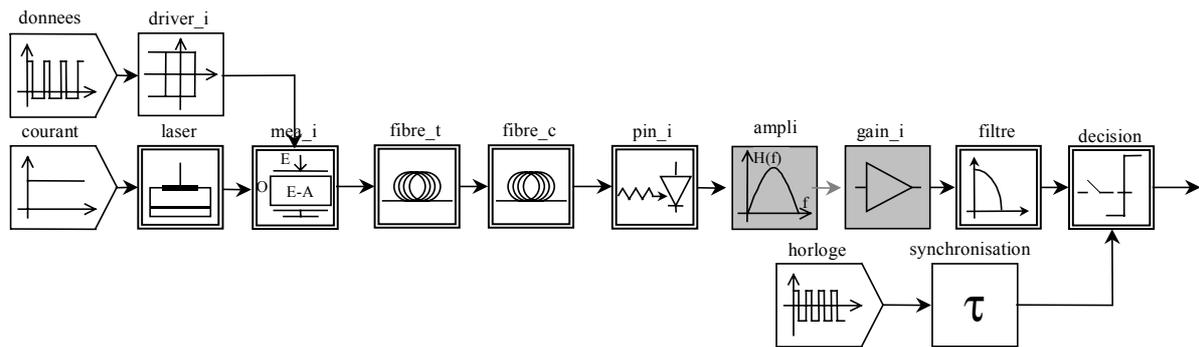


Figure IV- 42 : Schéma simulé pour prendre en compte l'amplificateur électrique.

La Figure IV- 43 représente les signaux en sortie de l'amplificateur avec et sans prise en compte de la bande passante. Les diagrammes de l'œil associés à ces simulations sont également présentés.

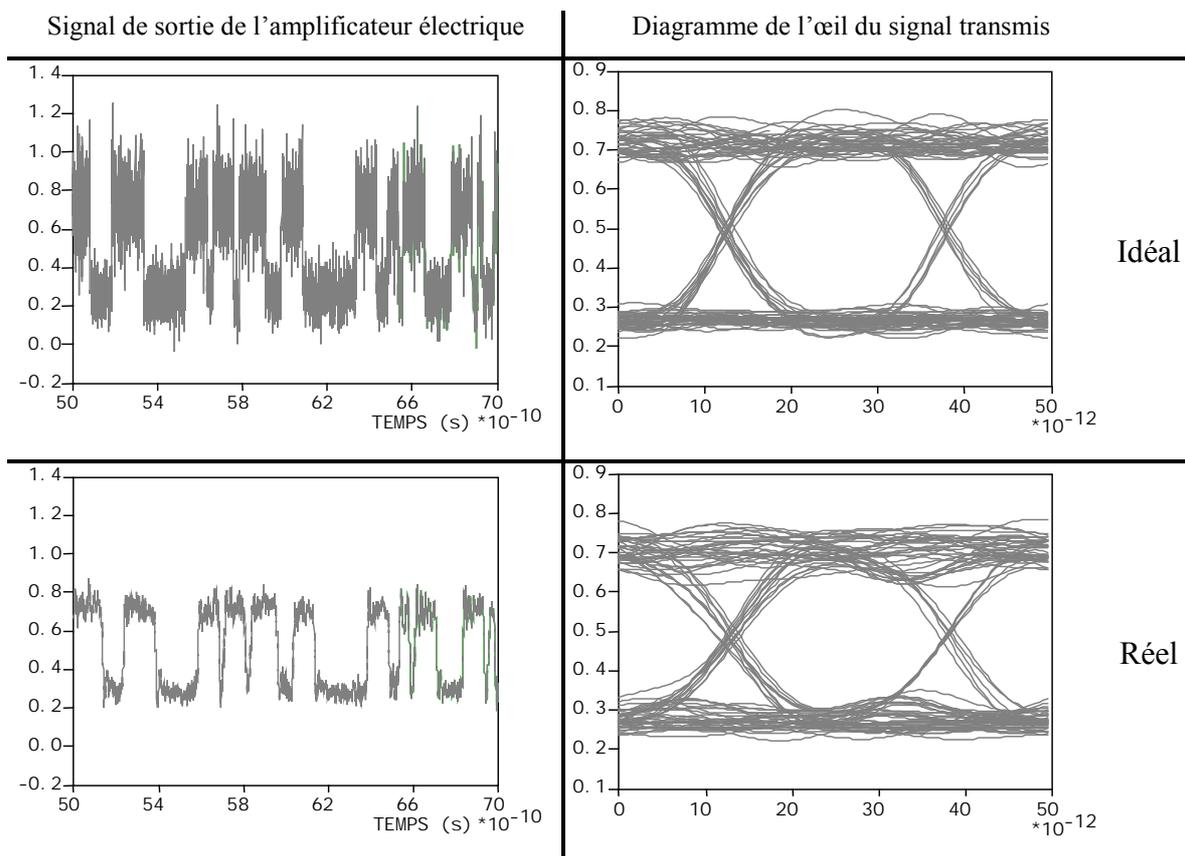


Figure IV- 43 : Signal de sortie de l'amplificateur électrique et diagramme de l'œil du signal transmis avec un amplificateur idéal et un amplificateur réel.

La quantité de bruit est nettement supérieure dans le cas d'une amplification électrique idéale. En effet, la bande passante allouée à l'amplificateur électrique a pour conséquence, entre autres, de filtrer certaines harmoniques de bruit en diminuant sa valeur moyenne. Cependant, sa mise en place a également pour impact de réduire la qualité du signal ; constatation faite en observant les diagrammes de l'œil en sortie de filtre.

La modélisation réaliste de l'amplification électrique entraîne une diminution de 18 % du facteur Q par rapport à la liaison de référence.

2.3. Impact des paramètres réels du module récepteur

Cette partie a pour but de synthétiser toutes les améliorations effectuées sur les modèles du module de réception. Dans un premier temps, chaque modification apportée sur les éléments du récepteur sera considérée séparément, puis l'ensemble de ces modifications sera simulé globalement. Les améliorations concernent la prise en compte de la bande passante de la photodiode et une nouvelle modélisation de l'amplificateur électrique suite à sa caractérisation expérimentale. Une bande passante pour la photodiode égale à 32 GHz sera simulée, car la différence entre 32 et 40 GHz est minime. L'ajout du bruit thermique ne sera pas traité ici car son influence est trop variable selon les conditions de puissance en réception, et presque négligeable en utilisant une amplification du signal optique reçu.

Les différentes configurations sont résumées dans le Tableau IV- 3.

Schémas	Récepteur de référence	Bande passante de la photodiode PIN	Apport d'un fichier amplificateur électrique ERMIONE (OPTO+)
Schéma 1	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
Schéma 5	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
Schéma 6	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
Schéma 7	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>

Tableau IV- 3 : Schémas des différents récepteurs simulés.

L'émetteur et le support de transmission de la liaison de référence (Figure IV- 1) sont utilisés dans cette simulation. Les facteurs de qualité ont été mesurés à la sortie du filtre de réception pour chacun des schémas simulés et les résultats sont présentés sous forme d'histogramme (Figure IV- 44). Les facteurs de qualité sont normalisés par rapport à celui calculé sur la configuration de référence ($Q = 1$).

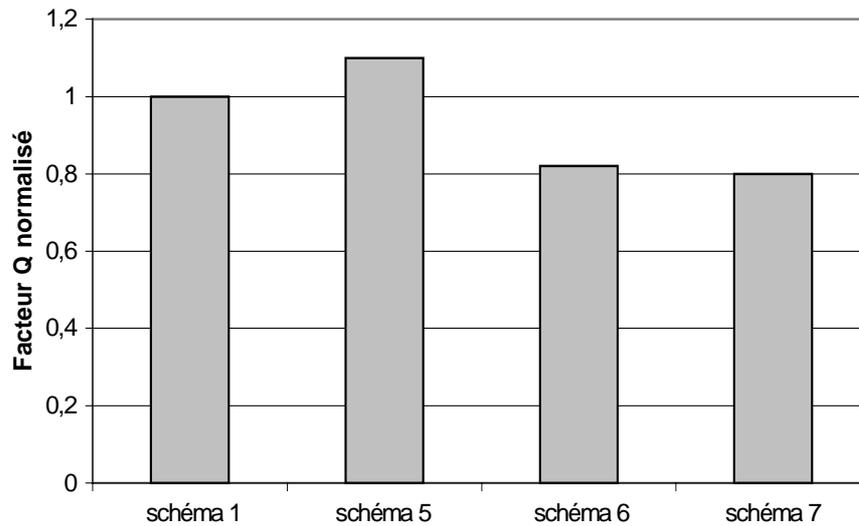


Figure IV- 44 : Facteurs de qualité mesurés sur une liaison 40 Gbits/s prenant en compte des paramètres réels du récepteur.

Si l'on regarde dans son ensemble le récepteur de base construit à partir des opérateurs COMSIS et le récepteur décrivant le module ERMIONE, on découvre une dégradation de la qualité de transmission, qui se traduit par une baisse de 20 % du facteur de qualité, principalement due à la prise en compte de l'imperfection de l'amplification électrique.

Il apparaît également que l'influence de la considération de la bande passante de la photodiode PIN reste négligeable en présence des autres modifications (baisse de 2 % du facteur Q). Cela s'explique par la prise en compte de la bande passante de l'amplificateur et la présence du filtre de réception, éliminant déjà les harmoniques de bruit. Ainsi, dans un souci de clarté et de simplification du schéma, la bande passante de la photodiode ne sera plus simulée par la suite.

3. Impact de l'ensemble des paramètres des modules ERMIONE

Cette dernière partie présente la liaison complète tenant compte de toutes les modifications récapitulées dans les Tableau IV- 1 et Tableau IV- 3. Les parties émetteur et récepteur de la liaison simulée sont désormais proches des modules conçus avec le projet ERMIONE. Une amélioration du modèle modulateur externe, ainsi qu'une description plus réaliste de son circuit de commande, ont été apportées par rapport à la liaison de référence. La puissance émise par le laser sera ensuite adaptée en utilisant des amplificateurs optiques. Au niveau du récepteur, l'amplificateur électrique est mieux décrit. La contribution de paramètres supplémentaires du photorécepteur (bruit thermique, bande passante de la PIN) a été testée et considérée peu influente. Le point de fonctionnement du MEA a de nouveau été recherché pour cette nouvelle liaison, afin de déterminer les niveaux optima de la modulation électrique. La Figure IV- 45 représente la liaison réaliste simulant les modèles des modules du projet ERMIONE.

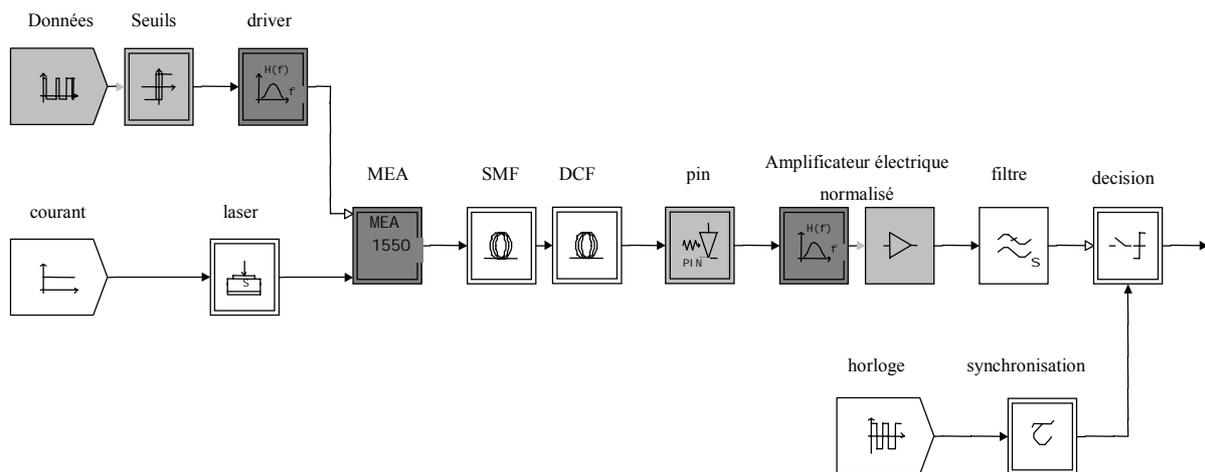


Figure IV- 45 : Liaison simulée avec les modèles des modules du projet ERMIONE.

En gris foncé, sont représentés les blocs modifiés ou nouveaux par rapport à la liaison de référence construite dans le chapitre 3 et en gris clair, les blocs qui ont été étudiés non modifiés compte tenu de leur faible impact ou une absence de description réaliste.

Les performances de cette nouvelle liaison ont été mesurées sur le diagramme de l'œil (Figure IV- 46) et en calculant le facteur de qualité en sortie de filtre de réception.

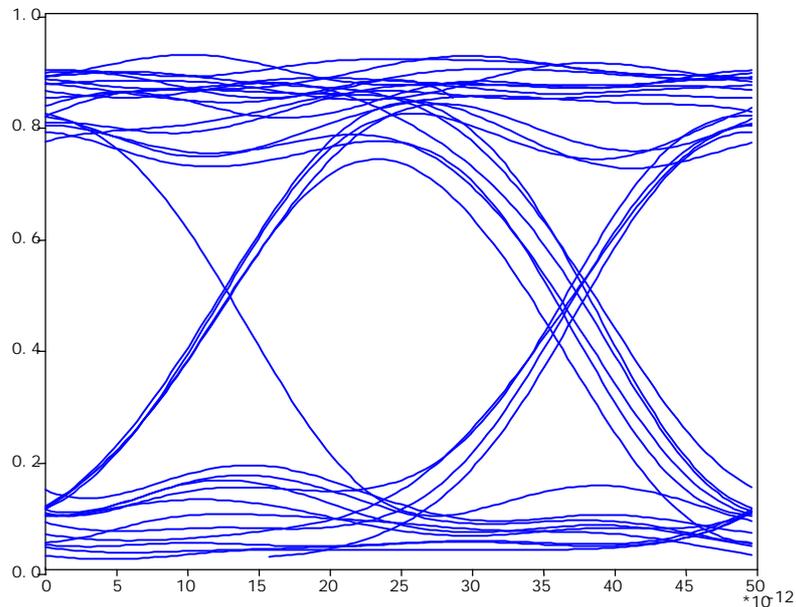


Figure IV- 46 : Diagramme de l'œil en sortie de filtre de réception de la liaison comprenant les paramètres des modules d'extrémité ERMIONE.

Le facteur de qualité de la liaison insérant tous les modèles réalistes des composants des modules émetteur et récepteur est de 8,3. Les résultats obtenus pour la liaison de référence étaient $Q = 9,8$.

Cette démonstration a pour but d'insister sur la nécessité primordiale de rendre les modèles réalistes dans les simulations. Cependant, il est également important d'optimiser la configuration de cette ligne pour la rendre la plus performante possible. La deuxième partie de ce chapitre répond à ce besoin.

II Optimisation du module de transmission

Les émetteurs et récepteurs développés au sein du projet ERMIONE ont été décrits le plus fidèlement possible. Il est maintenant important de modifier la ligne de transmission initialement simulée sur la liaison de référence (Figure IV- 1) pour, au final, pouvoir effectuer des similitudes avec le démonstrateur expérimental développé durant le projet ERMIONE.

En accord avec les données fournies par France Telecom R&D, il apparaît que le support de transmission sera la fibre Téralight dont les propriétés conviennent mieux à l'application définie dans ERMIONE.

De plus, les effets propres au support de transmission qui induisent des distorsions du signal sont à considérer dans les nouvelles simulations pour en estimer l'importance. Enfin, les amplificateurs optiques en ligne, communément utilisés pour les longues distances, seront insérés dans la liaison.

1. Le support de transmission

1.1. Nouveau type de fibre optique

Selon le cahier des charges de France Télécom R&D, il est stipulé que le support de transmission sera une fibre Téralight (norme ITU-T G.655). Ses caractéristiques sont résumées dans le Tableau IV- 4.

Fibre	Longueur (km)	Atténuation (dB/km)	Dispersion chromatique (ps/nm/km)	Non-linéarité (W/m ²)	Section (μm ²)
Téralight	100	0,22	$8+0,058(\lambda-1550)$	$2,7.10^{-20}$	65

Tableau IV- 4 : Caractéristiques de la fibre Téralight.

France Télécom R&D conseille également d'allonger la longueur du transmission à hauteur de 100 kilomètres. La dispersion chromatique totale à compenser est de l'ordre de 800 ps/nm, ce qui implique l'utilisation d'une fibre à dispersion chromatique négative de type

DCF (chapitre 3 § IV 2.4.) de longueur 10 km. L'ensemble de ces fibres forme un span dont l'atténuation totale est égale à 28 dB.

Des études expérimentales faites par France Télécom R&D ont montré que l'emplacement du ou des tronçons de fibre compensatrice ne se fait pas au hasard et peut avoir des conséquences sur le facteur de qualité. Ceci fait le cœur de l'étude qui suit.

1.2. Nouvelle disposition des fibres optiques

Pour compenser la dispersion chromatique et annuler les déformations des signaux qu'elle induit, il faut associer 10 km de fibre DCF aux 100 km de fibre Téralight, support de l'information. Cependant, l'expérience a montré qu'il est préférable de ne pas propager le signal sur un domaine de dispersion $[0, 800 \text{ ps/nm}]$ mais de favoriser un intervalle de $[-400, 400 \text{ ps/nm}]$. En d'autres termes, il est conseillé de placer une fibre de compensation en début de propagation afin d'envoyer dans la fibre de transmission un signal lumineux ayant déjà une dispersion négative. La configuration étudiée devient alors une fibre de compensation suivie d'une fibre Téralight et d'une seconde fibre DCF pour assurer une dispersion cumulée nulle (Figure IV- 47). Les simulations sont menées avec les émetteurs et récepteurs définis dans le paragraphe précédent selon le cahier des charges de ERMIONE (Figure IV- 45).

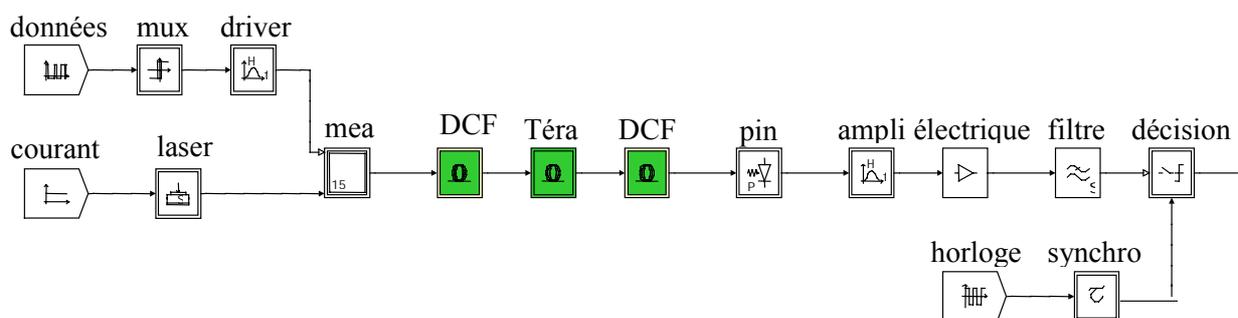


Figure IV- 47 : Nouvelle configuration de la liaison simulée.

L'étude menée a pour but de montrer dans quelle proportion il est préférable de compenser la dispersion avant et après la fibre de transmission. Pour cela, plusieurs configurations ont été simulées. DCF1 et DCF2 représentent respectivement les tronçons avant et après la fibre Téralight. Le facteur de qualité a été calculé pour chaque cas. Les résultats sont présentés dans le Tableau IV- 5.

Longueur DCF1 (km)	0	0,5	1	1,5	2	2,5	3	3,5	4	4,5	5
Dispersion sortie DCF1 (ps/nm)	0	-40	-80	-120	-160	-200	-240	-280	-320	-360	-400
Longueur Téralight(km)	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100
Longueur DCF2 (km)	10	9,5	9	8,5	8	7,5	7	6,5	6	5,5	5
Facteur Q	?	7,07	7,19	7,2	7,11	6,98	6,86	6,72	6,52	6,37	6,33

Tableau IV- 5 : Facteurs de qualité en sortie de filtre de réception selon la configuration des fibres.

Le facteur de qualité le plus élevé (7,2) est obtenu pour un tronçon de fibre DCF1 de 1,5 km et une seconde fibre DCF2 de 8,5 km. En résumé, la dispersion en entrée de la fibre Téralight est de -120 ps/nm, et la dispersion cumulée est nulle.

Cette configuration sera celle retenue pour toute la suite de l'étude.

Le facteur de qualité de cette configuration apparaît plus faible que pour la liaison de référence, mais les résultats ne sont pas comparables car les longueurs de fibres sont différentes (53 km initialement, 100 km pour la nouvelle configuration).

Pour rendre les résultats comparables, des simulations comparatives ont donc été effectuées pour des spans de 53 puis 100 km de transmission pour chaque configuration (référence = Transmission SMF + Compensation DCF ; optimisation = Compensation DCF1 + Transmission Téralight + Compensation DCF2). Les diagrammes de l'œil d'une liaison de 100 km de transmission sont reportés Figure IV- 48.

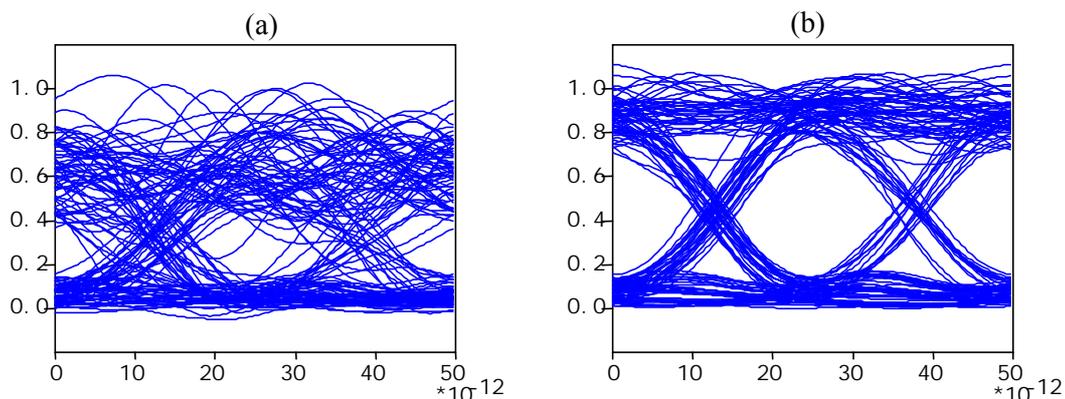


Figure IV- 48 : Diagrammes de l'œil en sortie de filtre de réception pour une configuration de fibres (a) 100 km SMF + 21,25 km DCF et (b) 1,5 km DCF + 100 km Téralight + 8,5 km DCF.

Les simulations réalisées pour chaque longueur de transmission ont abouti à la même conclusion que la compensation pré et post transmission est la configuration la plus adaptée. Les mesures du facteur de qualité confirment cette remarque :

cas de référence (a) : facteur $Q = 3$; cas optimisé (b) : facteur $Q = 7,2$.

La technique qui consiste à utiliser une fibre Téralight associée à 2 tronçons de fibre de compensation de dispersion placés avant et après celle-ci apparaît donc comme le meilleur choix pour la liaison ETDM 40 Gbits/s.

1.3. Recherche du point de fonctionnement du modulateur

Comme il a déjà été précisé dans les paragraphes précédents, un modulateur électro-absorbant est plus ou moins performant selon la polarisation qu'il reçoit. La modulation électrique apportant le meilleur résultat est appelée point de fonctionnement du modulateur. Ce point, qui découle de la liaison dans son ensemble, peut dépendre de la longueur de la ligne de transmission, de la dispersion chromatique, de la longueur d'onde, de la température, etc....

La nature et la longueur des fibres optiques ayant été modifiées, il a donc été nécessaire de chercher le nouveau point de fonctionnement du modulateur. Cette étude a consisté à définir les niveaux de la modulation électrique à appliquer au MEA pour obtenir les meilleures performances. La liaison simulée est celle représentée sur le schéma Figure IV- 47. Les niveaux de modulation des entrées électriques ont été modifiés selon plusieurs configurations. Les résultats de cette étude sont donnés dans le Tableau IV- 6.

Signal entrée driver	Niveau haut (V)	-0,022	-0,022	-0,022	-0,022	-0,022
	Niveau bas (V)	-0,14	-0,145	-0,146	-0,147	-0,148
Signal entrée MEA	Niveau haut (V)	-0,42	-0,42	-0,42	-0,42	-0,42
	Niveau bas (V)	-2,85	-2,93	-2,95	-2,98	-3
Facteur Q		6,86	7,07	7,11	7,14	7,2

Signal entrée driver	Niveau haut (V)	-0,03	-0,026	-0,025	-0,024	-0,023	-0,022
	Niveau bas (V)	-0,148	-0,148	-0,148	-0,148	-0,148	-0,148
Signal entrée MEA	Niveau haut (V)	-0,56	-0,5	-0,48	-0,46	-0,44	-0,42
	Niveau bas (V)	-3	-3	-3	-3	-3	-3
Facteur Q		6,98	7,06	7,11	7,14	7,17	7,2

Tableau IV- 6 : Recherche du point de fonctionnement optimum du MEA Optronics.

Sont récapitulés dans ce tableau les niveaux choisis à l'entrée du driver et les niveaux transférés à l'entrée du modulateur ainsi que les valeurs du facteur de qualité correspondant mesuré en sortie de filtre de réception.

Le point de fonctionnement optimal du MEA pour la liaison avec la nouvelle configuration de fibres est obtenu pour un facteur de qualité de 7,2.

Les niveaux à envoyer sur le driver sont -0,022 Volt pour les bits "1" et -0,148 Volt pour les bits "0", ce qui correspond à une modulation en entrée de MEA de niveau haut entre -0,42 V et de niveau bas -3 V.

Des simulations ont été réalisées pour plusieurs configurations de longueur de fibre de compensation avant et après la Téralight (cf. § II 1.2). Les 2 études ont été menées en parallèle. Les résultats présentés Tableau IV- 5 et Tableau IV- 6 correspondent à la meilleure configuration trouvée, résumée ci-dessous :

Fibre pré-compensatrice = DCF1 = 1,5 km.

Fibre de transmission Téralight = 100 km.

Fibre post compensatrice = DCF2 = 8,5 km.

Niveau haut entrée du driver = -0,022 V.

Niveau bas du driver = -0,148 V.

2. La Dispersion Modale de Polarisation (PMD)

De nombreuses caractéristiques des fibres optiques (longueur, atténuation, dispersion, effets non linéaires) ont été prises en compte dans les simulations précédentes. Cependant, un phénomène physique a été négligé : la dispersion modale de polarisation ou PMD (Polarization Mode Dispersion) (cf. chap. 2 § I 4.). Ce phénomène engendre une biréfringence aléatoire, des vitesses de propagation différentes pour les composantes du signal optique, et un décalage temporel entre ces composantes en sortie de fibre.

Ce décalage a souvent été négligé car il restait minime. Or cette valeur, appelée le DGD (Differential Group Delay), croît avec la longueur des fibres. Les progrès dans le domaine des télécommunications permettent aujourd'hui un allongement des distances de propagation du signal optique (avec l'arrivée des amplificateurs optiques). Ainsi, ce décalage entre les composantes s'accroît et la valeur critique du DGD sur les performances d'une liaison diminue avec l'augmentation des débits.

Il est donc important de simuler cet effet afin de voir son impact sur la transmission.

2.1. Prise en compte de la PMD en utilisant COMSIS [10]

Pour prendre en compte le phénomène de PMD dans la liaison simulée avec COMSIS, il est nécessaire de décomposer le signal en deux parties représentant ses polarisations. Ceci est réalisable en utilisant le bloc VECTORISATION-CHAMP du logiciel qui permet d'obtenir le champ optique sous forme vectorielle et aussi de prendre en compte sa polarisation. Ce modèle (Figure IV- 49) possède une entrée et deux sorties, représentant respectivement le champ d'entrée (supposé polarisé linéairement suivant l'un des axes principaux de propagation) et les deux composantes (signaux en enveloppe complexe) du vecteur champ obtenu, suivant les axes principaux de propagation. La modélisation de la fibre se fait alors en utilisant le même bloc FIBRE-OPTIQUE-MONOMODE du logiciel, mais en l'ayant sélectionné avec deux entrées et deux sorties (Figure IV- 49).

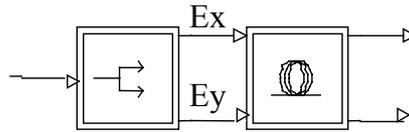


Figure IV- 49 : Prise en compte de la polarisation d'un signal optique avec le modèle VECTORISATION-CHAMP et les doubles entrées et sorties des fibres.

Les paramètres à considérer dans COMSIS pour simuler la PMD sont la biréfringence linéique et la longueur de couplage. En effet, la description de la PMD réside dans les variations très aléatoires à la fois de la grandeur et de l'orientation de cette biréfringence. Aussi, pour reproduire des changements d'orientation de la biréfringence, COMSIS utilise pour ses calculs la présence de lames biréfringentes régulièrement espacées de la longueur de couplage, et orientées les unes par rapport aux autres selon des angles aléatoires.

La mesure principale est le DGD (Differential Group Delay). Il correspond au retard différentiel entre les états principaux. Il s'exprime par :

$$\text{DGD} = \text{Biréfringence linéique} \times \sqrt{\text{Longueur de couplage}} \times \sqrt{\text{Longueur de la fibre}}$$

La condition primordiale pour que le décalage entre les composantes Ex et Ey en sortie de la fibre soit égal à la valeur du DGD est que les axes de décomposition Ex et Ey et les états principaux soient confondus [11-12].

2.2. Premiers résultats de simulations de la PMD

Avant de simuler la Dispersion Modale de Polarisation dans la chaîne optique décrivant la liaison du projet ERMIONE, la qualité de la simulation de ce phénomène a été vérifiée.

Pour cela, une liaison basique est construite (Figure IV- 50). Afin de simuler un débit de 40 Gbits/s, la modulation externe est choisie. Les opérateurs utilisés sont ceux de la bibliothèque de COMSIS. La qualité de simulation du phénomène de PMD d'une fibre ne dépend pas des autres blocs. La biréfringence linéique de la fibre optique est fixée à 0,05 ps/km, la longueur de couplage à 1 km et sa longueur à 100 km. Ces paramètres définissent la biréfringence existant entre les composantes Ex et Ey, les deux entrées de la fibre. Le DGD, retard entre les états principaux, sera mesuré.

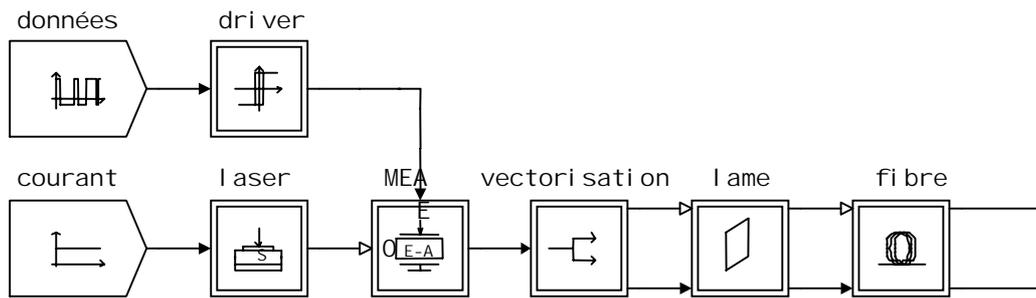


Figure IV- 50 : Schéma de la liaison simulé pour le calcul du DGD.

Le modèle de COMSIS propose un calcul de l'état de polarisation de la fibre, à partir des paramètres caractéristiques donnés dans le panneau principal. Le retard DGD est calculé ainsi que les ellipses de polarisation correspondant aux deux états principaux à l'entrée de la fibre. La méthode utilisée pour les calculs est celle proposée par Poole et Wagner [11].

Pour mesurer ce retard sur les résultats de simulation, il faut imposer la polarisation des états principaux à l'entrée de la fibre. Pour cela, une lame biréfringente (modèle LAME-BIREFRINGENTE) est introduite dans le schéma pour permettre de choisir la polarisation souhaitée.

La dispersion chromatique de la fibre monomode est prise égale à zéro pour faciliter la mesure du décalage et ne pas déformer le signal.

Compte tenu de la configuration choisie, le DGD est de l'ordre de 0,5 ps, et doit correspondre au retard simulé en sortie de fibre entre les deux composantes du signal. On peut observer sur la Figure IV- 51, les deux composantes du signal en sortie de la fibre.

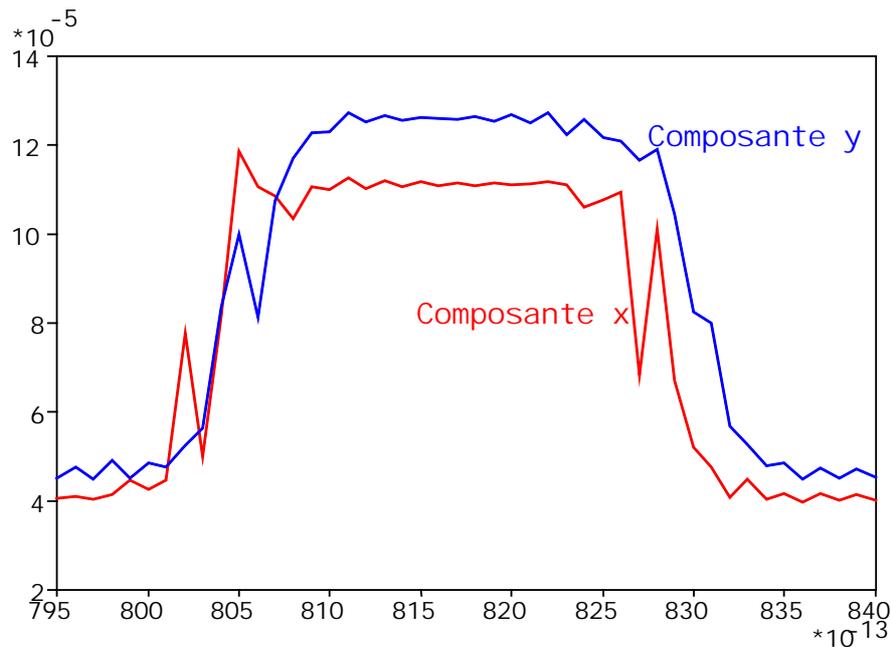


Figure IV- 51 : Décalage observé entre les composantes du signal optique en sortie de fibre en présence de PMD.

Le décalage mesuré à mi-hauteur est d'environ 0,4 ps, ce qui est assez proche de la valeur souhaitée.

Cette étude a permis de valider la simulation de l'effet de la PMD sur les signaux optiques en utilisant COMSIS.

2.3. Simulation de la PMD dans la liaison définie dans le projet ERMIONE [13]

Il est difficile d'obtenir des valeurs décrivant avec précision le phénomène de dispersion modale de polarisation, étant donné qu'il sera principalement d'origine extrinsèque, lors du déploiement du réseau. Nous utiliserons donc des données statistiques. Les valeurs typiques pour les fibres simulées sont :

Pour la fibre Téralight : Biréfringence linéique = 0,04ps/km,

Longueur de couplage = 1km

Pour la fibre DCF : Biréfringence linéique = 0,35ps/km,

Longueur de couplage = 1km

La liaison simulée est toujours celle représentée sur la Figure IV- 47, à la différence près que les fibres et la photodiode qui reçoit le signal présentent deux entrées. Ces simulations sont réalisées avec les paramètres de PMD décrits ci-dessus et une valeur de DGD calculée par COMSIS pour les caractéristiques de biréfringence donnée. La Figure IV- 52 représente les diagrammes de l'œil obtenus en sortie de filtre de réception, selon que la PMD soit prise en compte ou non.

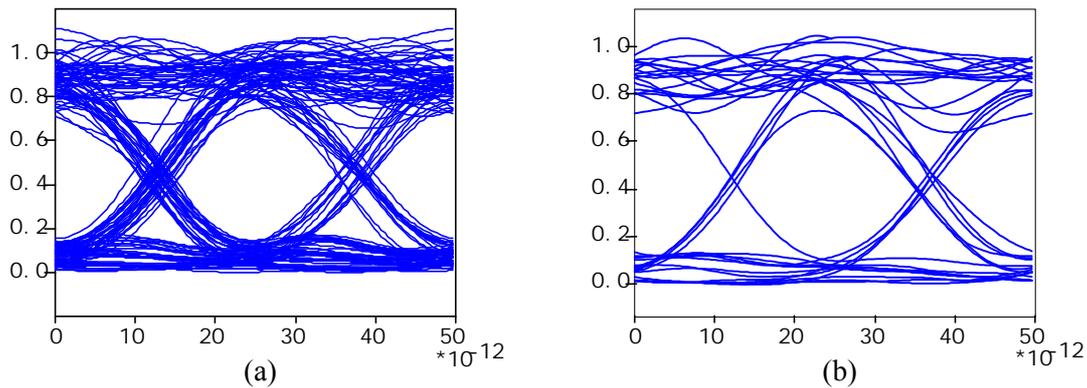


Figure IV- 52 : Diagrammes de l'œil en sortie de filtre de réception (a) sans prise en compte de la PMD, (b) avec prise en compte de la PMD dans les fibres.

Les facteurs de qualité ont été calculés dans les deux cas, et la PMD a fait diminuer sa valeur de 5% pour 100 km de transmission. Son influence n'est donc pas extrêmement importante, mais on peut supposer que pour des longueurs de fibres plus importantes, et par conséquent des valeurs du DGD plus grandes voire plus proches du temps bit des données, son rôle sera conséquent sur la qualité de transmission.

2.4. Impact de la PMD sur le facteur de qualité en fonction de la longueur de transmission [13]

Une étude a été réalisée sur l'influence de la PMD sur la qualité de transmission en fonction de la longueur de transmission. Elle a été menée avec la liaison de référence (Figure IV- 1). Les résultats présentés sont donc issus d'une liaison constituée d'une fibre standard G.652 (SMF) de 53 km suivi d'un fibre de compensation de dispersion (DCF) de 11,25 km. Les paramètres caractéristiques de la PMD de la fibre SMF sont une biréfringence linéique égale à 0,05 ps/km et une longueur de couplage égale à 1 km. Les signaux optiques étaient amplifiés après chaque span, à l'aide d'Amplificateurs à Fibre Dopée à l'Erbium

(EDFA). Leur utilisation sera expliquée dans le prochain paragraphe. Les décalages entre les composantes du champ peuvent être représentés par une fonction quadratique de la longueur de transmission. Cela signifie que les retards accumulés dans toutes les fibres s'écrivent selon la relation suivante (Equation 4) :

$$\Delta t = \sqrt{\Delta t_1^2 + \Delta t_2^2 + \dots + \Delta t_n^2} \quad \text{Équation 4}$$

où Δt_i^2 représente le retard lié à chaque tronçon de fibre.

Les résultats de cette étude sont reportés dans le Tableau IV- 7 :

Nombre de spans	1	2	3	4
Longueur de transmission (km)	53	106	159	212
DGD accumulé (ps)	1,22	1,72	2,11	2,44
Influence de PMD sur facteur Q	-2 %	-8 %	-15 %	-22 %

Tableau IV- 7 : Influence de la PMD sur le facteur de qualité en fonction de la longueur de transmission pour une liaison à 40 Gbits/s.

Les résultats de simulation montrent que pour des liaisons supérieures à 200 km le facteur de qualité peut diminuer de plus de 20 %.

La Dispersion Modale de Polarisation est un paramètre non négligeable dans les transmissions par fibre optique à 40 Gbits/s et doit être impérativement intégrée dans les simulations des liaisons.

Dans un souci de clarté, les schémas finaux ne présenteront qu'une entrée et sortie pour les fibres, mais la PMD pourra être prise en compte.

Le choix des fibres, l'étude de la compensation et de la PMD étant faits, il est important de s'intéresser au moyen d'allonger les transmissions : l'amplification optique.

3. L'amplification optique

Au cours de la propagation des données dans la fibre, la puissance du signal optique diminue, d'autant plus que les distances de transmission augmentent. Or comme nous l'avons présenté auparavant (cf. § I 2.1.2), cette puissance doit être suffisamment forte pour que l'information transmise puisse être détectée correctement.

Les premières études ont été menées en utilisant un laser qui émet un signal de forte puissance optique et un amplificateur optique idéal (modèle ATTENUATEUR-OPTIQUE) en entrée de photorécepteur. Mais cela n'est pas très réaliste. Il faut donc utiliser des caractéristiques de diodes lasers plus réalistes et placer des amplificateurs optiques dans la liaison. Le composant le plus adéquat est l'Amplificateur à Fibre Dopée à l'Erbium (EDFA).

La première partie de ce paragraphe propose de détailler le fonctionnement de ces amplificateurs.

3.1. Principe de fonctionnement de l'Amplificateur à Fibre Dopée à l'Erbium (EDFA)

L'étude a été réalisée pour observer et comprendre le fonctionnement de cet amplificateur, dont un modèle AMPLI-OPTIQUE-FIBRE est présent dans la bibliothèque de COMSIS. Les caractéristiques décrivant l'EDFA sont données dans le Tableau IV- 8.

Gain petit signal (dB)	30
Puissance de saturation (dBm)	9
Facteur de bruit (dB)	5
Longueur d'onde de mesure des paramètres (nm)	1550
Fibre (Verre Silice - Verre Fluoré - Autre)	Verre Silice
Longueur d'onde de la pompe (nm)	980
Retard introduit par l'amplificateur (ns)	1

Tableau IV- 8 : Caractéristiques du modèle d'EDFA utilisé.

La Figure IV- 53 est le résultat de l'analyse statique effectuée avec COMSIS.

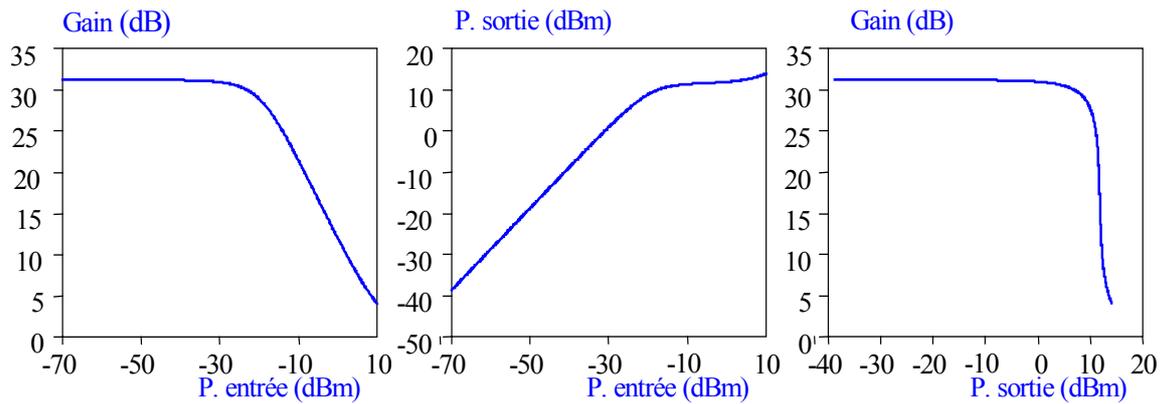


Figure IV- 53 : Analyse statique d'un EDFA ayant les caractéristiques définies dans le Tableau IV- 8.

A titre de rappel, le gain de l'EDFA dépend de la puissance du signal à amplifier. Ainsi, dans la simulation, pour tout signal d'entrée inférieur à -20 dBm, le gain sera approximativement de 30 dB. Pour tout signal d'entrée supérieur à -20 dBm, la puissance du signal amplifié ne dépassera guère les 10 dBm, ce qui correspond à la puissance de saturation de l'amplificateur optique, et le gain sera inférieur à 30 dB.

3.2. Recherche du fonctionnement optimal de l'EDFA [14]

Le gain d'un EDFA amplifie simultanément le signal et le bruit. Mais cette amplification n'est pas parfaite. Elle est accompagnée d'un apport supplémentaire de bruit. Sa quantité est désignée par le terme $2n_{sp}hv(G-1)$ (n_{sp} : paramètre d'inversion de population ≥ 1 , h : constante de Planck, $\nu = \frac{c}{\lambda}$, G : gain de l'EDFA) [15-16]. Elle dépend donc du gain. Ainsi, plus le gain réalisé sera fort, plus le bruit ajouté au signal sera important.

Aussi, pour déterminer le meilleur emplacement de l'amplificateur dans une liaison (en booster : sortie MEA ; en ligne ; en préamplificateur : entrée PIN), plusieurs études sur son fonctionnement ont été réalisées.

Pour commencer, une liaison (Figure IV- 54) a été simulée. Elle est composée des modules émetteur et récepteur du projet ERMIONE, déjà présents dans la liaison Figure IV- 47, séparés par un EDFA. Le laser simulé émet un signal optique constant de

puissance 6 dBm. Cette étude a été menée avec un atténuateur optique à la place de la fibre pour s'affranchir des effets de la dispersion chromatique. L'atténuateur optique permet de faire varier la puissance optique du signal sans le dégrader.

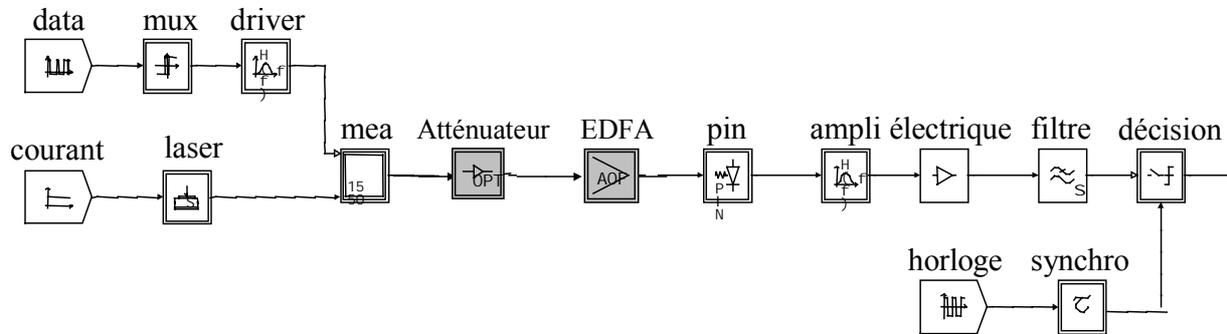


Figure IV- 54 : schéma de la liaison simulée

L'étude consiste à envoyer des signaux de différentes puissances à l'entrée de l'EDFA et examiner leur amplification. Le gain réalisé sur le signal, puis sur le bruit a été mesuré. Ces résultats sont détaillés dans le Tableau IV- 9.

Puissance moyenne entrée EDFA (dBm)	Puissance moyenne sortie EDFA (dBm)	Gain sur le signal (dB)	Bruit crête-crête entrée EDFA (dBm)	Bruit crête-crête sortie EDFA (dBm)	Gain sur le bruit (dB)	Gain bruit – Gain signal (dB)	Facteur Q (sortie filtre)
-20	9,47	29,47	-30	10,7	40,7	11,23	18,5
-15	11,35	26,35	-26,5	10	36,5	10,15	23,3
-10	12,04	22,04	-21	8,1	29,1	7,06	25,95
-5	12,3	17,3	-15	3,9	18,9	1,6	27,15

Tableau IV- 9 : Etude de l'amplification optique de diverses puissances de signaux.

Il faut constater que l'amplification du bruit est toujours supérieure à celle du signal, et qu'elle est d'autant plus élevée que le signal à l'entrée est faible. Ceci confirme l'ajout d'un bruit supplémentaire par l'EDFA. Ce bruit est d'autant plus important que les signaux d'entrée sont faibles. Cet ajout peut se quantifier à 1,6 dBm pour une puissance d'entrée de -5 dBm et à 11,2 dBm pour une puissance d'entrée de -20 dBm dans le cas de la liaison simulée.

La diminution du facteur de qualité mesuré en sortie de filtre lorsque les puissances d'entrée faiblissent confirme cette analyse.

Il apparaît donc important d'amplifier le signal avant qu'il ne soit trop faible. Un compromis devra être fait pour utiliser le minimum d'EDFA dans la liaison pour diminuer le bruit ajouté par l'amplification, tout en veillant à ce que la puissance optique ne descende pas en dessous du seuil critique qui fait que le bruit serait prépondérant.

3.3. Insertion d'EDFA dans la liaison ERMIONE

Au vu des caractéristiques de l'EDFA choisi, de l'étude précédente et du cahier des charges du projet ERMIONE, il apparaît que l'utilisation de l'EDFA amènera une forte amplification du bruit et une mauvaise qualité de transmission. En effet, ERMIONE stipule que le signal de sortie de l'EDFA doit avoir une puissance moyenne autour de 1 dBm. L'analyse de l'EDFA décrite Figure IV- 53 montre que la puissance du signal d'entrée de l'EDFA devra alors être d'environ -30 dBm. Compte tenu de l'évolution des résultats du Tableau IV- 9, le bruit sera plus amplifié que le signal, ce qui entraînera une dégradation de la transmission.

De plus, ceci n'est pas réaliste. En effet, les EDFA sont conçus pour des liaisons multicanaux (tous les canaux sont amplifiés avec le même gain). Par conséquent, la solution, en simulation, sera d'amplifier deux longueurs d'onde (Figure IV- 55) :

- une à 1550 nm qui transmet les données,
- une autre à 1552 nm, par exemple, ne transmettant aucune donnée, mais qui aidera au réalisme de l'amplification optique et fixera le gain souhaité à réaliser.

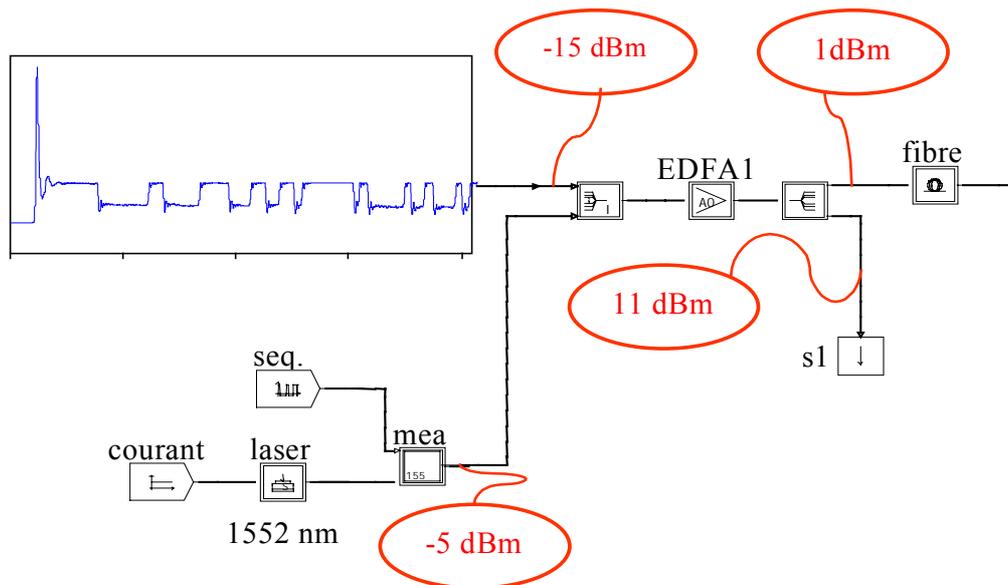


Figure IV- 55 : Schéma de la simulation d'une amplification optique avec un EDFA.

Quelques explications sur la Figure IV- 55 sont nécessaires. Pour un signal de puissance -15 dBm et sans la présence de la seconde longueur d'onde, les caractéristiques de l'EDFA (Figure IV- 53) montrent que le gain réalisé serait proche de 25 dB et la puissance du signal amplifié autour de 10 dBm. Or il est demandé par le cahier des charges du projet ERMIONE de donner à un signal de puissance -15 dBm une puissance de 1 dBm en sortie de l'EDFA, c'est-à-dire de subir un gain de 16 dB. La seconde longueur d'onde va permettre de fixer le gain G à 16 dB. Pour cela, sa puissance de sortie après amplification doit être de l'ordre ou légèrement supérieure à celle de la saturation de l'EDFA (environ égal à 11 dBm). Sa puissance initiale sera nécessairement fixée à -5 dBm. Avec cette configuration, l'EDFA va amplifier avec le même gain les deux longueurs d'onde, mais ce gain, limité par la saturation sur la seconde longueur d'onde, ne dépassera pas 16 dB. Aussi, la puissance du signal amplifié porteur de l'information est obtenue égale à 1 dBm, comme stipulée dans le cahier des charges de ERMIONE.

Il a été démontré qu'il est nécessaire d'utiliser une voie fictive (seconde longueur d'onde) pour que l'EDFA utilisé dans la simulation ait le même rôle que ceux utilisés dans le démonstrateur par FT R&D.

3.4. Résultats de la simulation de la liaison ERMIONE avec des EDFA

Pour commencer, il est bon de rappeler l'ordre de grandeur des puissances optiques durant la propagation du signal dans la liaison ERMIONE. Cette connaissance aidera à la détermination des différentes positions de l'EDFA au sein de la ligne.

Afin de respecter les caractéristiques réelles des composants, le choix de simuler un laser émettant une puissance optique de 6 dBm paraît le plus judicieux. Pour cela, la valeur du courant d'alimentation est fixée à 46 mA (190 mA auparavant).

Avec le choix adéquat des niveaux de modulation (point de fonctionnement optimal du MEA), la puissance moyenne en sortie du modulateur est de $-7,5$ dBm. Une première fibre de compensation de 1,5 km abaisse cette valeur à $-8,4$ dBm. La fibre de transmission Téralight atténue le signal de 22 dB. Il semble alors préférable de placer un EDFA avant la fibre de transmission et faire en sorte que sa puissance de sortie soit de 1 dBm pour rester réaliste (voir méthode Figure IV- 55). Avec cette configuration, le signal en sortie de fibre Téralight aura une puissance de -21 dBm. Cette puissance étant faible, on placera un second EDFA en sortie de cette fibre. Ce second EDFA sera réglé de sorte qu'il délivre un signal de puissance 1 dBm à sa sortie. En sortie de la seconde fibre de compensation de dispersion (entrée de la PIN) la puissance est égale à $-4,1$ dBm. Cette valeur est suffisamment importante pour ne pas utiliser de nouvel amplificateur EDFA, mais reste faible pour que le bruit thermique puisse avoir une influence sur la qualité de réception.

Aussi, la liaison simulée (Figure IV- 56) est basée sur celle de la Figure IV- 47, avec le nouveau réglage d'alimentation du laser, la prise en compte du bruit thermique généré par le photorécepteur et l'utilisation de deux EDFA sur un span : un à l'entrée et un à la sortie de la fibre de transmission.

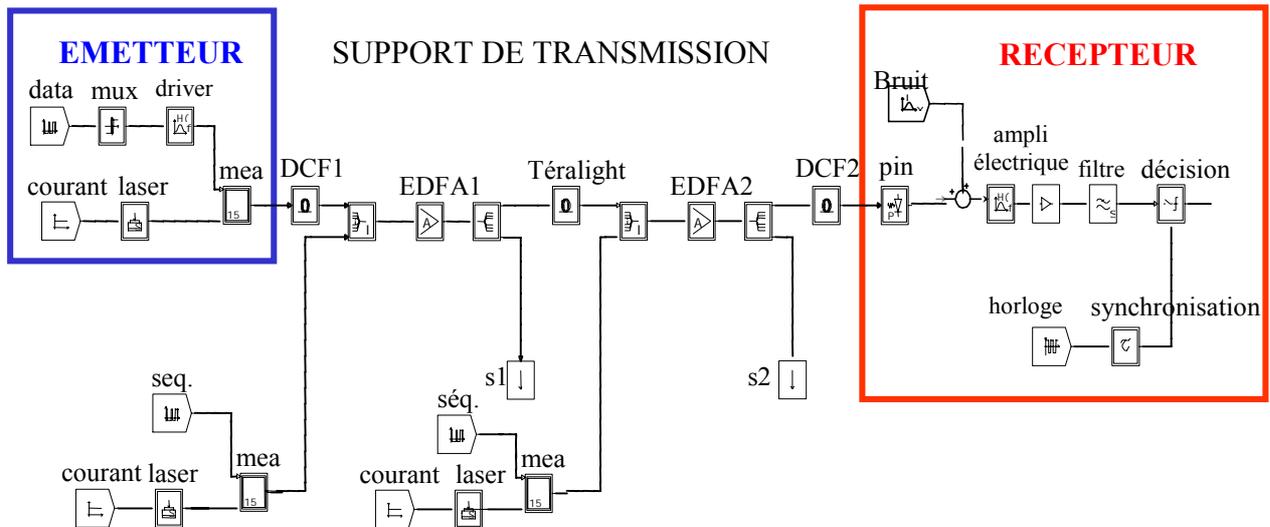


Figure IV- 56 : Schéma de la liaison du projet ERMIONE simulée en présence d'amplificateurs optiques EDFA.

Pour faciliter la lecture des schémas, l'amplification optique sur les figures sera représentée uniquement par le bloc EDFA AMPLI-OPTIQUE-FIBRE, sans la partie concernant la seconde longueur d'onde qui sert à fixer le gain à réaliser.

Les puissances mesurées en tout point de la liaison représentées sur la Figure IV- 56 correspondent à celles énumérées ci-dessus. Le premier EDFA réalise un gain de 10 dB et le second un gain de 23 dB. Afin de vérifier la qualité de transmission de cette liaison désormais tout à fait réaliste, le diagramme de l'œil en sortie de filtre a été tracé. Il est représenté sur la Figure IV- 57. Le facteur de qualité, qui a également été mesuré, a pour valeur 6,6. La liaison sans les EDFA, avec un laser plus puissant et sans le bruit thermique apportait une meilleure qualité de transmission, mesurée pour un facteur $Q = 7,2$.

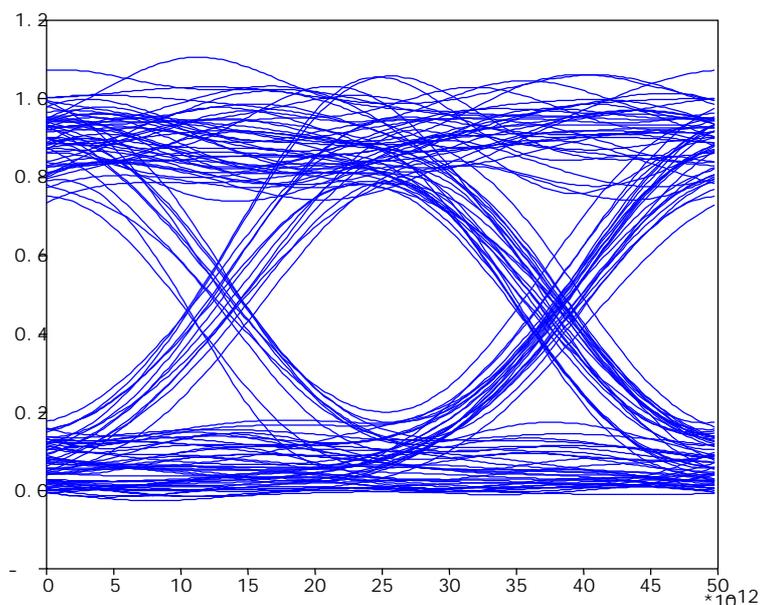


Figure IV- 57 : Diagramme de l'œil de la liaison représentée Figure IV- 56.

Une étude complémentaire a été menée pour savoir si cette baisse de qualité était due à la présence des EDFA et du bruit qu'ils apportent ou à la prise en compte du bruit thermique. Dans ce but, une nouvelle liaison a donc été simulée. Elle diffère de la liaison Figure IV- 56 par l'absence de bruit thermique. Le facteur Q mesuré donne un résultat égal à 6,8. Les causes de cette dégradation sont donc partagées entre les EDFA et le bruit thermique du photorécepteur.

Il apparaît que pour une puissance optique reçue par la photodiode d'environ -3 dBm, le facteur Q a diminué de 3% en tenant compte du bruit thermique du photorécepteur. Or, selon les résultats du Tableau IV- 2, pour une telle puissance, le bruit thermique induit une diminution du facteur Q de 24 %. La différence réside dans le fait que dans le cas du Tableau IV- 2, le signal est de meilleure qualité. Et une addition de bruit sur un signal de bonne qualité a relativement plus d'influence sur les performances qu'une addition sur un signal déjà bruité.

Il est également important de noter que, compte tenu de la diminution de la puissance émise par le laser, le bruit RIN est également plus faible.

En conclusion, le facteur de qualité de la liaison a diminué, mais compte tenu de toutes les modifications effectuées, il est difficile de mesurer la part de cette diminution qui incombe à l'EDFA.

Le travail d'optimisation de la ligne étant achevé, il est maintenant nécessaire d'effectuer la simulation de la liaison finale, et de comparer les résultats à ceux obtenus sur le démonstrateur expérimental.

III Simulations finales et comparaison avec les mesures expérimentales

La liaison finale prenant en compte toutes les modifications effectuées au niveau de l'émetteur, du support de transmission et du récepteur est représentée sur la Figure IV- 56. La simulation présente un résultat satisfaisant pour le domaine des télécommunications. Le diagramme de l'œil tracé en sortie de filtre de réception (Figure IV- 57) est de bonne qualité, et le calcul du facteur Q mesuré est égal à 6,6. Les normes fixées pour maintenir une qualité de service correcte requièrent un facteur de qualité minimum de 6, ce qui signifie un taux d'erreur binaire inférieur à 10^{-9} .

L'objectif principal des systèmes de télécommunication est de transmettre l'information sur une distance la plus longue possible, tout en conservant la qualité de signal. Une nouvelle étude est proposée pour allonger la longueur de transmission et déterminer la distance maximale de cette liaison (i.e. la portée).

1. Recherche de la distance maximale de transmission

Les chaînes optiques avec une fibre G.655 Téralight présentent des spans de 100 km. Une liaison constituée de deux spans (200 km) est simulée. Elle est schématisée Figure IV- 58. La configuration choisie entre les deux modules d'extrémité définis dans ERMIONE est la suivante :

- 1,5 km de fibre de compensation de dispersion (DCF1).
- Un EDFA qui réalise un gain de 10 dB.
- 100 km de fibre Téralight.
- Un EDFA réalisant un gain de 23 dB.
- 10 km de fibre de compensation de dispersion (DCF2).

- 100 km de fibre Téralight.
- Un EDFA réalisant un gain de 28 dB.
- 8,5 km de fibre de compensation de dispersion (DCF3).

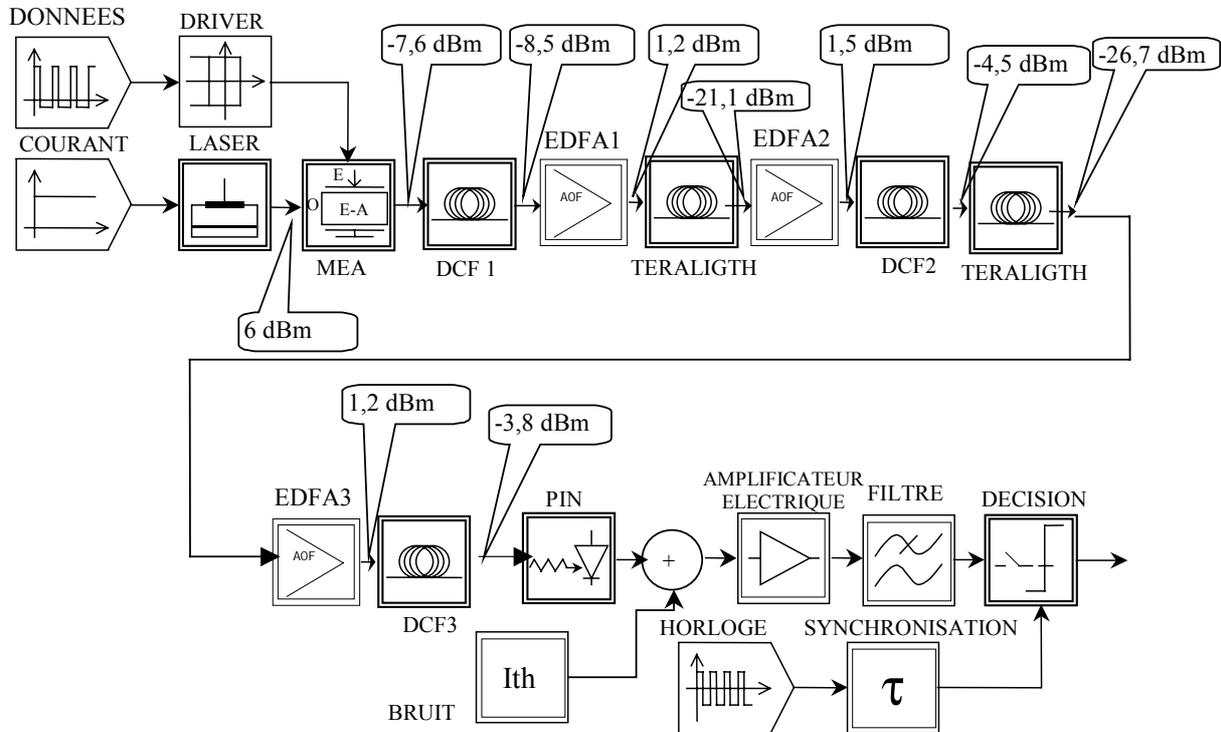


Figure IV- 58 : Schéma de la liaison ERMIONE simulée comprenant 2 spans.

Dans cette liaison, les EDFA sont utilisés pour deux longueurs d'onde, la PMD est prise en compte et les bandes passantes des composants sont insérées ; mais pour simplifier le schéma, l'ensemble n'est pas retranscrit.

Le diagramme de l'œil obtenu en sortie de filtre de réception est reproduit Figure IV- 59.

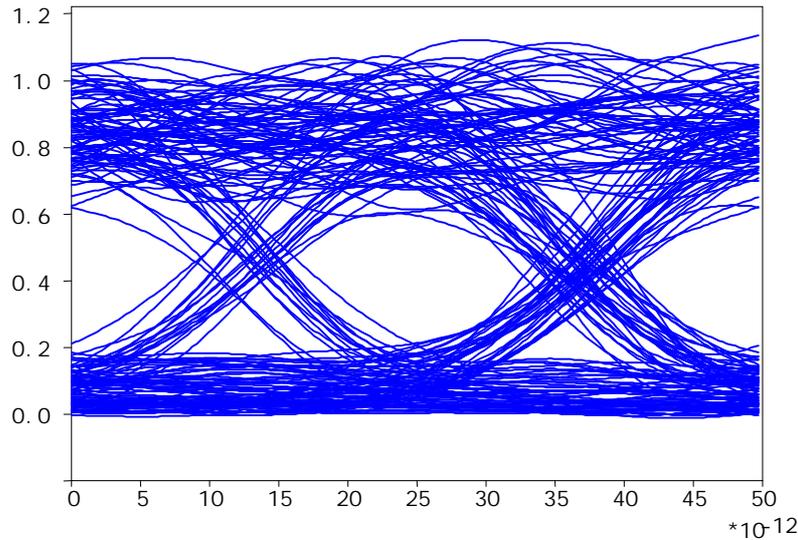


Figure IV- 59 : Diagramme de l'œil en sortie de filtre après 200 km de transmission.

Le facteur de qualité obtenu vaut 5.

Cette dernière étude a pour but de montrer que la simulation donne une distance maximale de la liaison comprise entre 100 et 200 km.

Il est maintenant intéressant de comparer ces simulations aux résultats expérimentaux.

2. Résultats des tests des modules développés dans le projet ERMIONE

Au bout de 3 années d'étude durant lesquelles prirent part les phases de conception, de développement et de fabrication des modules émetteur et récepteur pour le projet ERMIONE, les tests de ces modules (Figure IV- 60) sur une liaison optique ont été effectués par France Telecom R&D.

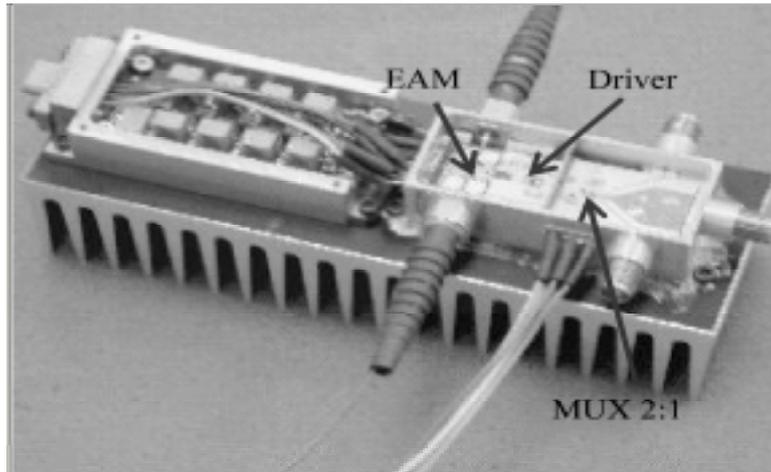


Figure IV- 60 : Module d'émission ERMIONE intégrant les différentes fonctions optoélectroniques

Les essais réalisés par France Telecom sont très concluants. La Figure IV- 61 représente les diagrammes de l'œil obtenus en divers points de la liaison [17].

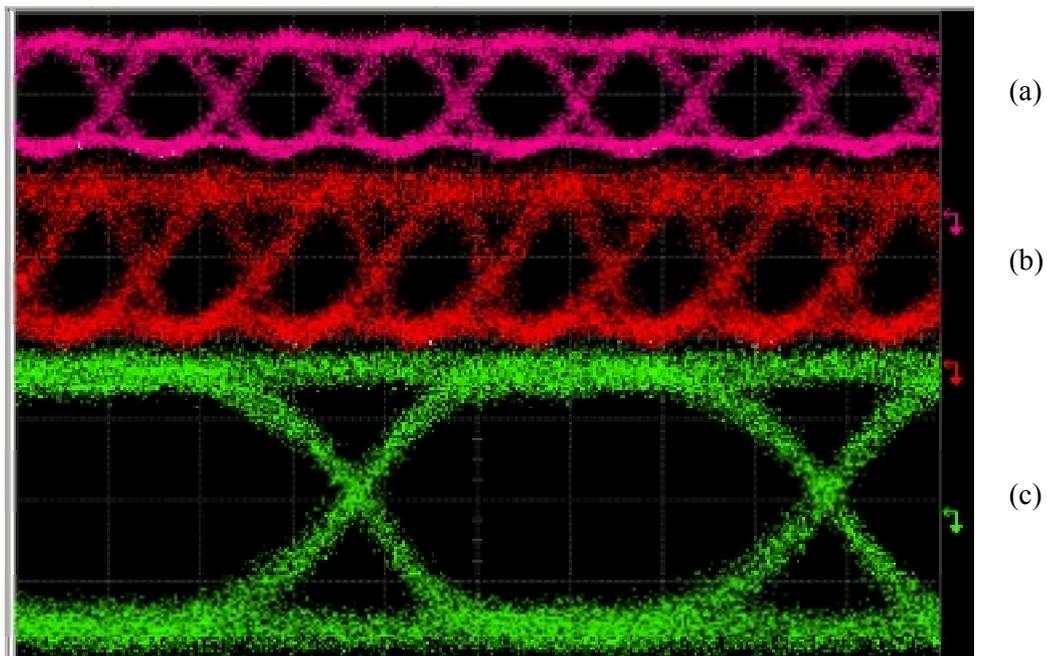


Figure IV- 61 : Diagrammes de l'œil obtenus lors des tests (a) en sortie du module d'émission, (b) à l'entrée du module récepteur et (c) après le démultiplexage électrique 40 Gbits/s vers 10 Gbits/s.

Les deux premiers diagrammes de l'œil sont obtenus à partir de signaux optiques, à un débit de 40 Gbits/s, et le dernier après démultiplexage électrique de 40 Gbits/s vers 10 Gbits/s.

La longueur de transmission maximale est mesurée lors de ces essais à 300 km. Cette distance est supérieure à celle calculée par la simulation. Cette différence peut s'expliquer par la modification de la configuration du module de transmission lors des mesures expérimentales. La disposition des fibres de compensation était différente, ne cherchant pas à compenser totalement la dispersion chromatique dans chaque span de 100 km. Une dispersion résiduelle a été conservée dans le span, et compensée uniquement en bout de ligne optique [17]. Ensuite, si l'amplificateur à fibre dopée à l'erbium a effectivement été employé en tant que booster en sortie du module d'émission, l'amplificateur Raman a été utilisé en ligne. Un amplificateur optique supplémentaire a également été employé devant chaque fibre de transmission. Enfin, un filtre optique a été ajouté à l'entrée du module de réception, ce qui n'avait pas été fait en simulation.

Les autres essais sur une configuration "back-to-back" (modules émission et réception sans ligne optique entre les deux) ont apporté des résultats beaucoup plus en accord avec ceux de la simulation et ne sont pas reportés ici.

Conclusion

Dans ce chapitre, la simulation système a été utilisée pour valider le choix de composants utilisés pour la réalisation de modules d'émission et de réception à 40 Gbits/s développés dans le cadre du projet RNRT ERMIONE.

Les résultats de cette étude ont montré que la simulation système est avant tout une aide importante pour la conception et l'optimisation d'une liaison optique. Ils ont également prouvé l'indispensable nécessité de valider chaque modèle de composant en complétant ou modifiant ceux disponibles dans la bibliothèque du logiciel utilisé.

La méthodologie appliquée a notamment permis de mettre en relief les éléments de la chaîne les plus sensibles au regard des performances. En effet, le travail entrepris a consisté à rendre réaliste les paramètres des composants dans la simulation.

Tout d'abord, une liaison de référence a été construite, avec les éléments de base quasi-idéaux de la bibliothèque de COMSIS.

Ensuite, nous avons progressivement intégré de nouveaux modèles dont les performances sont issues de mesures expérimentales réalisées sur les composants en développement.

Les simulations itératives ont permis de définir quels éléments dégradent le plus les performances de la liaison et où l'attention devra être portée lors du développement des modules émetteur et récepteur.

Un autre point fort de ce travail a consisté, en dehors des modules émetteur et récepteur, à rendre la ligne optique la plus semblable possible à celle développée par France Télécom R&D dans le cadre du projet ERMIONE.

A été mis en évidence l'importance de suivre des règles bien définies sur l'insertion des fibres dans la liaison et de configurer les amplificateurs optiques correctement (position, performances, ...).

Enfin, d'un point de vue des résultats, nous avons montré que la simulation permet d'obtenir des facteurs de qualité parfaitement compatibles avec ceux fournis par le démonstrateur expérimental.

L'extension de cette étude pourrait être la mise en place d'un multiplexage WDM 4*40 Gbits/s utilisant la liaison développé dans ce chapitre.

Références :

- [1] DUBOIS Anne, VERNEUIL Jean-Louis, AUPETIT-BERTHELEMOT Christelle et DUMAS Jean-Michel, "Simulation-système", Livrable n°3 du projet RNRT ERMIONE, Mars 2001.
- [2] VERNEUIL Jean-Louis, AUPETIT-BERTHELEMOT Christelle, PILLET Didier, DUBOIS Anne et DUMAS Jean-Michel, "Simulation-système", Livrable n°6 du projet RNRT ERMIONE, Mai 2002.
- [3] DUBOIS Anne, VERNEUIL Jean-Louis, AUPETIT-BERTHELEMOT Christelle, PILLET Didier, LEFEVRE René et DUMAS Jean-Michel, "Optimisation par la simulation système des performances de dispositifs optoélectroniques fonctionnant à 40 Gbits/s", 3^{ème} Colloque OPTIX'2001, 26 - 28 Novembre 2001, Marseille, A23.
- [4] VERNEUIL Jean-Louis, AUPETIT-BERTHELEMOT Christelle et DUMAS Jean-Michel, "Prise en compte de modèles réalistes de composants micro-optoélectroniques pour la simulation d'une liaison optique à 40Gbits/s", 9^{èmes} Journées Nationales Microélectronique et Optoélectronique, 29 Septembre - 2 Octobre 2002, St Aygulf, C-3.125.
- [5] VERNEUIL Jean-Louis, AUPETIT-BERTHELEMOT Christelle et DUMAS Jean-Michel, "Prise en compte de modèles réalistes de composants micro-optoélectroniques par la simulation d'une liaison optique à 40Gbits/s", 6^{èmes} Journées Nationales du Réseau Doctoral Microélectronique, Micro et Nanotechnologies, 14 – 16 Mai 2003, Toulouse, pp. 119-121.
- [6] AUPETIT-BERTHELEMOT Christelle, DUBOIS Anne, VERNEUIL Jean-Louis and DUMAS Jean-Michel, "System simulation : a tool to validate the insertion of optoelectronic devices into a 40Gbit/s fiber-optic link", *Annals of Telecommunications*, 2003, Vol. 58, n° 9-10, pp. 1-36.
- [7] DEVAUX F., "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 de doctorat de l'Université Paris XI, 1993.
- [8] AGRAWAL G.P., "Nonlinear fiber optics", *Academic Press*, New York, 1989.

- [9] PILLET Didier *et al*, Livrable n°1 du projet ERMIONE, Juin 2000
- [10] IPSIS, Manuel d'utilisation du logiciel COMSIS
- [11] POOLE C.D. and WAGNER R. E., "Phenomenological Approach to Polarisation Dispersion in Long Single Mode Fibres", *Electronics Letters*, September 1986, Vol. 22, N° 19, pp. 1029-1030.
- [12] POTTIER Eric and SAILLARD Joseph, "Fondements mathématiques de la polarimétrie et son application au domaine du radar", *Annals of Telecommunications*, 1992, Vol. 47, n°7-8, pp. 314-336.
- [13] VERNEUIL Jean-Louis, AUPETIT-BERTHELEMOT Christelle and DUMAS Jean-Michel, "Study of Polarization Mode Dispersion (PMD) in high bit rate optical link using a system simulator", *Progress In Electromagnetics Research Symposium*, July 1-5 2002, Cambridge (MA), USA, p. 107.
- [14] VERNEUIL Jean-Louis, AUPETIT-BERTHELEMOT Christelle et DUMAS Jean-Michel, "Simulation de l'insertion d'amplificateurs à fibre dopée Erbium (EDFA) dans une liaison à 40 Gbits/s", *9èmes Journées Nationales Microélectronique et Optoélectronique*, 29 Septembre - 2 Octobre 2002, St Aygulf, C-3.133.
- [15] JOINDOT, Irène et Michel, *Les Télécommunications par fibres optiques*, Collection Technique et Scientifique des Télécommunications, Paris : Dunod et CNET-ENST, 1996
- [16] LE BRUN Christine, "Développement de la nouvelle bibliothèque de composants optiques de COMSIS", Thèse de doctorat de l'Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, Octobre 1999.
- [17] PILLET D. *et al*, (invited) "Transmission over 300km of Teralight™ fiber with an all integrated ETDM 40 Gb/s optoelectronic transmitter module", *European Conference on Optical Communication*, 2003, September 21-25, Rimini, Italy.

Chapitre V

La simulation système : une aide à l'étude de la fiabilité des composants

Table des matières

Introduction	263
I. Présentation du projet	264
1. Les Sciences et Technologies de l'Information et de la Communication (STIC).....	264
2. L'AS Mécanismes de dégradation des dispositifs à semi-conducteurs composés III-V et SiGe - Impact sur la sécurité de fonctionnement et la fiabilité.....	265
2.1. Le RTP 31 : Fiabilité des composants et packaging	266
2.1.1. Contexte général	266
2.1.2. Les objectifs.....	267
2.2. L'Action Spécifique 108 : "Mécanismes de dégradation des dispositifs à semi- conducteurs composés III-V et SiGe - Impact sur la sécurité de fonctionnement et la fiabilité"	268
3. Contribution de GESTE et de la simulation	268
II. Les dégradations des paramètres du laser.....	270
1. Etablissement des lois de dégradations	270
1.1. Méthode utilisée	270
1.2. Loi de dégradations	271
2. Présentation de la simulation.....	273
3. Simulation de la dégradation et impact sur les performances	275
Conclusion	279

Liste des tableaux

<i>Tableau V- 1 : Exemple de paramètres (a ; n) utilisés en simulation.</i>	<i>272</i>
<i>Tableau V- 2 : Paramètres des opérateurs utilisés pour la liaison simulée.....</i>	<i>274</i>
<i>Tableau V- 3 : Durée maximale d'utilisation du laser subissant cette loi de dégradation pour cette liaison simulée et cette modulation.....</i>	<i>277</i>

Liste des figures

<i>Figure V- 1 : Distribution des paramètres expérimentaux a et n.....</i>	<i>272</i>
<i>Figure V- 2 : Lois représentant les courants de polarisation en fonction du temps pour maintenir une puissance optique constante en sortie d'un laser.....</i>	<i>272</i>
<i>Figure V- 3 : Courbes des lois représentant les variations des performances d'un laser.....</i>	<i>273</i>
<i>Figure V- 4 : Schéma de la liaison simulée.....</i>	<i>273</i>
<i>Figure V- 5 : Courbes représentant les variations de puissances émises par le laser.....</i>	<i>275</i>
<i>Figure V- 6 : Diagrammes de l'œil obtenus en sortie de filtre de réception pour une liaison simulée à 622 Mbits/s et après une dégradation décrite par les variations de courant de polarisation selon les paramètres I.....</i>	<i>276</i>
<i>Figure V- 7 : Diagrammes de l'œil obtenus en sortie de filtre de réception pour une liaison simulée à 2,5 Gbits/s et après une dégradation décrite par les variations de courant de polarisation selon les paramètres I.....</i>	<i>278</i>

Introduction

L'essor des systèmes de transmission actuels est tel que les attentes en terme de rapidité, de capacité et de qualité sont toujours croissantes. Pour satisfaire cette ambition, il est demandé aux différents éléments les constituant de progresser perpétuellement et à un rythme élevé. Les impératifs sont très forts en terme de performances (débit, TEB, bruit, fiabilité). Cela se traduit très souvent par des composants fonctionnant à leurs "limites". Il est donc primordial de pouvoir définir des aires de sécurité de fonctionnement optimisées en terme de fiabilité, ce qui n'est possible que par une connaissance améliorée des mécanismes de dégradation, de leur activation et de leur localisation.

Une étude des dégradations ou du vieillissement des composants et leurs conséquences sur la fiabilité d'un système est proposée dans le cadre d'une Action Spécifique CNRS regroupant plusieurs partenaires. Le premier paragraphe sera dédié à ce projet, sa nature et son contexte, ainsi qu'à la présentation du rôle de la simulation dans cette étude. Puis seront décrites les lois de dégradation d'un composant optoélectronique : le laser, ainsi que la méthode pour les établir. Pour finir, les premiers résultats de simulation obtenus par GESTE lors de cette Action Spécifique seront exposés.

I. Présentation du projet

L'étude à laquelle participe le laboratoire GESTE s'inscrit dans le cadre d'une Action Spécifique (AS) associée à un projet du Réseau Thématique Pluridisciplinaire (RTP). Dans un premier temps, l'environnement et le fonctionnement de ces projets seront présentés, puis une description du projet qui nous intéresse et de son contexte sera fait dans un second paragraphe. Pour finir, la contribution de GESTE dans ce projet, c'est-à-dire le travail de recherche effectué durant cette thèse, sera examinée.

1. Les Sciences et Technologies de l'Information et de la Communication (STIC)

Le 5 octobre 2000, fut créé un nouveau département au sein du Centre National de la Recherche Scientifique (CNRS) : Les Sciences et Technologies de l'Information et de la Communication (STIC) [1]. Cette création s'inscrit dans le cadre de la politique scientifique définie par le Ministère de la Recherche qui vise à accroître le potentiel de recherche en France. S'appuyant sur l'activité des 130 unités de recherche qui lui sont rattachées, le département s'est structuré autour de quatre grands domaines disciplinaires impliqués dans :

1. Informatique et traitement de l'information.
2. Système, signal et composant.
3. Dispositifs et technologies micro et nano.
4. Interactions humaines et cognition.

La création des Réseaux Thématiques Pluridisciplinaires [2] est une phase essentielle dans la stratégie d'organisation des activités de recherche du département STIC. Elle vise à fournir un cadre d'élaboration et d'animation en réseau pour les activités des laboratoires autour d'un thème pluridisciplinaire. Un thème se structure autour d'une finalité définie et d'enjeux de recherche prioritaires pour les STIC, et avec concertation du CNRS.

Chaque réseau s'organise autour d'un noyau de laboratoires qui, leaders du domaine, assurent la responsabilité du réseau et s'inscrivent dans l'effort de structuration de l'espace de recherche européen autour des nouveaux instruments que sont les réseaux d'excellence et les projets intégrés.

Les réseaux sont créés pour une durée indéterminée. En fonction de l'évolution de la stratégie de recherche des STIC et en fonction de l'évaluation de leur activité, les réseaux pourront être arrêtés ou refondus sur décision du Directeur du Département STIC. Ils doivent établir régulièrement tous les trois ans un rapport de synthèse sur les travaux de recherche menés au sein du réseau et sur la prospective du domaine. Ils sont aujourd'hui au nombre de 50.

Chaque réseau est doté de moyens propres de fonctionnement et peut mobiliser sous la responsabilité du Département STIC un ensemble d'outils et de ressources, par exemple des Actions Spécifiques (AS). Celles-ci ont pour objectif de détecter, d'analyser et de développer de nouvelles thématiques de recherche pour le département : idées nouvelles provenant d'une avancée réalisée dans diverses disciplines, potentiel d'utilisation des compétences d'une discipline sur un nouveau sujet, applications innovantes débouchant sur une nouvelle problématique de recherche... [3]. Elles peuvent par exemple développer des travaux préliminaires pour évaluer la difficulté et l'intérêt d'une nouvelle direction de recherche. Les AS doivent permettre de motiver et de rassembler un ensemble de chercheurs issus de plusieurs laboratoires vers l'exploration d'un thème innovant et faire avancer globalement les laboratoires sur la prospective de recherche dans le domaine des STIC.

2. L'AS Mécanismes de dégradation des dispositifs à semi-conducteurs composés III-V et SiGe - Impact sur la sécurité de fonctionnement et la fiabilité

L'étude à laquelle participe le laboratoire GESTE concerne l'Action Spécifique n°108 nommée "Mécanismes de dégradation des dispositifs à semi-conducteurs composés III-V et SiGe - Impact sur la sécurité de fonctionnement et la fiabilité". Elle est rattachée au réseau thématique pluridisciplinaire n°31 : Fiabilité des composants et packaging.

2.1. Le RTP 31 : Fiabilité des composants et packaging [4]

La fiabilité des composants constitue l'élément de base pour la sûreté de fonctionnement des systèmes et pour leur fiabilité. Les composants évoluent dans des conditions de plus en plus extrêmes avec des contraintes économiques de fabrication fortes. L'étude de leur fiabilité (du dispositif au packaging), élément clé pour la progression des performances, doit être prise en compte, à la fois, en amont, lors du développement des procédés nouveaux, en cours de réalisation et en aval, dans la qualification des composants. Ce réseau interdisciplinaire associe des compétences en technologie, électronique, physique des matériaux, chimie, mécanique et informatique.

Un des objectifs du RTP "Fiabilité des composants et packaging" est l'élaboration d'une base de connaissances sur les thèmes de la fiabilité des composants, systèmes et microsystèmes électroniques.

2.1.1. Contexte général

La fiabilité des composants, circuits intégrés ou assemblages, est un des facteurs majeurs conditionnant le développement de la microélectronique. Il en est de même pour les microsystèmes dont la pénétration des marchés est liée à la démonstration d'une fiabilité opérationnelle satisfaisante. A cela, plusieurs raisons : d'une part, avec la banalisation de l'électronique dans tous les secteurs d'activité humaine, les profils de mission sont devenus extrêmement sévères, en particulier du point de vue des contraintes environnementales ; dans le même temps, la complexité croissante des technologies rend leur susceptibilité aux contraintes plus délicate à gérer en terme de robustesse ; enfin, les niveaux de fiabilité exigés maintenant dans la plupart des applications sont extrêmement élevés. A titre d'exemple, l'industrie automobile focalise sur 10 FIT le taux de défaillance (1 FIT correspond à une défaillance sur 10^9 / heure). Dans toutes les applications, c'est pratiquement le zéro défaut qui est demandé sur une durée de vie déterminée. Cette situation nécessite un renouvellement complet des méthodes de construction et de démonstration de la fiabilité. Les bases de la haute fiabilité se situent au niveau de la conception, des choix technologiques, de la maîtrise des procédés et de la modélisation physique des mécanismes de défaillances ; un des objectifs étant de garantir des distributions de défaillances aussi resserrées que possible en fin de durée de vie.

2.1.2. Les objectifs

L'objectif des travaux envisagés dans le cadre du réseau est :

- De jeter les bases d'une méthodologie de prévision de la fiabilité basée sur une approche physique, par la recherche et la modélisation des mécanismes de défaillance,
- De dégager des règles de conception permettant les meilleurs compromis performance/fiabilité ou intégration/fiabilité,
- D'accéder aux meilleurs choix technologiques vis-à-vis de la fiabilité,
- De contribuer à la génération d'outils permettant un contrôle en ligne dans les étapes critiques des procédés,
- D'optimiser les tests de fiabilité à la fois dans leur signification physique et statistique, tout en réduisant leur coût et leur durée.

Sur un tel thème, la mise en commun des compétences et des acquis de différentes équipes de recherche nationales, en association avec des partenaires industriels, doit permettre des avancées rapides et coordonnées dans le domaine de la fiabilité des composants et des microsystèmes, à un niveau équivalent à celui d'autres initiatives internationales en réseau. D'autre part, il paraît important de couvrir le sujet depuis le semi-conducteur jusqu'à l'assemblage, y compris sous forme de microsystème, notamment parce qu'une majorité de défaillances dans un composant a pour origine les interfaces technologiques. De plus, la problématique de la fiabilité est par définition extrêmement large et couvre à la fois les questions relatives à la physique et à la physico-chimie des matériaux, aux phénomènes électriques, aux phénomènes thermiques, aux modèles mathématiques de traitement de données, etc. Le côté pluridisciplinaire de l'approche est absolument indispensable dans la constitution du réseau.

2.2. L'Action Spécifique 108 : "Mécanismes de dégradation des dispositifs à semi-conducteurs composés III-V et SiGe - Impact sur la sécurité de fonctionnement et la fiabilité" [5]

Associée au RTP présenté ci-dessus, et mis en place début 2003, cette action spécifique a identifié trois thématiques prioritaires :

- La caractérisation électrique et la modélisation des effets parasites, principalement l'ionisation par impact, potentiellement à l'origine de mécanismes de dégradation intrinsèques et les mécanismes de dégradation spécifiques aux couches contraintes composées SiGe et III-V.
- La détection précoce de dégradations par l'analyse du bruit basses fréquences et par électroluminescence ; les seuils d'ionisation par choc obtenus par électroluminescence pourront être confrontés à ceux issus des mesures de bruit BF.
- La définition et la validation de critères de fiabilité par la simulation système de liaisons optiques.

Afin de mener à bien ce projet, se sont développées des collaborations entre plusieurs partenaires. On y retrouve des laboratoires universitaires : le LAAS-CNRS, IXL, l'IEF, le L2MP et UMOP-GESTE ; et des partenaires industriels : STMicroelectronics, Thalès R&T, OPTO+/Alcatel CIT, Alcatel Space Industry et OMMIC.

3. Contribution de GESTE et de la simulation

Les finalités de l'étude sont centrées sur l'influence de la variabilité des paramètres fonctionnels des composants induite par la dispersion technologique, les dysfonctionnements et les dégradations dues aux contraintes des profils de mission sur les performances des systèmes de transmission optique. Pour cela, la simulation des systèmes semble tout à fait adaptée. Les variations des paramètres non stables devront être intégrées dans le logiciel de simulation. Ce dernier est toujours COMSIS, présenté dans le chapitre 3.

La première réponse à trouver concerne la connaissance des dégradations possibles. Cela implique leur localisation et leur description. Suite à des recherches bibliographiques et

des concertations, il a été décidé de s'intéresser principalement aux variations touchant deux composants :

- Les transistors, dont la variation des paramètres électriques est susceptible de pénaliser les performances lors de leur insertion en système.
- Les sources optiques fonctionnant dans l'infra-rouge et à haut débit, et dont les contraintes modifient leurs caractéristiques.

La prise en compte de ces variations dans la simulation concerne certains opérateurs d'un schéma-bloc. Ainsi, les variations des paramètres du laser devront être simulées et celles des transistors interviendront dans les modules d'émission (dans les circuits de commande (driver)) et de réception (dans l'amplificateur électrique).

Dans ce mémoire de thèse seront présentés uniquement les résultats sur le composant optoélectronique laser, les autres travaux étant toujours en cours.

II. Les dégradations des paramètres du laser [6]

Pour cette étude, une étroite collaboration existe entre le laboratoire IXL, Alcatel Optronics et GESTE. Les partenaires se sont chargés d'évaluer les mécanismes de dégradations, en faisant vieillir des lasers DFB (Distributed Feed-Back) InGaAsP/InP 1550nm, et d'en extraire des lois. Notre rôle a ensuite consisté à intégrer dans le logiciel COMSIS ces lois et à mesurer l'influence de ces variations sur une liaison adéquate prédéfinie. Le premier paragraphe expliquera brièvement la méthode de caractérisation et présentera les lois établies à partir de ces mesures. La seconde partie sera l'intégration de ces lois d'évolution de chacun des paramètres du laser dans le modèle et la simulation de la liaison.

1. Etablissement des lois de dégradations [7-8]

1.1. Méthode utilisée

Pour déterminer une loi de dégradation des paramètres d'un laser, la méthode est de faire subir au composant un vieillissement accéléré. Ce vieillissement peut être de plusieurs natures : A Puissance Constante (APC), et le plus souvent A Courant d'alimentation Constant (ACC). Ce vieillissement, en stockage thermique actif, peut également être de plusieurs intensités possibles (par exemple, à 80 mA à 80°C ou 150 mA à 100°C). Quant aux mesures des caractéristiques du laser, elles ne sont pas réalisées pendant le vieillissement, mais à des conditions d'utilisation plus réalistes (par exemple à 25°C en émettant 3 mW ou 10 mW). Cette méthode suit en fait les normes Télécordia GR-468. Le vieillissement est donc régulièrement interrompu. Pendant ces coupures, des mesures de reprise sont effectuées sur le courant d'alimentation nécessaire ou sur la longueur d'onde lors d'une émission d'un signal optique à puissance fixée (3 mW, 14 mW ou 28 mW). Des lois de dégradations peuvent ensuite être extraites de ces mesures, et par des relations entre les lois macroscopiques et les phénomènes physiques associés, peut être connue l'évolution de chacun des paramètres du composant. Une variation du courant d'alimentation pour maintenir une puissance optique

constante après vieillissement peut s'expliquer de différentes manières : une diminution du rendement, une augmentation du courant de seuil, ...

Cependant, les tests actuels de vieillissement sont limités par de faibles facteurs d'accélération et surtout de faibles taux de défaillance. Ainsi, les durées de vieillissement deviennent rédibitoires pour atteindre le critère de défaillance et apporter plus d'authenticité et de précision aux lois établies et aux estimations faites. De plus, le nombre de composants testés n'est pas très important.

Cela a été le cas pour les mesures des dégradations des paramètres du laser. Vingt quatre composants ont été vieillis. Le critère de défaillance recommandé (20% de dérive du courant d'alimentation I_{op}) n'a pas été atteint au bout de 2 000 heures de vieillissement. Seuls des dérives inférieures à 5% ont été exploitées et une extrapolation par la loi "empirique" sur la durée de vie opérationnelle a été réalisée.

1.2. Loi de dégradations

Les lois de dégradations relatives à $\frac{\Delta I_{op}}{I_{op}}$ suivent une loi de la forme at^n où I_{op} est le courant de polarisation du laser et t la durée (en heures) du composant. Les paramètres a et n sont issus du lissage des caractéristiques expérimentales.

Pour des mesures extraites d'un vieillissement accéléré, il faut tenir compte d'un facteur d'accélération $AF = \exp\left(-\frac{E_a}{nk} \left(\frac{1}{T_2} - \frac{1}{T_1}\right)\right)$, pour rendre compte du profil de mission, où E_a est l'énergie d'activation (0,7 eV) ; k la constante de Boltzmann ($1,38062 \cdot 10^{-23}$ J/K = $8,62 \cdot 10^{-5}$ eV/K) ; T_1 et T_2 les températures respectivement lors des mesures et du vieillissement ($T_1 = 334$ K et $T_2 = 389$ K) ; n le paramètre issu des mesures.

Plusieurs séries de mesures sur le courant de polarisation pour maintenir la puissance optique constante ont été effectuées sur plusieurs composants. En découlent alors, à l'aide d'un logiciel, des lois avec plusieurs couples de paramètres possibles (a ; n) (Figure V- 1).

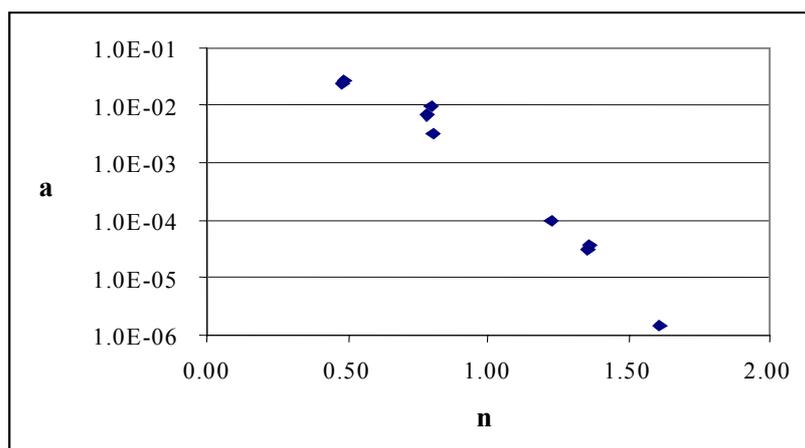


Figure V- 1 : Distribution des paramètres expérimentaux a et n .

Quatre exemples de ces couples de paramètres (a ; n), numérotés de 1 à 4 (Tableau V- 1), seront régulièrement utilisés pour les simulations effectuées.

N° du couple	1	2	3	4
Paramètre "a"	0,0087	0,0704	0,000118	0,0328
Paramètre "n"	0,754	0,497	1,104	0,517

Tableau V- 1 : Exemples de paramètres (a ; n) utilisés en simulation.

Cette loi de dégradation du courant d'alimentation pour chacun de ces 4 couples (a ; n) a été tracée sous EXCEL et est reproduite Figure V- 2.

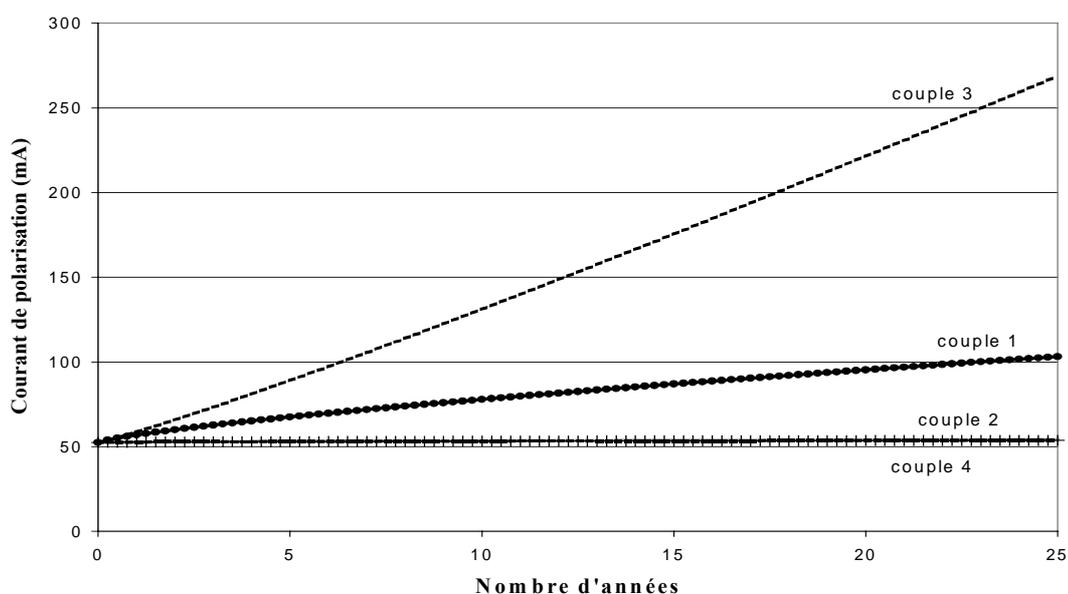


Figure V- 2 : Lois représentant les courants de polarisation en fonction du temps pour maintenir une puissance optique constante en sortie d'un laser.

Les courbes étant croissantes, il a donc fallu augmenter le courant de polarisation pour maintenir constante une puissance optique. Ces courbes sont la compensation des dégradations subies par le laser. Et, pour simuler cette baisse de performances du laser, ce sont les courbes opposées (Figure V- 3) à celles de la Figure V- 2 qu'il faudra intégrer dans la liaison simulée.

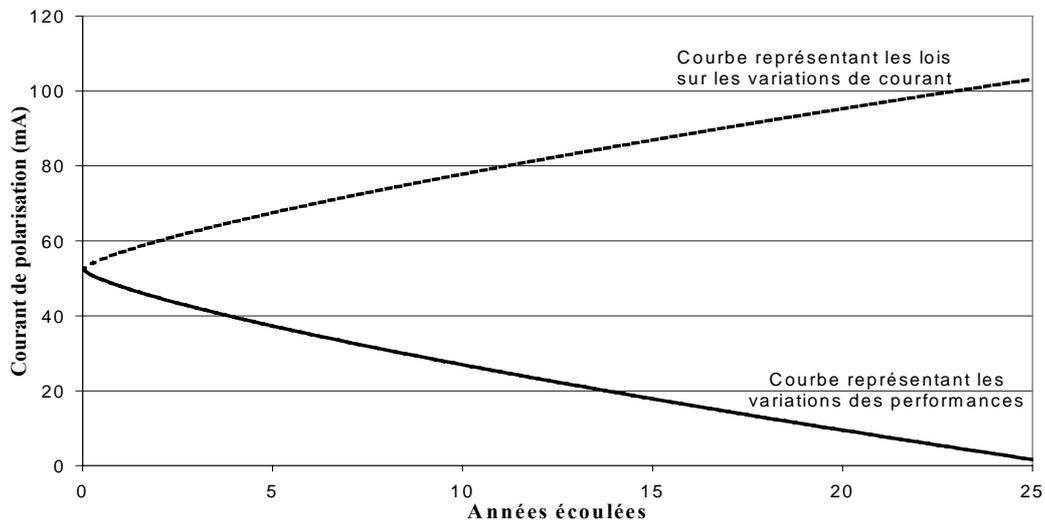


Figure V- 3 : Courbes des lois représentant les variations des performances d'un laser

2. Présentation de la simulation

La liaison simulée sur COMSIS pour visualiser cette dégradation est décrite Figure V- 4. Une modulation directe à 622 Mbits/s puis à 2,5 Gbits/s est employée pour cette étude. La dispersion globale est nulle sur cette transmission de 50 km. L'ensemble des paramètres est résumé dans le Tableau V- 2.

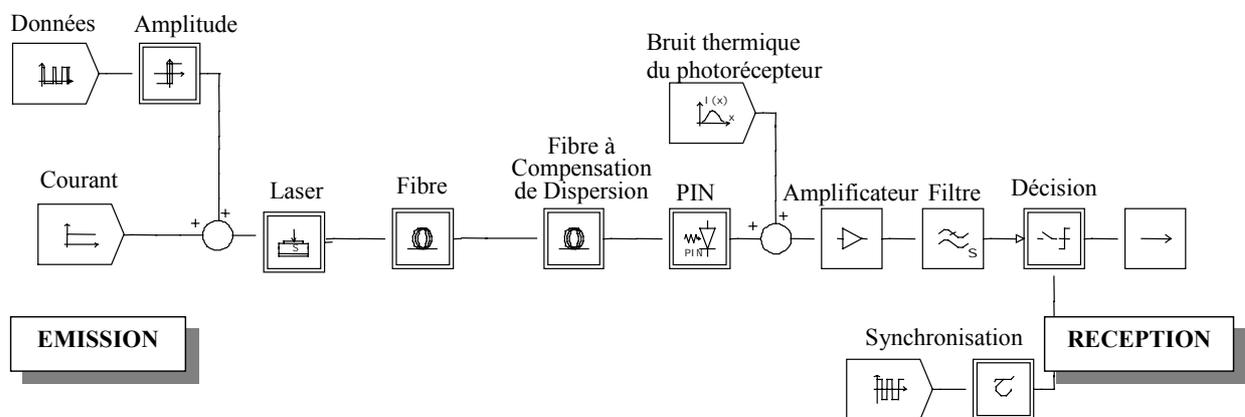


Figure V- 4 : Schéma de la liaison simulée.

Données	Type Débit	Séquence binaire pseudoaléatoire 2,5 Gbits/s
Laser	Type Longueur d'onde Puissance optique émise Courant de seuil Rendement Chirp	Laser système 1550 nm 7 mW 20 mA 0,25 W/A 100 MHz/mA
DCF Fibre de Compensation	Type Longueur Atténuation Dispersion chromatique	Fibre monomode 5 km 0,6 dB/km $-80+0,09*(\lambda-1541)$ ps/nm/km
Fibre Teralight	Type Longueur Atténuation Dispersion chromatique	Fibre monomode 50 km 0,22 dB/km $8+0,058*(\lambda-1550)$ ps/nm/km
PIN	Type Sensibilité Courant d'obscurité	Photodiode PIN 0,8 A/W 5 nA
Amplificateur	Type Gain	Gain Calculé pour normaliser l'œil
Filtre	Type Ordre	Filtre passe-bas de Bessel 5 ^{ème}
Décision	Type Seuil	Décision 0,5
Bruit thermique	Type	Bruit en courant
	Densité spectrale	$2 \text{ pA}/(\text{Hz}^{1/2})$
Synchronisation	Type Fréquence Retard	Horloge 2,5 GHz 44,7 ps

Tableau V- 2 : Paramètres des opérateurs utilisés pour la liaison simulée.

Le courant de polarisation est choisi à l'instant 0 de telle sorte que le laser émette une puissance optique égale à 7 mW. Le courant I_{op} correspondant est donc de 52,39 mA.

Une étude sur les paramètres statiques du laser simulé est décrite par la Figure V- 5. Elle montre les variations de puissance émise par le laser si l'on fait dériver négativement son courant d'alimentation selon les lois de dégradation fournies dans le paragraphe II. 1.2. Les quatre propositions de lois exploitées par GESTE ont des allures très variées. Les couples de paramètres 2 et 4 reproduisent un laser presque stable, alors que les couples 1 et 3 décrivent un laser peu fiable et qui ne serait plus opérationnel après respectivement douze et quatre années de fonctionnement.

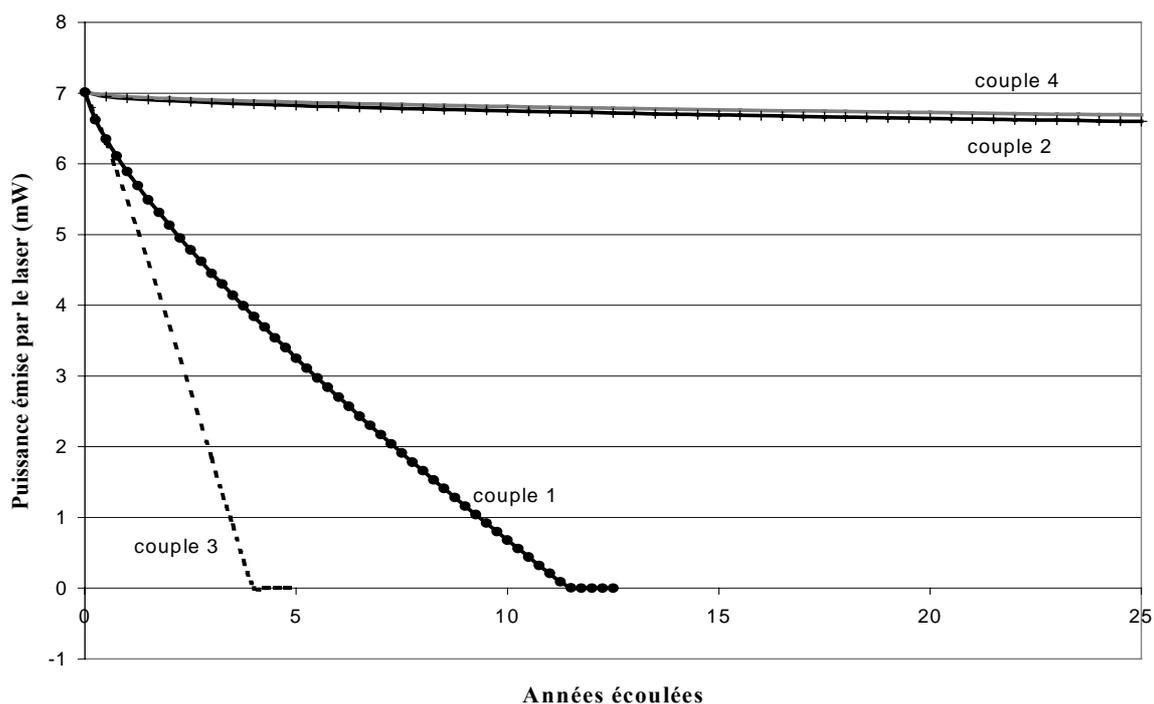


Figure V- 5 : Courbes représentant les variations de puissances émises par le laser.

Une étude sur les paramètres dynamiques du laser va ensuite être réalisée. Pour cela, l'alimentation sera composée d'un courant de polarisation, qui va subir une dérive définie par les lois précédemment décrites, et d'une modulation d'amplitude 40 mA autour de ce courant de polarisation (soit à l'instant $t=0$: $I = 52,39 \pm 20$ mA). Cela correspond à la sortie du laser à un signal optique dont l'amplitude de la modulation est égale à 10 mW (soit à l'instant $t=0$: $P = 7 \pm 5$ mW).

Les résultats de cette étude sont présentés dans le paragraphe suivant.

3. Simulation de la dégradation et impact sur les performances

Au cours du temps, le signal optique émis subit une diminution de puissance. Cette décroissance diffère selon le choix des paramètres (a ; n). L'amplitude de modulation est conservée au cours de la durée de vie.

En bout de ligne, le signal est de qualité quasiment identique. Seule une dégradation des niveaux a été simulée dans ces lois, aucun bruit n'est ajouté.

Des simulations pour les différentes possibilités de couples (a ; n) et pour un débit égal à 622 Mb/s ont été effectuées. Les performances de cette liaison subissant les dégradations temporelles du laser ont été mesurées et les diagrammes de l'œil ont régulièrement été tracés en sortie de filtre de réception. La

Figure V- 6 représente quelques diagrammes de l'œil pour le couple n°1 des paramètres (a ; n), représentatifs de conditions de vieillissement très pessimistes pour la diode laser. Le complément de ces résultats de simulation est présenté en Annexe 1.

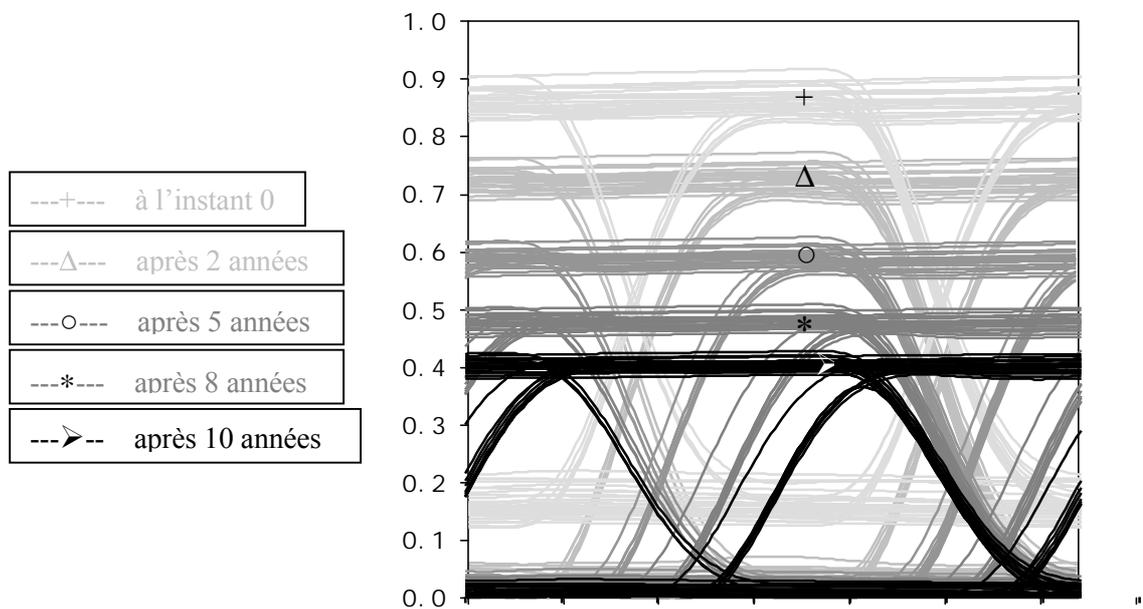


Figure V- 6 : Diagrammes de l'œil obtenus en sortie de filtre de réception pour une liaison simulée à 622 Mb/s et après une dégradation décrite par les variations du courant de polarisation selon le couple de paramètres n°1.

Dans le cas d'une simulation à 622 Mb/s, pour le couple de paramètres 1 (0,0087 ; 0,754) et la loi de dégradation $a^n \cdot \exp\left(-\frac{E_a}{nk} \left(\frac{1}{T_2} - \frac{1}{T_1}\right)\right)$, on voit que le diagramme de l'œil s'écrase vers le zéro. Cela signifie que le laser reçoit un courant, pour le niveau bas, à peine supérieur puis inférieur au courant de seuil. En conséquence, le laser alternera, selon la

modulation, entre une émission et pas d'émission de lumière, entre présence et absence d'émission stimulée de photons. De plus, après huit années, l'écrasement de l'œil fait que le niveau haut des données est inférieur au seuil de détection. Deux solutions alors sont envisageables :

- 1- Améliorer la conception des lasers.
- 2- Adapter le module de détection, synchronisation et remise en forme pour compenser l'écrasement des signaux.

La durée maximale de vie des lasers après des simulations itératives a été estimée à 7 années pour le couple n°1 de paramètres (a ; n). L'ensemble des résultats de tous les couples de paramètres fournis par IXL est résumé dans le Tableau V- 3, qui donne la durée maximale pour chacun de ces couples.

Valeurs des paramètres (a ; n)	(0,0087 ; 0,754)	(0,0704 ; 0,497)	(0,000118 ; 1,104)	(0,0328 ; 0,517)
Durée maximale d'utilisation	7 ans	3800 ans	34 mois	5000 ans

Tableau V- 3 : Durée maximale d'utilisation du laser subissant cette loi de dégradation pour cette liaison simulée et cette modulation.

Il est important de rappeler que les lois de dégradation simulées correspondent à une extrapolation et donc à une hypothèse de validité de la loi sur 20 ans. De plus, la difficulté à extraire les paramètres a et n contribue à augmenter l'incertitude sur les résultats.

Les simulations ont également été réalisées à 2,5 Gbits/s. Les résultats du cas n°1 sont reportés sur la Figure V- 7 et ceux des autres cas en Annexe 2.

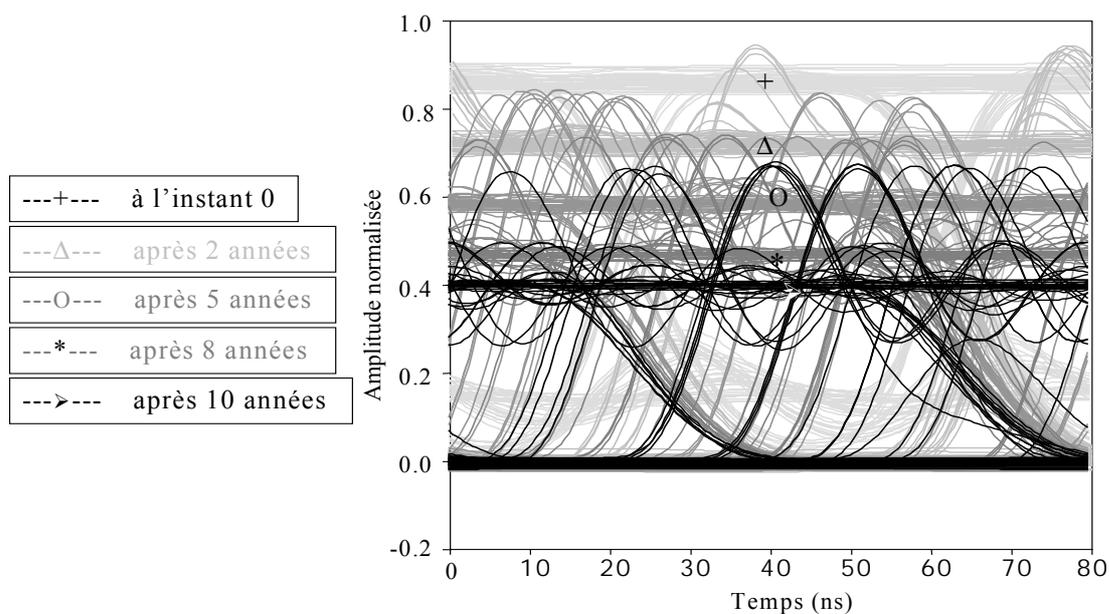


Figure V- 7 : Diagrammes de l'œil obtenus en sortie de filtre de réception pour une liaison simulée à 2,5 Gbits/s et après une dégradation décrite par les variations du courant de polarisation selon le couple de paramètres n°1.

On constate que la durée de vie n'est pas modifiée, donc la rapidité d'utilisation n'influe pas sur le vieillissement du composant. Cela est peut être dû au fait que ces lois de dégradations intégrées dans les simulations ont été établies à partir de mesures sur un fonctionnement statique et non dynamique du laser.

Au regard des diagrammes de l'œil, la seule différence réside dans l'allure des signaux, déformés pour un débit de 2,5 Gbits/s. En effet, la bande passante et le taux d'amortissement du laser sont fonctions du courant d'alimentation et les faibles courants sont plus pénalisants à ce débit. Il en résulte une augmentation des oscillations quand le composant vieillit.

Il a également été observé un décalage temporel des yeux, confirmant que le temps de réponse du laser dépend du courant d'alimentation (chapitre 2 § III 1.6.).

Conclusion

La méthodologie employée pour évaluer les défaillances d'un composant a consisté à mesurer les pertes de puissance au cours du temps. D'un point de vue simulation, cette perte de puissance n'a été transcrite qu'en simulant une diminution du courant de polarisation, synonyme d'une diminution des performances.

Cette méthode apparaît comme imprécise, et pourrait être complétée en implantant simultanément les lois de défaillances des autres paramètres du laser (rendement, courant de seuil, RIN, décalage en fréquence, ...). Cela pourrait donner plus de confiance aux résultats de simulation. Ces études sont poursuivies au sein de GESTE dans le cadre de l'AS.

Cependant, les premières études permettent de conclure que la simulation peut également, en plus de la conception, être utilisée pour estimer l'impact des défaillances de composants sur les performances d'une liaison optique.

Nous avons montré que la qualité de la transmission est fortement compromise à compter d'une durée de vie du composant définie sur la base de mesures de fiabilité.

Références :

[1] Site des Sciences et Technologies de l'Information et de la Communication.

<http://www.cnrs.fr/STIC/>

[2] Site des Réseaux Thématiques Pluridisciplinaires.

<http://www.cnrs.fr/STIC/actions/rtp/rtp.htm>

[3] Site des Actions Spécifiques.

<http://www.cnrs.fr/STIC/actions/as/as.htm>

[4] Site sur le Réseau Thématique Pluridisciplinaire 31 : Fiabilité des composants.

<http://www.ixl.u-bordeaux.fr/rtpfiab/>

[5] Site sur l'Action Spécifique 108 "Mécanismes de dégradation des dispositifs à semi-conducteurs composés III-V et SiGe - Impact sur la sécurité de fonctionnement et la fiabilité".

http://www.ixl.u-bordeaux.fr/rtpfiab/a_as.htm

[6] MENDIZABAL L., VERNEUIL J.L. *et al*, "Impact of 1.55 μm laser diode degradation laws on fiber optic system performances using a system simulator", *Microelectronics Reliability*, 2003, Vol. 43, issue 8, pp. 1743-1749.

[7] FUKUDA M., "Reliability and degradation of semiconductor Lasers and LEDs", *Artech House*, 1991.

[8] VANZI M., MARTINES G., BONFIGLIO A. and LICHERI M., "A simpler method for life-testing laser diodes", *The 10th European Symposium on Reliability of Electron Devices*, Bordeaux, France, 5-8 October 1999.

Annexes

Annexe 1 : Diagrammes de l'œil obtenus en sortie de filtre de réception d'une liaison simulée à 622 Mbits/s avec différents paramètres de couples (a ; n)

Suite à différents paramètres (a ; n) dans la loi de dégradation du courant de polarisation d'un laser :

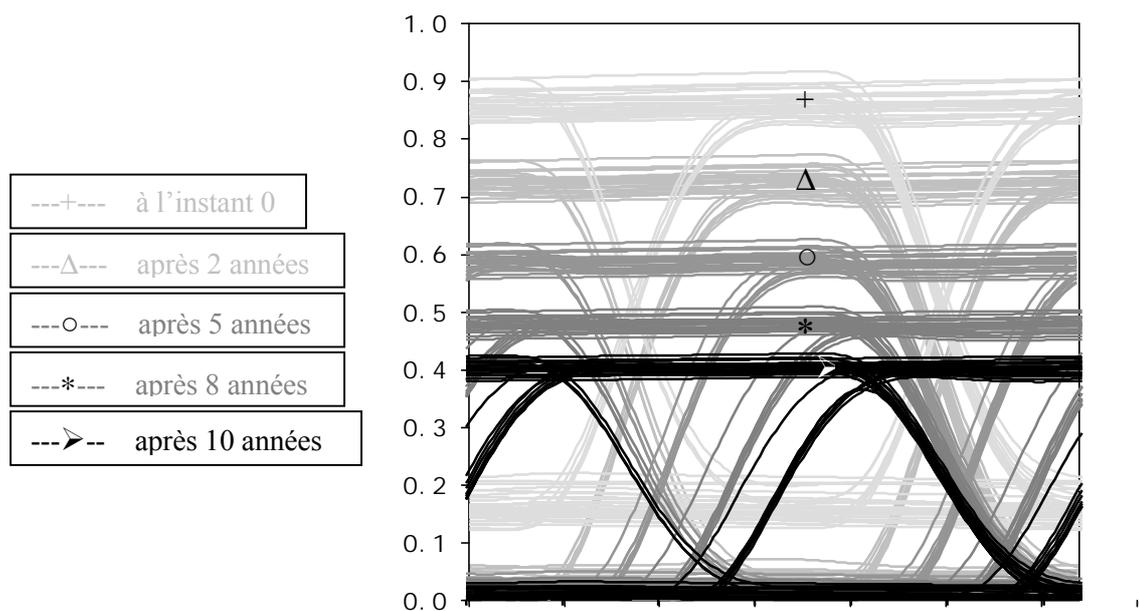
$$\frac{\Delta I_{op}}{I_{op}} = a t^n \cdot \exp\left(-\frac{E_a}{nk} \left(\frac{1}{T_2} - \frac{1}{T_1}\right)\right)$$

avec t l'âge en heures du composant ; E_a l'énergie d'activation (0,7 eV) ; k la constante de Boltzmann (1,38062 10⁻²³ J/K = 8,62 10⁻⁵ eV/K) ; T₁ et T₂ les températures respectivement des mesures et du vieillissement (T₁ = 334 K et T₂ = 389 K) ; et a et n les paramètres issus des mesures pour établir la loi,

plusieurs simulations de la liaison Figure V-4 au débit 622 Mbits/s ont été effectuées.

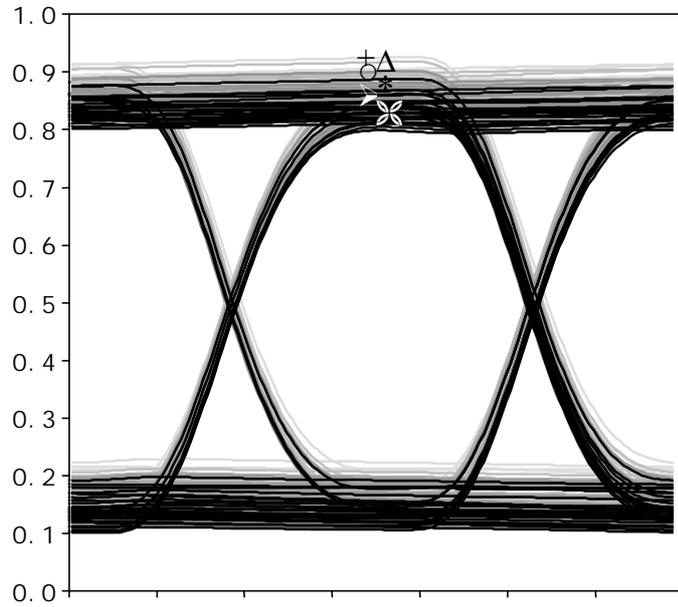
Sont représentés dans cette annexe quelques diagrammes de l'œil obtenus en sortie de filtre de réception pour diverses valeurs de a et n, à différentes périodes de vieillissement du composant.

Avec les paramètres a = 0,0087 et n = 0,754



Avec les paramètres $a = 0,0704$ et $n = 0,497$

- +--- à l'instant 0
- △--- après 2 années
- après 5 années
- *--- après 8 années
- après 10 années
- ✱--- après 20 années



Annexe 2 : Diagrammes de l'œil tracés en sortie de filtre de réception d'une liaison simulée à 2,5 Gbits/s avec différents paramètres de couples (a ; n)

Suite à différents paramètres (a ; n) dans la loi de dégradation du courant de polarisation d'un laser :

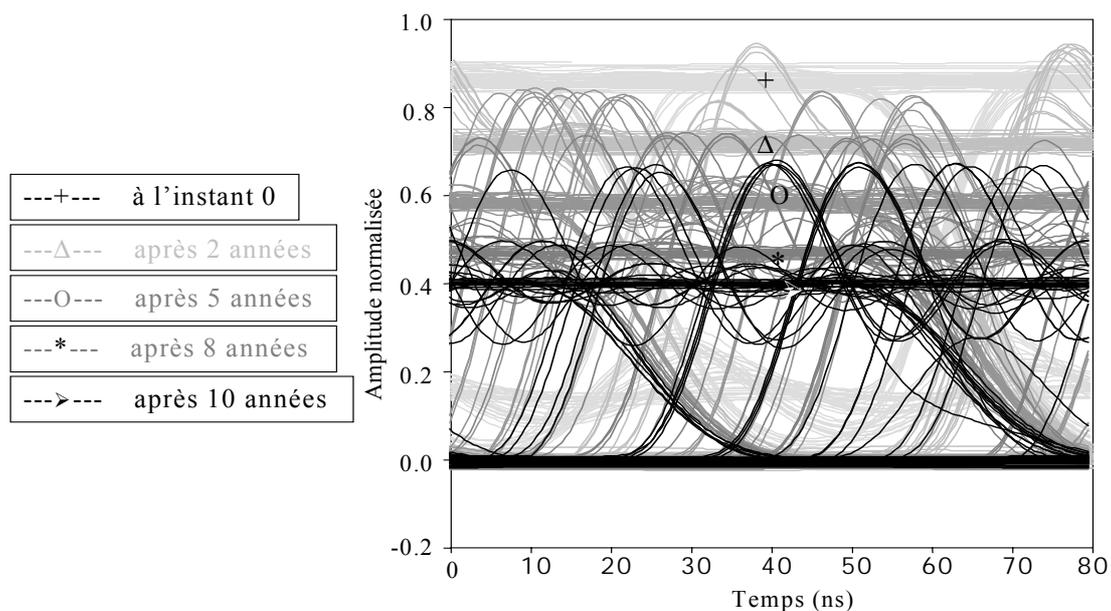
$$\frac{\Delta I_{op}}{I_{op}} = a t^n \cdot \exp\left(-\frac{E_a}{nk} \left(\frac{1}{T_2} - \frac{1}{T_1}\right)\right)$$

avec t l'âge en heures du composant ; E_a l'énergie d'activation (0,7 eV) ; k la constante de Boltzmann (1,38062 10⁻²³ J/K = 8,62 10⁻⁵ eV/K) ; T₁ et T₂ les températures respectivement des mesures et du vieillissement (T₁ = 334 K et T₂ = 389 K) ; et a et n les paramètres issus des mesures pour établir la loi,

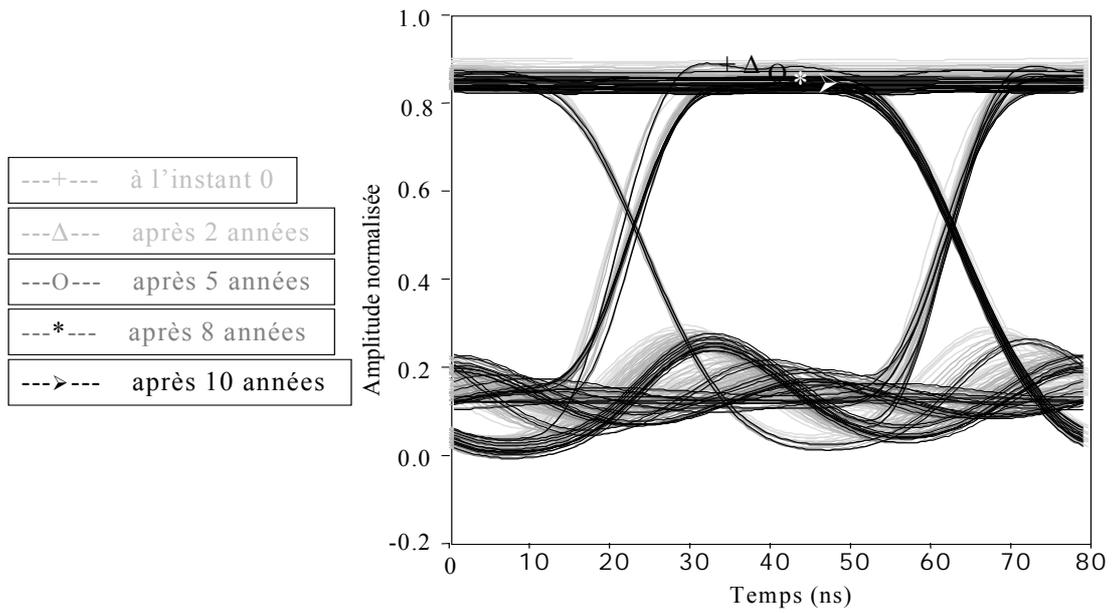
plusieurs simulations de la liaison Figure V-4 au débit 2,5 Gbits/s ont été effectuées.

Sont représentés dans cette annexe quelques diagrammes de l'œil obtenus en sortie de filtre de réception pour diverses valeurs de a et n, à différentes périodes de vieillissement du composant.

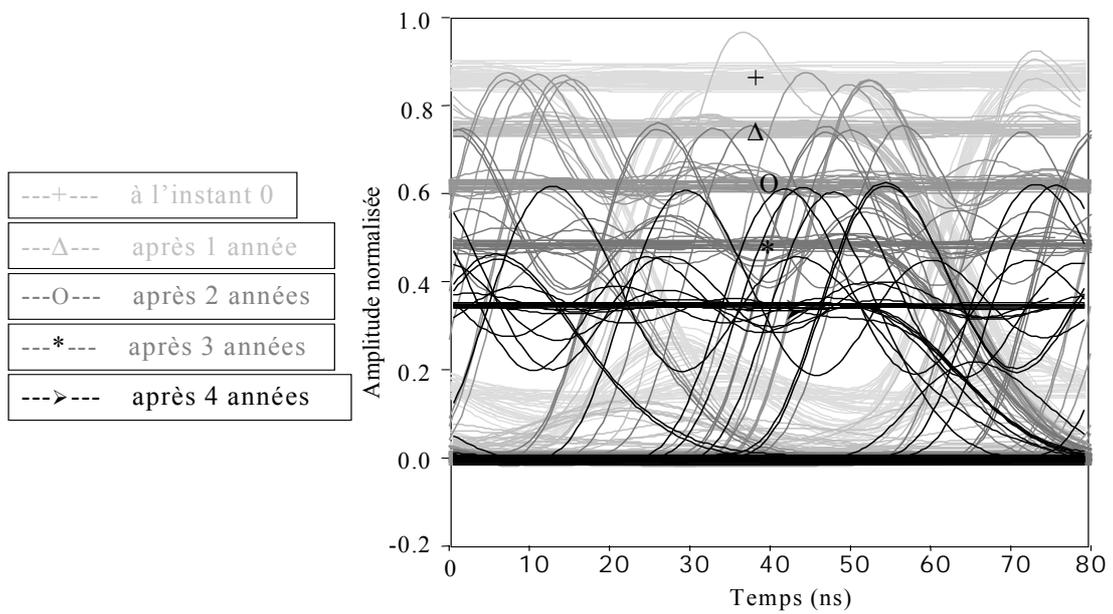
Avec les paramètres a = 0,0087 et n = 0,754



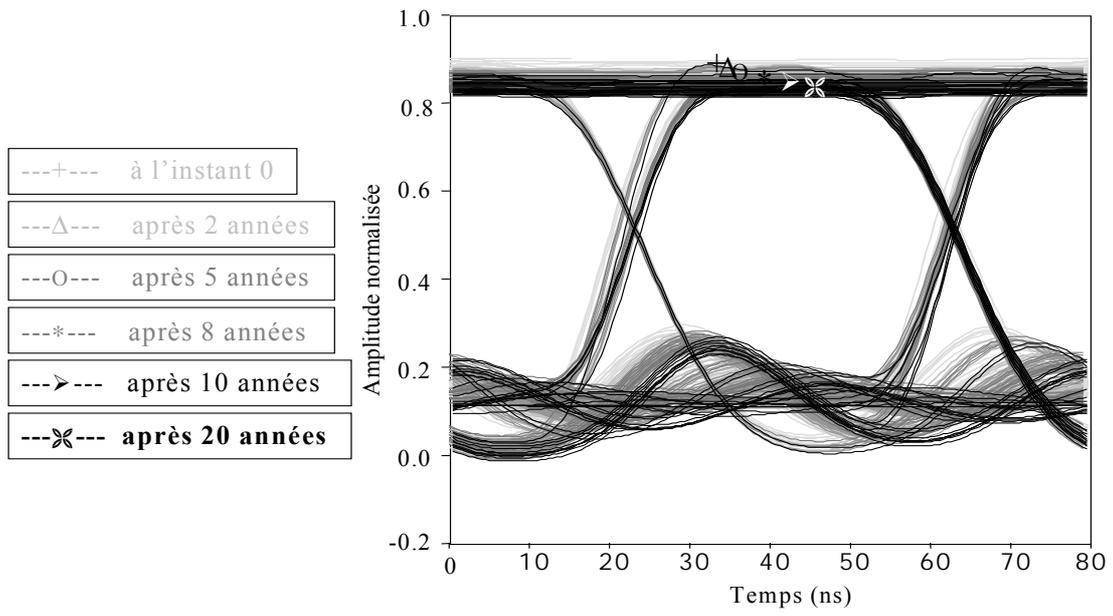
Avec les paramètres $a = 0,0704$ et $n = 0,497$



Avec les paramètres $a = 0,000118$ et $n = 1,104$



Avec les paramètres $a = 0,0328$ et $n = 0,517$



CONCLUSION

Les progrès réalisés dans le domaine des télécommunications sont tellement importants et rapides, que les structures des systèmes de transmission connaissent de véritables bouleversements. C'est pourquoi il nous a paru intéressant de commencer ce mémoire par une description des différentes couches constituant les réseaux de télécommunications, ainsi que les différentes techniques employées. Une description de la plupart des composants présents dans ces liaisons sur fibre optique complète les bases à posséder pour aborder cette thèse et aide à la compréhension de la conception d'un système de transmission.

Cependant, la conception de nouveaux systèmes, toujours plus performants, est un problème de plus en plus complexe, tant le nombre de paramètres influant sur les performances d'une liaison est important. Aussi, les outils de simulation sont de plus en plus utilisés. Ils permettent des gains de temps et d'argent en évitant les expérimentations itératives sur des démonstrateurs de systèmes.

Leur utilité a été décrite dans le troisième chapitre, et une présentation exhaustive du logiciel utilisé pour mes recherches, COMSIS, a été rédigée afin de faciliter la connaissance et la maîtrise de ce simulateur par de futurs utilisateurs.

L'objectif principal de ce mémoire était de prouver l'utilité d'un logiciel de simulation système et son aide non négligeable à la conception des systèmes hauts débits. Les résultats obtenus ont permis de valider les choix des techniques et des composants utilisés pour développer une liaison 40 Gbits/s sur fibre optique. Ils ont aussi prouvé l'indispensable nécessité de s'assurer d'une bonne concordance entre la simulation et l'exactitude des modèles développés et implémentés. La méthodologie employée qui consiste à modifier un à un les modèles nécessaires à la simulation système a également mis en relief l'influence des différents composants au travers de leurs paramètres fonctionnels, sur les performances globales d'une liaison telles que le taux d'erreur binaire et le facteur de qualité. Cette observation peut aussi guider les fabricants dans leur volonté d'améliorer leurs produits et définir plus précisément les paramètres sur lesquels leurs efforts doivent porter. Notre démarche a donc consisté en des simulations devenant de plus en plus complexes par l'addition de multiples paramètres associés à chaque bloc constitutif d'un système permettant

ainsi de se rapprocher d'une liaison réelle. Cette procédure n'a pu être menée à bien que grâce à une coopération étroite, c'est à dire réactive dans les échanges de données, entre tous les membres du consortium ERMIONE. Une fois toutes les optimisations effectuées, les performances des composants et modules de la liaison peuvent être mesurées avant de décider de leur mise en service. Une telle validation a été conduite grâce à une expérimentation système de laboratoire.

Une autre application de la simulation a été montrée. Elle relève de la qualité de service. Obtenir une performance intrinsèque est certes un objectif, mais elle doit être pérennisée dans le temps, c'est la finalité des études de fiabilité. L'implémentation de lois de dégradation des composants peut permettre de déterminer la durée de vie d'une liaison de communication, en évaluant l'impact de ces défaillances sur les performances du système. Cette étude a été menée en prenant en compte un composant clé, à savoir le laser d'émission. Ainsi, nous avons pu démontrer l'impact de la dérive de la puissance de sortie sur les performances du système. C'est à notre connaissance la première fois qu'une telle étude est rapportée ; elle ouvre de nombreuses perspectives, en particulier pour fixer les critères de défaillance des composants en fonction de la mission à remplir.

Nous concluons en rapportant que ce type d'étude peut être élargi aux liaisons multiplexées en longueurs d'onde, c'est le travail de recherche actuellement mené au sein de GESTE.

BIBLIOGRAPHIE

DE L' AUTEUR

- Publications dans des revues internationales à comité de lecture :

C. AUPETIT-BERTHELEMOT, A. DUBOIS, J.L. VERNEUIL and J.M. DUMAS, « (invited) System simulation : a tool to validate the insertion of optoelectronic devices into a 40Gbit/s fiber-optic link », *Annals of Telecommunications*, 2003, Vol. 58, n° 9-10, pp. 1-36.

M. Joindot et Y. Jaouen, éditeurs.

L. MENDIZABAL, J.L. VERNEUIL, L.BECHOU, C.AUPETIT-BERTHELEMOT, Y. DESHAIES, F. VERDIER, J.M. DUMAS, Y. DANTO, D. LAFFITE, J.L. GOUDART and Y. HERNANDEZ, « Impact of 1.55m laser diode degradation laws on fibre optic system performances using a system simulator », *Microelectronics Reliability*, 2003, Vol. 43, issue 8, pp. 1743-1749.

- Communications dans des conférences internationales avec actes et comités de lecture :

Communication invitée :

D. PILLET, F. JORGE, S.VUYE, M.GOIX, F. DISPERITI, V. RODRIGUES, D. BAILLARGEAT, B. THON, J. MORON, C. AUPETIT, J.L. VERNEUIL, D. GROT, E. PINCEMIN, “(invited) Transmission over 300km of Teralight™ fiber with an all integrated ETDM 40 Gb/s optoelectronic transmitter module”, *European Conference on Optical Communication*, September 21-25, 2003, Rimini, Italy.

Communications contribuées :

A. DUBOIS, C. AUPETIT-BERTHELEMOT, J.L. VERNEUIL and J.M. DUMAS, « Use of a system simulator to study the influence of InP-HEMT excess gate current on 40 Gbits/s fiber optic system performances », *14th IEEE Indium Phosphide and Related Materials Conference*, 2002, May 12-16, Stockholm (Suede), pp. 197-200.

J.L. VERNEUIL, C. AUPETIT-BERTHELEMOT and J.M. DUMAS, « Study of Polarization Mode Dispersion (PMD) in high bit rate optical link using a system simulator », *Progress In Electromagnetics Research Symposium*, July 1-5, 2002, Cambridge (MA), USA, p. 107.

- Communications dans des conférences nationales :

A. DUBOIS, C. AUPETIT-BERTHELEMOT, J.L. VERNEUIL et J.M. DUMAS, "Simulation système de l'effet parasite de commutation retardée de drain et impact sur les circuits de commande de lasers utilisés dans les systèmes de communications par fibres optiques", *8èmes Journées Nationales Microélectronique et Optoélectronique*, 15-17 Janvier 2001, Aussois, A19.

A. DUBOIS, J.L. VERNEUIL, C. AUPETIT-BERTHELEMOT, D. PILLET, R. LEFEVRE et J.M. DUMAS, « Optimisation par la simulation système des performances de dispositifs optoélectroniques fonctionnant à 40 Gbits/s » *3^{ème} Colloque OPTIX'2001*, 26-28 Novembre 2001, Marseille , A23.

J.L. VERNEUIL, C. AUPETIT-BERTHELEMOT et J.M. DUMAS, « Prise en compte de modèles réalistes de composants micro-optoélectroniques pour la simulation d'une liaison optique à 40Gbits/s » , *9èmes Journées Nationales Microélectronique et Optoélectronique*, 29 Septembre-2 Octobre 2002, St Aygulf, C-3.125.

J.L. VERNEUIL, C. AUPETIT-BERTHELEMOT et J.M. DUMAS, « Simulation de l'insertion d'amplificateurs à fibre dopée Erbium (EDFA) dans une liaison à 40 Gbits/s », *9èmes Journées Nationales Microélectronique et Optoélectronique*, 29 Septembre-2 Octobre 2002, St Aygulf, C-3.133.

J.L. VERNEUIL, C. AUPETIT-BERTHELEMOT et J.M. DUMAS, « Prise en compte de modèles réalistes de composants micro-optoélectroniques par la simulation d'une liaison optique à 40Gbits/s » , *6èmes Journées Nationales du Réseau Doctoral Microélectronique, Micro et Nanotechnologies*, 14-16 Mai 2003, Toulouse, pp. 119-121.

- Rapports de contrats :

A. DUBOIS, C. AUPETIT-BERTHELEMOT, J.L. VERNEUIL et J.M. DUMAS, Livrable n°3 du projet RNRT ERMIONE (Emetteurs et Récepteurs Micro-optoélectroniques 40 Gbits/s pour les transmissions Optiques Numériques ETDM), Mars 2001

J.L. VERNEUIL, C. AUPETIT-BERTHELEMOT et J.M. DUMAS, Livrable n°6 du projet RNRT ERMIONE (Emetteurs et Récepteurs Micro-optoélectroniques 40 Gbits/s pour les transmissions Optiques Numériques ETDM), Mai 2002

GLOSSAIRE

Un certain nombre d'abréviations sont utilisées couramment dans le langage technique du domaine, tantôt sous forme française, tantôt sous forme anglo-américaine. Elles sont explicitées ci-dessous, par ordre alphabétique, avec les correspondances anglais-français, lorsqu'il y a lieu.

<i>Sigle Anglais</i>	<i>Signification (Anglais)</i>	<i>Sigle Français</i>	<i>Signification (Français)</i>
		ACC	A Courant Constant
		AOSC	Amplificateur Optique à Semi-Conducteur
		APC	A Puissance Constante
APD	Avalanche PhotoDiode	PDA	PhotoDiode à avalanche
		AS	Action Spécifique
BER	Bite Error Rate	TEB	Taux d'Erreur Binaire
CDMA	Code Division Multiple Access	AMRC	Accès Multiple à Répartition de Codes
		CNRS	Centre National de la Recherche Scientifique
COMSIS	COMmunication System Interactive Software		
DCF	Dispersion Compensation Fiber		Fibre de compensation de dispersion
DGD	Differential Group Delay		Retard différentiel entre les états principaux
DWDM	Dense WDM		
EAM	Electro Absorption Modulator	MEA	Modulateur à Electro-Absorption
EDFA	Erbium Doped Fiber Amplifier	AFDE	Amplificateur à Fibre Dopée à l'Erbium
		ENSIL	Ecole Nationale Supérieure d'Ingénieurs de Limoges
		ERMIONE	Emetteurs et Récepteurs Micro-optoélectroniques 40 Gbits/s pour les transmissions Optiques Numériques ETDM
		ESA	Emission Spontanée Amplifiée
ETDM	Electronic Time Division Multiplexing		Multiplexage Electronique à Répartition Temporelle
		FDC	Fonction de Distribution Cumulative
FDM	Frequency Division Multiplexing	MRF	Multiplexage à Répartition Fréquentielle
FFT	Fast Fourier Transform		Transformée de Fourier rapide
FFTH	Fiber To The Home		
FTTB	Fiber To The Building		

FTTC	Fiber To The Curb		
FTTCab	Fiber To The Cabinet		
FTTO	Fiber To The Office		
		GESTE	Groupe d'Etudes des Systèmes de Télécommunications de l'Ensil
		IES	Interférence Entre Symboles
		IPSIS	Ingénierie Pour Signaux et Systèmes
ITU	International Union of Telecommunications	UIT	Union Internationale des Télécommunications
LAN	Local Area Network		Réseau local
LASER	Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation		Lumière amplifiée par émission stimulée des radiations
MAN	Metropolitan Area Network		Réseau métropolitain
NRZ	No Return To Zero	NRZ	Non-Retour à Zéro
OADM	Optical Add Drop Multiplexing		Multiplexeur d'insertion-extraction optique
OSNR	Optical Signal to Noise Ratio		
OTDM	Optical Time Division Multiplexing		Multiplexage Optique à Répartition Temporelle
PDH	Plesiochronous Digital Hierarchy		Hierarchie numérique plésiochrone
PMD	Polarization Mode Dispersion		Dispersion modale de polarisation
RIN	Relative Intensity Noise		Bruit d'intensité optique (du laser)
		RNRT	Réseau National de Recherches en Télécommunication
		RTP	Réseau Thématique Pluridisciplinaire
RZ	Return To Zero	RZ	Retour à Zéro
SDH	Synchronous Digital Hierarchy		Hierarchie numérique synchrone
SMF	Single Mode Fiber		Fibre monomode standard
SNR	Signal to Noise Ratio		Rapport signal à bruit
SONET	Synchronous Optical NETWORK		Réseau optique synchrone
		STIC	Sciences et Technologies de l'Information et de la Communication
TDM	Time Division Multiplexing	MRT	Multiplexage à Répartition Temporelle
WAN	Wide Area Network		Réseau longue distance
WDM	Wavelength Division Multiplexing	MLO	Multiplexage en Longueur d'Onde