



REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE ABOU BEKR BELKAID - TLEMCEN
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DU GENIE ELECTRIQUE ET ELECTRONIQUE
LABORATOIRE DE TELECOMMUNICATIONS



MEMOIRE
Pour l'obtention du

DIPLOME DE MAGISTER EN TELECOMMUNICATIONS

MEDJDOUB Fadila

*Optimisation par la simulation système d'une
chaîne de transmission numérique par fibre
optique haut débit*

Soutenu en 2010 devant le jury:

Président : O. SEDDIKI
Examinatrice : F.Z BENMANSOUR
Examineur : S.M MERIAH
Examineur : N. BOUKLI HACENE
Encadreur : M.CHIKH BLED

Professeur à l'Université de Tlemcen
Maître de conférences à l'Univ. de Tlemcen
Maître de conférences à l'Univ. de Tlemcen
Maître de conférences à l'Univ. de Tlemcen
Professeur à l'Université de Tlemcen

Année universitaire 2009-2010.

A mes très chers parents

Merci

Remerciement

Avant tout, je remercie le **BON DIEU** de m'avoir aidé à réaliser ce présent travail.

J'adresse tout particulièrement à Mr « **M. CHIKH-BLED** », Professeur à l'Université Abou-Bakr Belkaid, mes sincères reconnaissances et mes remerciements les plus vifs, de m'avoir dirigé et guidé tout le long de ce travail. Ses critiques constructives, remarques et précieux conseils ont contribué à faire progresser mes recherches.

J'exprime ma gratitude à Mr « **O.SEDDIKI** », Professeur à l'Université Abou-Bakr Belkaid, qui a bien voulu me faire l'honneur de présider le jury de cette thèse.

Je tiens à exprimer également mes remerciements à M^e « **F.Z BENMANSOUR** », Maître de conférences à l'Université Abou-Bakr Belkaid, d'avoir bien voulu accepter d'être membre de jury.

A Mr « **S.M.MERIAH** » et Mr « **N. BOUKLI HACENE** », Maîtres de conférences à l'Université Abou-Bakr Belkaid, qu'ils veillent bien trouver l'expression de mes profondes reconnaissances d'avoir voulu malgré les tâches qui les accaparent de faire jury.

Mes respectueux remerciements vont à tous les membres du laboratoire de Télécommunication de la Faculté des Sciences de l'Ingénieur où ce travail a été effectué, pour leurs conseils, leur soutien et l'ambiance de travail qu'ils nous ont su créés.

Enfin, j'adresse mes remerciements les plus distinguées à mes chers parents dont le soutien aussi bien moral que matériel ne m'a jamais fait défaut.

Résumé :

Le haut débit, la grande distance de propagation et la bonne qualité de transmission combinés à un coût réduit sont des critères de plus en plus demandés pour la réalisation d'un système de télécommunications. Un compromis entre ces divers critères ne peut se faire que si un système de transmission optique est mis en jeu avec ses propres composants dont les caractéristiques sont bien spécifiées.

Notre travail consiste à trouver ce compromis en choisissant les composants convenables pour la conception d'une chaîne de transmission à 40 Gb/s après avoir effectué une étude bien détaillée des modèles utilisables. La liaison conçue présente comme toute chaîne de télécommunication des inconvénients qui influencent la propagation du signal le long de la fibre. Ce sont les effets linéaires et non linéaires qui doivent être éliminés ou plus au moins limités en introduisant des techniques spéciales telles que la compensation de dispersion et l'amplification.

La partie simulation de ce mémoire fait appel au logiciel COMSIS qui nous donne la possibilité de concevoir des chaînes comparables à ceux existantes dans la réalité, avec visualisation des performances à l'aide du facteur de qualité et du taux d'erreur binaire.

Abstract:

The high flow, the long distance of propagation and the good quality of transmission combined at a reduced cost are criteria increasingly required for the realization of a system of telecommunications. A compromise between these various criteria can be made only if one system of optical transmission is involved with its own components whose characteristics are well specified.

Our work consists in finding this compromise by choosing the components suitable for the design of transmission chains to 40 Gb/s after having carried out a well detailed study of the models usable. The conceived link is as any chains of telecommunication present the disadvantage which influences the propagation of the signal along fiber. Those are the linear and nonlinear effects which must be to eliminate or at least to limit by introducing special techniques such as the compensation of dispersion and the amplification of attenuation.

The simulation part of this memory calls upon the software COMSIS which gives us the possibility of designing chains comparable with those existing in reality, with visualization of the performances using the factor of quality and the binary error rate.

تلخيص

التدفق العالي، مسافة الإرسال الكبيرة و النوعية الجيدة لانتقال المعلومة مقرونة بتكلفة منخفضة هي معايير مطلوبة على نحو متزايد لخلق نظام الاتصالات السلكية و اللاسلكية.

لا يمكن تحقيق حل وسط بين مختلف هذه المعايير إلا بوجود نظام بث بصري بمكوناته الخاصة ذات المعالم المحددة.

مهمتنا تكمن في إيجاد هذا الحل باختيار العناصر المناسبة من أجل تصميم سلسلة بث بصري 40 جيجا بت في الثانية بعد إجراء دراسة مفصلة عن النماذج المستعملة.

هذه السلسلة و ككل سلسلة اتصالات لها عيوبها التي تؤثر على انتشار المعلومة لدى مرورها في الألياف البصرية. إنها الآثار الخطية و غير الخطية التي يجب القضاء عليها أو على الأقل الحد منها عن طريق استخدام تقنيات خاصة لتعويض الانتشار وتضخيم التناقص.

الجزء المخصص للعمل التطبيقي يستخدم برنامج COMSIS ألدی يتيح لنا الفرصة لتصميم سلاسل مشابهة لتلك الموجودة في الواقع مع إمكانية معرفة الجودة بمساعدة عامل الجودة و معدل الخطأ.

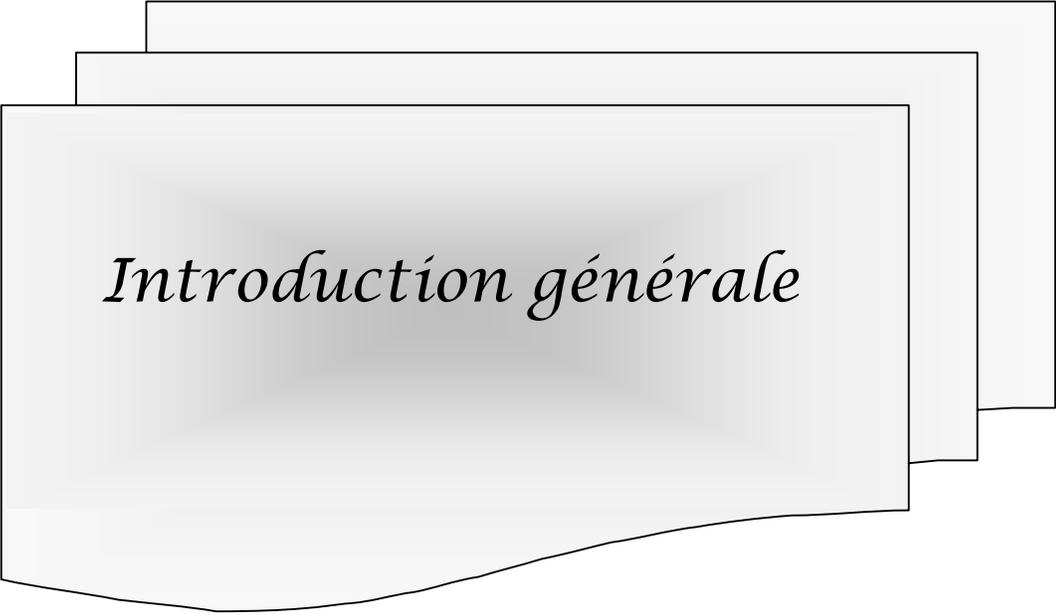
Table des matières

Introduction générale.....	1
Chapitre I : Description et choix des composants optoélectroniques.	
Introduction.....	3
I. Généralités.....	3
II. Le module d'émission	3
II.1 Source laser.....	4
II.1.1 Absorption et émission d'un photon	5
i. Absorption d'un photon incident	5
ii. Emission spontanée	5
iii. Emission stimulée	6
II.1.2 Principe du laser	6
II.1.3 Paramètres caractéristique du laser	7
A. Le gain optique	7
B. La contre-réaction optique	7
C. Le bruit du laser.....	8
II.1.4 Cœur du laser	9
A. Laser à homojonction	9
B. Laser à double hétérojonction (DH)	10
C. Les lasers à émission monomode	11
II.2 Modulation de données	13
II.2.1 Modulation directe	14
II.2.2 Modulation externe	16
A. Modulateurs Mach-Zehnder	16
B. Modulateur électro-absorbant	18
i. Caractéristiques d'un MEA	19
C. Comparaison des deux modulateurs	20
III. Module de transmission	21
III.1 Raison d'être des fibres optiques	21
III.2 Fibre optique	22
III.3 Les différentes catégories de fibres optiques	23
III.3.1 Fibres multimodes	24
A. Fibres optiques multimodes à saut d'indice	25
B. Fibres optiques multimodes à gradient d'indice	25
III.3.2 Fibres monomodes	26
III.3.3 Principe de guidage dans les fibres	27
III.3.4 Avantages et inconvénients	29
i. Avantages.....	29
i. Inconvénients	29
IV. Module de réception	29
IV.1 Le photodétecteur	31
IV.2 Principe de fonctionnement de la photodétection	31
IV.3 Caractéristiques du photodétecteur	31
IV.4 La photodiode PIN	33
IV.4.1 Bruit des photodiodes PIN	34
A. Le bruit quantique.....	34
B. Bruit d'obscurité	34
C. Bruit thermique.....	35
IV.5 Les photodiodes à avalanche PDA.....	35

IV.6 Comparaison entre les photodiodes PIN et PDA	37
IV.7 Amplificateur électrique	38
IV.8 Circuit de filtrage	38
IV.9 Le Circuit de décision	38
Conclusion	39
Chapitre II : Différents effets sur la transmission optique.	
Introduction	39
I. Effets linéaires	40
I.1 Atténuation.....	40
I.2 Amplification optique	44
I.2.1 Principe d'amplification optique	44
I.2.3 Exemples d'amplificateurs	46
A. L'amplificateur à semi-conducteur	46
B. L'amplificateur à Fibre Dopée Erbium EDFA.....	47
C. L'amplificateur Raman	49
I.2.4 Comparaison des amplificateurs	50
I.2.5 Caractéristiques d'un EDFA.....	51
A. Gain d'amplificateur	51
B. Bruit d'amplificateur	52
C. Facteur de bruit	53
D. Saturation d'amplificateur	54
E. Longueur optimale de fibre amplificatrice	54
I.3 Effet de dispersion	55
I.3.1 Dispersion chromatique.....	55
I.3.2 La dispersion modale de polarisation	63
I.3.3 La dispersion intermodale.....	64
I.3.4 Différentes techniques de compensation de la dispersion chromatique.....	65
A. Contrôle de la dispersion par l'utilisation de fibres à profil d'indice particulier.....	65
i. Fibre à dispersion décalée	65
ii. Fibre à dispersion décalée non nulle	66
B. Fibre compensatrice de dispersion	67
i. Fibres compensatrices DCF.....	67
ii. Fibre utilisant un mode d'ordre supérieur	68
C. Compensation de dispersion chromatique à base de réseaux de Bragg	69
II. Effets non linéaires	69
II.1 L'effet Kerr optique	70
II.2 L'automodulation de phase (SPM)	70
II.3 Modulation de phase croisée (XPM)	71
II.4 Mélange à quatre ondes	71
II.5 Les diffusions stimulées	72
A. La diffusion Raman stimulée	73
B. La diffusion Brillouin stimulée	74
Conclusion	74
Chapitre III : Conception et simulation d'une chaîne de référence.	
Introduction.....	75
Le plan du travail	75
I. Présentation du logiciel	76

I.1 Le logiciel COMSIS	76
I.1.1 Interface COMSIS	77
A. La fenêtre principale	77
B. La fenêtre alphanumérique	77
I.1.2 La bibliothèque	78
I.1.3 Les différents types d'analyse	78
A. L'analyse statique	79
B. L'analyse de stabilité	79
C. L'analyse de transfert de boucle	79
D. La réponse fréquentielle	79
E. La simulation temporelle.....	79
I.1.4 La visualisation et le traitement des résultats	80
A. Visualisation des résultats de simulation	80
i. La réponse temporelle	81
ii. Le diagramme de l'œil	81
iii. La densité spectrale de puissance	81
iv. Détermination du facteur Q	82
v. Taux d'erreur sur les bits	82
II. Critères de qualité d'une transmission	82
II.1 Diagramme de l'œil	82
II.1.1 Le taux d'extinction.....	83
II.1.2 Le facteur de qualité en amplitude ou facteur Q	84
II.1.3 Le taux d'erreurs binaire (BER)	84
II.2 Rapport signal sur bruit optique (OSNR)	86
III. Etude d'une chaîne de base pour transmission optique	88
III.1 Bloc émission	88
III.1.1 Les données électriques	88
III.1.2 Le laser	89
III.2 Bloc de transmission	91
III.3 Bloc réception	92
IV. La simulation de la chaîne de base	93
IV.1 Effet du débit et de la distance parcourue	96
IV.1.1 La distance	96
IV.1.2 Le débit	97
IV.2 Correction des effets de dispersion et d'atténuation	99
IV.2.1 La fibre compensatrice	99
IV.2.2 Amplificateur optique à fibre dopée.....	100
Conclusion.....	108
Chapitre IV : Optimisation d'une chaîne de transmission à 40 Gb/s.	
Introduction.....	109
I. La modulation externe	109
I.1 Bloc émission	109
I.1.1 Les données électriques	109
I.1.2 Le modulateur externe	110
I.2 Bloc réception	113
I.2.1 Amplificateur électrique	113
I.2.2 Opérateur de décision	113
II. Optimisation de la chaîne de référence 40 Gb/s	114
II.1 Résultats de simulation	114
II.2 Optimisation de la longueur de fibre	116

III. Optimisation des effets des différents composants de la chaîne.....	117
III.1 Modulateur MEA	117
III.1.1 Impact de la bande passante	117
III.1.2 Facteur d'Henry	119
III.2 Photodiode PIN	121
III.2.1 Impact de la bande passante	121
III.2.2 Impact du bruit thermique	122
IV. Simulation de la chaîne de référence optimisée	127
V. Recherche de la distance maximale de transmission	128
Conclusion.....	129
Conclusion générale et perspectives.....	130
Bibliographie.....	131



Introduction générale

Introduction générale:

L'utilisation des technologies couplant l'électronique et l'optique a permis de décupler les débits exigés pour les nouvelles applications telles que l'internet à haut débit, la téléphonie mobile ou encore la télévision numérique à haute définition. Malheureusement, leur double conversion (optique/électrique/optique) constitue un grand problème pour les transmissions haut et très haut débit due à la bande passante permise par les composants électroniques.

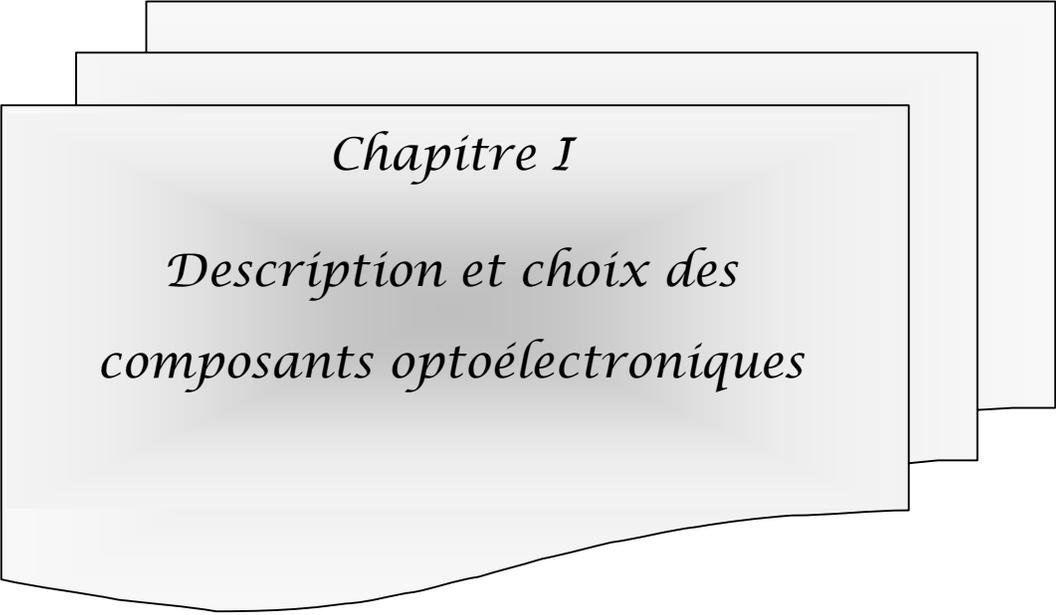
De ce fait, les recherches se sont concentrées sur la mise en œuvre de nouvelles fonctions tout-optique de traitement du signal dont l'intérêt pour les opérateurs est d'avoir une harmonisation des réseaux basée sur une transparence au format et au débit pouvant ainsi dépasser les limites imposées par l'électrique. On arrive désormais à des systèmes de transmission de plus en plus simples, flexibles et performants atteignant plusieurs *Tbit/s* sur plusieurs milliers de kilomètres.

Avec l'introduction, en complément, du multiplexage en longueur d'onde dense (DWDM), les capacités de transmission devront être augmentées en utilisant le plus fort débit par canal de longueur d'onde possible. Actuellement, ce débit est limité à 40 Gb/s, principalement par les technologies semi-conductrices de la partie électronique. Les premiers systèmes fonctionnant à 40 Gb/s sont actuellement introduits, mais cette technologie connaît néanmoins des débuts très difficiles. En effet, si le fait d'augmenter le débit par canal permet d'avoir plus de services avec moins d'équipement, les critiques formulées envers la technologie 40 Gb/s sont nombreuses : les composants optiques et électroniques sont encore trop chers, la technologie manque de maturité, et de plus elle n'est pas prête pour une production de masse et un déploiement à grande échelle. Or c'est bien la viabilité économique qui permet l'émergence réelle d'une technologie.

Le projet de ce mémoire consiste à comprendre le principe de fonctionnement d'une liaison optique à 40 Gb/s en se basant sur la simulation système de cette dernière à l'aide du logiciel COMSIS qui simplifier la tâche en donnant des critères permettant de quantifier la qualité de transmission d'une telle chaîne.

Le premier chapitre de ce projet présentera une étude détaillée des différents composants constituant la liaison optique tout en expliquant leur rôle et leurs limites de fonctionnement. Le deuxième sera destiné aux divers effets linéaires et non linéaires sur la transmission des données en particulier l'atténuation et la dispersion chromatique considérées comme facteurs majeur de limitation des systèmes optiques. Une présentation du simulateur

COMSIS suivi de la simulation d'une simple chaîne de référence font l'objet du troisième chapitre. Le quatrième et dernier chapitre sera consacré à l'optimisation d'une liaison optique à 40 Gb/s avec représentation des résultats de simulation qui permet de visualiser les performances atteintes.



Chapitre I

*Description et choix des
composants optoélectroniques*

Introduction :

Les possibilités des systèmes de transmission sur fibre optique en particulier leur capacité très largement supérieure à celles des autres systèmes, jointes à l'apparition des nouveaux concepts et hiérarchies de réseaux ont provoqué un bouleversement complet de la structure des réseaux de télécommunications existants.

Dans ce premier chapitre on va étudier une chaîne de transmission en essayant de définir de manière synthétique ses différents éléments tout en décrivant leurs rôles, leurs fonctionnements, leurs caractéristiques et limites.

I. Généralités :

Comme tous les systèmes de communications, les liaisons optiques se basent sur trois blocs fondamentaux pour effectuer le transfert de l'information: l'élément d'émission, le canal de communication et le récepteur. La particularité de ce système provient des éléments utilisés pour effectuer le transport de l'information. Le bloc d'émission est constitué d'un dispositif (la diode laser) qui permet de convertir un signal sinusoïdal électrique en un signal optique. Le canal de transmission (la fibre optique) transporte une porteuse optique modulée contenant l'information. Enfin, le récepteur (le photodétecteur) récupère le signal électrique véhiculé en opérant une conversion optique/électrique.

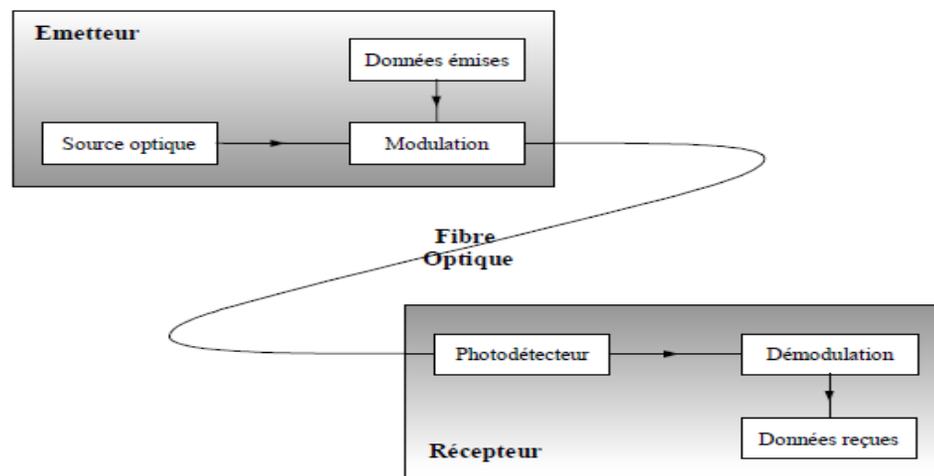


Figure I.1: Synoptique général d'un système de communications par fibre optique.

II. Le module d'émission : [4] [17] [1]

Dès le commencement des télécommunications par fibre optique, le choix des sources optiques s'est appuyé sur les émetteurs à semi-conducteur dont l'évolution des structures s'est faite de manière parallèle aux autres types de lasers. Avec ses nombreux avantages :

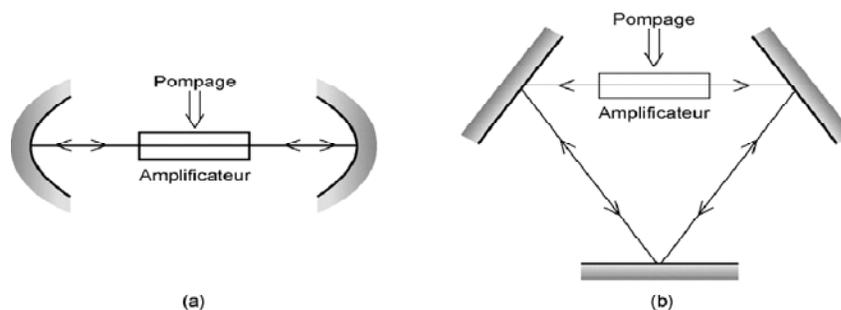


- ♪ Petites dimensions (volume de $1,5 \cdot 10^{-3} \text{ mm}^3$) en rapport avec celles du cœur des fibres optiques.
- ♪ Excellente capacité de modulation en agissant sur le courant.
- ♪ Couverture spectrale importante ($0,4 \text{ } \mu\text{m} < \lambda < 30 \text{ } \mu\text{m}$) avec un spectre optique relativement étroit.
- ♪ Alimentation très commode (une simple source de courant est suffisante pour enclencher le processus d'émission stimulée) avec une faible consommation énergétique pour donner une puissance pouvant atteindre plusieurs Watts en continu, et donc un bon rendement.
- ♪ Faible coût de fabrication avec une très bonne fiabilité.
- ♪ Facilité d'intégration avec d'autres composants optoélectroniques.

Le laser à semi-conducteur est la source la mieux adaptée pour les télécommunications optiques en permettant ainsi une meilleure efficacité de couplage optique avec la fibre.

II.1 Source laser:

Un laser est un dispositif à semi-conducteur qui génère de la lumière monochromatique et cohérente à travers le processus de l'émission stimulée comme l'indique l'acronyme dont le mot est issu « Light Amplifier by Stimulated Emission of Radiation ». La première démonstration de l'effet Laser date de 1960 par T. H. MAIMAN (laser à rubis dopé Cr). Ce composant produit de la lumière dont la longueur d'onde va, selon les types, du domaine de l'ultra violet lointain (laser à excimères) au domaine de l'infra rouge (laser CO₂).



**Figure II.2: Deux types de cavités laser : résonateur Fabry-Pérot (a)
et laser en anneau (b)**

Afin de garantir une grande puissance en sortie, un grand nombre de semi-conducteurs est monté dans un espace réduit (leur densité pouvant atteindre un million au centimètre carré). Dans ses états compacts, les lasers à semi-conducteurs utilisent des jonctions



électroniques entre ces couches de différentes conductivités, où sont générés les photons en utilisant des surfaces réfléchissantes et un pompage par l'injection d'un courant dans la zone active du milieu.

Les longueurs d'onde visées pour les applications télécom correspondent aux minima d'absorption des fibres optiques, soit $\lambda = 1,3 \mu\text{m}$ et $\lambda = 1,5 \mu\text{m}$. Les lasers à semi-conducteur sont fabriqués à partir de matériaux solides, cristallins et semi-conducteurs incluant principalement:

- * les composés binaires tels que GaAs, InP,
- * les composés ternaires tels que $\text{Ga}_{1-x}\text{Al}_x\text{As}$, $\text{Ga}_{1-x}\text{In}_x\text{P}$,
- * les composés quaternaires tels que $\text{Ga}_{1-x}\text{In}_x\text{As}_y\text{P}_{1-y}$.

Ces composants appartiennent tous aux colonnes III-V du tableau périodique des éléments.

II.1.1 Absorption et émission d'un photon :

i. Absorption d'un photon incident :

En absorbant un photon d'énergie $h\nu$, l'électron peut être amené dans un état plus énergétique. Il passe de la bande de valence vers la bande de conduction.

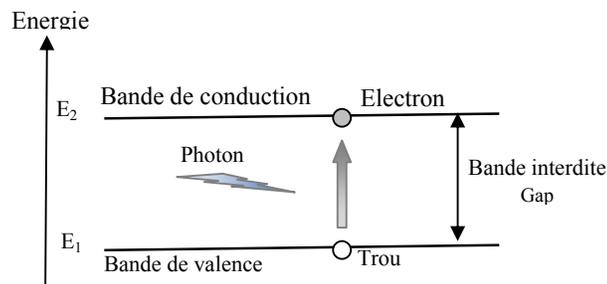


Figure I.3 : Processus d'absorption.

ii. Emission spontanée :

La recombinaison d'un électron de la bande de conduction avec un trou de la bande de valence, permet l'émission d'un photon. C'est une émission isotropique où les photons émis ne sont absolument pas en phase les uns avec les autres.

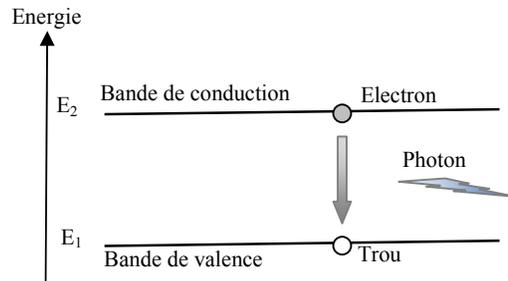


Figure I.4: Processus d'émission spontanée.

iii. Emission stimulée :

Frappé par un photon, l'électron peut retomber dans l'état le moins énergétique 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.

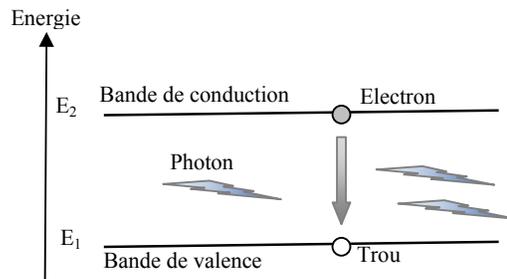


Figure I.5: Processus d'émission stimulée.

Remarque : Un processus d'absorption trouve son application dans la photodiode, celui de l'émission spontanée dans la diode électroluminescente et l'émission stimulée dans la diode laser.

I.1.2 Principe du laser : [8]

Les semi-conducteurs sont classés en deux catégories sur la base des diagrammes de l'énergie cinétique en fonction du vecteur d'onde k de l'électron qui correspond, en mécanique quantique, à la quantité de mouvement. La première catégorie est celle des semi-conducteurs pour lesquels le sommet de la bande de valence correspond à la même valeur du vecteur d'onde k que le bas de la bande de conduction : ces semi-conducteurs sont appelés « semi-conducteurs à gap direct ». La deuxième catégorie est celle des « semi-conducteurs à gap indirect ». La catégorie des semi-conducteurs à gap direct, est la plus favorable pour permettre une transition (bande de conduction vers bande de valence) radiatives, tout en satisfaisant une conservation d'énergie du couple électron-trou.

Pour créer ces transitions, tout type de laser (y compris les diodes laser) comporte les deux éléments suivants :

- ♪ Un milieu amplificateur qui utilise la propriété d'émission stimulée de photon dans une jonction p-n où l'inversion de population entre les bandes de valence et de conduction est assurée par une injection de charges électriques.
- ♪ Une contre-réaction optique qui consiste à réinjecter une partie de la lumière dans l'amplificateur : un laser s'apparente donc à un oscillateur. La contre réaction optique est souvent obtenue en plaçant le milieu amplificateur dans une cavité résonante (de type de Fabry-Perot ou alors avec une configuration en anneau).

I.1.3 Paramètres caractéristique du laser :

A. Le gain optique :

L'injection des porteurs à l'intérieur de la couche active de la diode laser permet de réaliser l'inversion de la population des porteurs. Or, cette dernière ne peut émettre de la lumière cohérente que si la densité de porteurs injectée N dépasse une valeur critique connue comme densité de transparence de porteurs N_T . Dès que cette condition est satisfaite la zone active présente un gain optique. Le pic de ce gain est exprimé de façon empirique par:

$$g_{\text{pic}} = A \cdot (N - N_T) \quad (I.1)$$

Où A est le gain différentiel.

B. La contre-réaction optique :

En plus du gain optique le fonctionnement correct de la diode laser fait appel à la contre réaction optique qui permet de passer d'un comportement amplificateur en oscillateur. Ceci est obtenu en plaçant le milieu actif à l'intérieur d'une cavité optique. Cette cavité est constituée de deux miroirs partiellement réfléchissants avec indice de réflexion R_1 et R_2 comme le montre la figure :

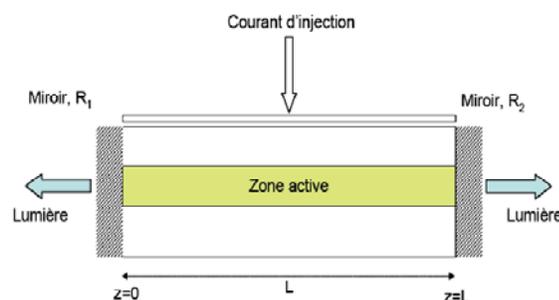


Figure I.6: Structure d'une diode laser à une cavité de résonance Fabry-Perot.

La contre-réaction positive est déterminée par les réflexions aux extrémités de la cavité. L'onde optique générée à l'intérieur de la zone active effectue autant d'allers retours à l'intérieur de la cavité que de passages dans le milieu amplificateur.

Pour que l'oscillation de l'onde optique puisse démarrer à l'intérieur de la cavité, le gain optique doit compenser au moins les pertes internes à cette dernière. Il doit en effet dépasser la valeur seuil de densité des porteurs injectés N_{th} correspond au courant de seuil I_{th} .

La puissance optique délivrée par une facette d'une diode laser est exprimée en:

$$P_{opt}(I) = \eta_d \left(\frac{h\nu}{2e} \right) (I - I_{th}) \quad (I.2)$$

Où η_d représente l'efficacité quantique différentielle, h la constante de Planck, ν la fréquence optique, e la charge de l'électron et I le courant injecté.

Une cavité optique a un double rôle le premier est d'assurer le gain nécessaire pour l'émission des photons, le second consiste à réaliser une sélectivité en fréquence ou en longueur d'onde. Raison qui ne fait propager que les modes longitudinaux de la cavité. En d'autres termes, seulement les ondes optiques qui satisfont à la condition suivante peuvent se propager :

$$\lambda = \lambda_m = \frac{2nL}{m} \quad (I.3)$$

Où n est l'indice de la cavité, L la longueur de la cavité et m un nombre entier.

Le nombre de ces modes dépend donc de l'énergie introduite dans le laser, de la longueur de la cavité, de la distribution spectrale du gain et des pertes, et du type de gain mis en jeu. L'espacement entre deux modes longitudinaux $\delta\lambda$ est donné par :

$$\delta\lambda = \lambda_m - \lambda_{m+1} = \frac{\lambda_m^2}{2n_g L} \quad (I.4)$$

Où n_g est l'indice du groupe, typiquement on trouve $\delta\lambda = [0.5 \text{ à } 1] \text{ nm}$ pour $L = [200 \text{ à } 400] \text{ nm}$.

C. Le bruit du laser : [17]

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 . On utilise habituellement la quantité $RIN(f)$, expression en décibels de $rin(f)$, exprimant la puissance relative dans une bande de 1 Hz en dB/Hz.

$$rin(f) = \frac{\langle \Delta P(f) \rangle^2}{P(f)^2} \quad (I.5)$$

$$RIN(f) = 10 \log(rin(f)) \quad (I.6)$$

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 basses fréquences (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.

I.1.4 Cœur du laser :

La réalisation d'une diode laser dont le cœur est la jonction p-n peut être faite de deux façons possibles: à homojonction ou à hétérojonction.

A. Laser à homojonction :

Le laser à homojonction fût la première génération du laser à base de GaAs fonctionnant au voisinage de $0.85 \mu\text{m}$. Ce type du laser présente des courants de seuil importants ($>10\text{mA}$), ce qui provoque un échauffement important de la jonction et entraîne sa détérioration, dans ces conditions, le laser ne peut pas fonctionner en continu, il est surtout utilisé en régime impulsif. Pour cette structure le matériau semi-conducteur utilisé sur les deux cotés de la jonction est de même composition mais de types de dopage différents (par exemple GaAs de type P et type N). Le laser à homojonction présente un problème lié à la difficulté de créer une forte densité de porteurs nécessaires pour obtenir des émissions radiatives importantes. La recombinaison trou-électron en effet se réalise sur une région trop large, liée à la longueur de diffusion des porteurs.

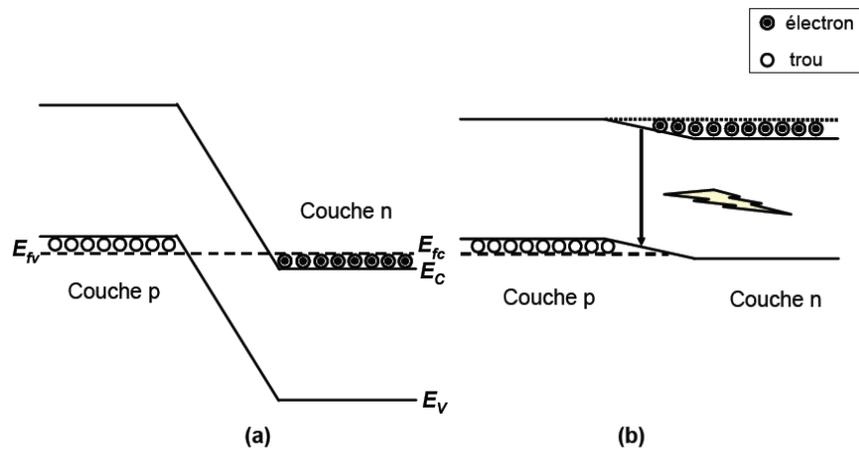


Figure I.7: Diagramme des bandes énergétiques d'une jonction p-n très dopée en équilibre thermodynamique (a) et sous polarisation directe (b).

B. Laser à double hétérojonction (DH) :

Le problème de confinement de porteurs imposé par le laser à homojonction est résolu en utilisant des hétérojonctions qui sont des jonctions entre deux semi-conducteurs ayant la même structure cristalline, mais avec différents gaps. Cette discontinuité permet d'obtenir un excellent confinement des porteurs et donc un gain élevé, avec des courants de faibles valeurs.

Dans ce deuxième cas la structure est composée d'une couche active à petit gap (GaInAsP pour une longueur d'onde d'émission à $1.55\mu\text{m}$) placée entre deux couches à grand gap (en InP) dites couches de confinement. En polarisation directe les électrons et les trous sont injectés dans la couche active d'épaisseur $d=0.2\mu\text{m}$ où ils se recombinent radiativement.

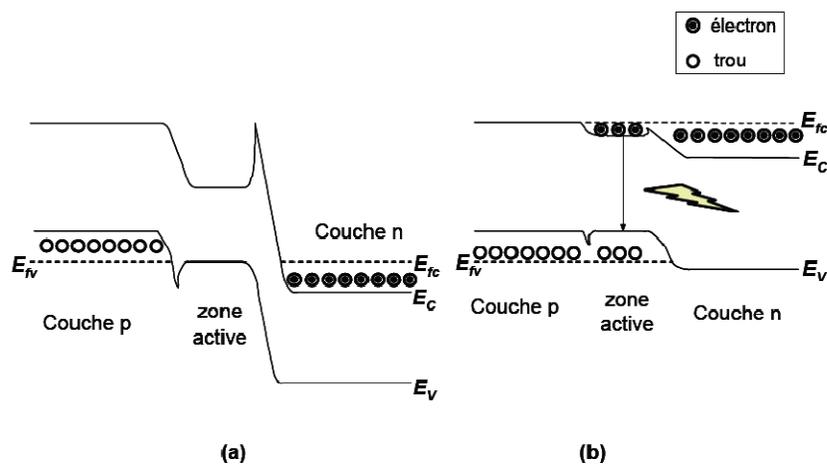


Figure I.8: Diagramme des bandes énergétiques d'une jonction p-n très dopée à double hétérostructure en équilibre thermique (a) et sous polarisation directe (b).

L'utilisation d'une structure géométrique à hétérojonction a un double effet bénéfique. La différence de niveaux énergétiques entre bandes interdites favorise le confinement des porteurs dans la couche active, là où lumière est générée. En plus cette zone active présente un indice de réfraction plus élevé que celui des couches de confinement p et n qui l'entourent, grâce à sa bande interdite plus étroite. Cette différence d'indices de réfraction lui donne la propriété d'un guide d'onde optique avec un nombre de modes de propagation optique fixé en contrôlant son épaisseur qui peut devenir encore plus étroite en utilisant des structures à puits quantiques plutôt que du matériau massif. Les matériaux utilisés pour les zones actives et de confinement des émetteurs à 0.8 μm , 1.3 μm et 1.55 μm sont rassemblés dans le Tableau I. 1.

Longueur d'onde	0.8 μm	1.3 μm	1.55 μm
Substrat	GaAs	InP	InP
Couche active	GaAs	$\text{Ga}_{0.28}\text{In}_{0.72}\text{As}_{0.6}\text{P}_{0.4}$	$\text{Ga}_{0.2}\text{In}_{0.8}\text{As}_{0.9}\text{P}_{0.1}$
Couche de confinement	$\text{Ga}_{0.6}\text{Al}_{0.4}\text{As}$	InP	InP

Tableau I. 1 : Matériaux utilisés pour le substrat, la couche active et les couches de confinement dans les lasers à base de GaAs et InP.

C. Les lasers à émission monomode : [1]

Les lasers à émission monomode sont conçus de façon que les pertes soient différentes pour chaque mode longitudinal de la cavité. Ils sont différenciés en deux grandes catégories suivant que l'émission se fasse par la tranche ou bien par la surface.

La contre-réaction dans les lasers DFB (distributed feedback), lasers les plus courants, est distribuée sur toute la longueur de la cavité et donc n'est pas localisée seulement sur les cotés. Ce résultat est obtenu avec un réseau gravé tout autour de la zone active qui détermine une variation périodique de l'indice de mode. Ce type de contre-réaction se base sur le principe de la diffraction de Bragg. La sélectivité de modes pour un laser DFB est liée à la condition de Bragg. En effet le couplage entre les ondes qui se propagent en sens direct ou inverse se réalise seulement pour celles dont la longueur d'onde λ_B (longueur d'onde du Bragg) satisfait la condition suivante :

$$\lambda_m = \frac{2.n_{eff}.A}{m} \quad (I. 7)$$

Où n_{eff} est l'indice effectif du milieu (le semi-conducteur) et m est un entier qui représente l'ordre de diffraction. Le pas A du réseau est choisi de façon à ce qu'une seule des longueurs d'onde soit dans la gamme d'amplification, et on adapte donc ce pas du réseau pour stimuler l'émission à la longueur d'onde désirée.

Les lasers à semi-conducteur qui utilisent le mécanisme de contre-réaction répartie peuvent être classifiés en deux grandes catégories : les lasers DFB dont nous avons déjà parlé et les lasers DBR « Distributed Bragg Reflector » à réflecteur de Bragg réparti.

Dans le cas de lasers DBR la contre-réaction ne se réalise pas à l'intérieur du milieu actif. En effet les extrémités d'un laser DBR se comportent comme des miroirs dont la réflectivité est maximale pour une longueur d'onde λ_B qui satisfait l'équation précédente. Les structures des lasers DFB et DBR sont montrées sur la figure suivante :

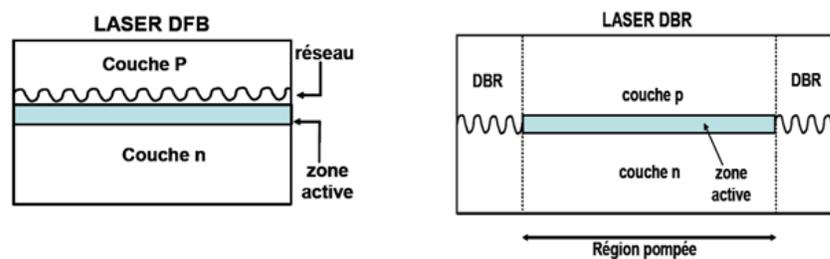


Figure I.9: Structure des lasers DFB et DBR.

Malheureusement, le faisceau laser émis par la structure DFB est de forme elliptique à cause de la forme de la face de sortie, ce qui rend le couplage avec les fibres optiques difficile. Des structures ont donc été étudiées pour avoir une meilleure injection dans les fibres optiques. Les lasers à cavité verticale émettant par la surface (VCSEL pour Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser) en sont la dernière version. Ces lasers comportent une zone active à puits quantiques, de faible épaisseur (1 à 3 longueur(s) d'onde), et deux miroirs de Bragg fabriqués par l'empilement de couches de matériaux d'indices optiques différents et d'épaisseur proportionnelle à $\lambda/4$. Le gain du puits quantique et la réflectivité des miroirs de Bragg distribués sont accordés, conduisant à l'effet laser et à un fonctionnement monomode longitudinal de la cavité. De plus, l'avantage de ce type de structure est que le faisceau émis est circulaire.

Le tableau ci-dessous donne une comparaison de trois types de laser :



Composant	VCSEL	Fabry-Pérot	DFB
Puissance optique (mW)	Quelques	Quelques	Quelques
Couplage dans une fibre optique	>50 % (fibre multimode)	>50 % (fibre monomode)	>50 % (fibre monomode)
Diagramme d'émission	Par la surface, peu divergent	Par la tranche, assez divergent	Par la tranche, assez divergent
Spectre et largeur spectrale (nm)	Une raie fine < 0.1	Plusieurs raies à 10	Une raie fine < 0.1
Courant de seuil (mA)	5 à 10	10 à 30	10 à 30
Fréquence max de modulation (GHz)	10	Plusieurs	Plusieurs
Bruit	Très faible	Faible	Faible
Principales longueurs d'onde (µm)	0.78 à 0.9	1.3	1.3 et 1.5 à 1.6
Coût	Assez faible	Moyen	Elevé
Applications	Transmission haut débit à courte distance (fibre multimode et monomode)	Transmission haut débit à moyenne distance (fibre monomode)	Transmission très haut débit à longue distance et multiplexage WDM (fibre monomode)

Tableau I.2: Comparaison des caractéristiques de différents types de laser.

Pour notre étude la diode laser retenue est la DFB.

II.2 Modulation de données :

La transmission des données numériques au sein d'un système de télécommunications optique impose d'écrire ces dernières sur un signal lumineux, c'est ce qu'on appelle une modulation. Il existe deux méthodes pour moduler les ondes optiques des télécommunications: la modulation directe (ou interne) et la modulation externe.

II.2.1 Modulation directe : [4] [1]

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 traverse le laser entraîne directement la modulation de la lumière émise par celui-ci. Cette technique de modulation est appelée « modulation directe ». Il suffit d'inscrire les données sur l'alimentation du laser, c'est-à-dire sur le courant injecté dans le laser à semi-conducteur, pour moduler en amplitude le signal émis par celui-ci.

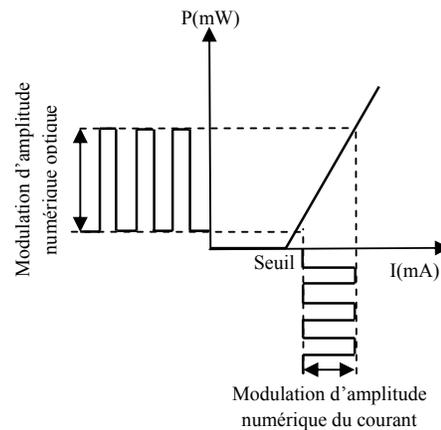


Figure I.10 : Modulation directe d'une diode laser.

Cette solution requiert assez peu de composants. Un laser, un générateur de courant et un circuit de commande ou driver. Ce circuit de commande a pour rôle de moduler la polarisation du laser à partir des données électriques issues de générateur tout en commandant la source optique au niveau des puissances émises (fixer les valeurs du courant d'alimentation). La source modulée est complétée par un dispositif de couplage optique dans la fibre de transmission.

La modulation directe offre l'avantage d'être simple, facile à mettre en œuvre, efficace et peu coûteuse, elle nécessite une tension réduite (la tension appliquée n'est que de 2 à 3 V) et une puissance faible.

Cependant, elle présente des inconvénients liés à son régime transitoire (oscillations de relaxation), chirp, bruit, ...

- ♪ En effet, 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. Lorsque l'on applique un échelon de courant à un laser à semi-conducteur, l'émission de la lumière, qui est la réponse à cet échelon, se fait avec un retard pouvant aller jusqu'à quelques nanosecondes. Le laser ne peut répondre instantanément à une excitation électrique car l'émission stimulée, qui va créer le faisceau laser, n'a pas lieu tant que la concentration de porteurs n'atteint pas sa valeur seuil. Ce retard est de plus suivi d'oscillations de relaxation 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.

- ♪ Par ailleurs, le principal effet limitatif de la modulation directe des données, provient du fait que cette technique conduit à un signal présentant une modulation parasite de fréquence aussi appelée chirp (conversion AM/FM). Ce phénomène est inhérent au fait que la modulation du courant induit une modulation de l'indice de réfraction et par conséquent une modulation de fréquence de la lumière émise. Le chirp, noté Ch, relie la dérivée temporelle de la phase φ à celle de la puissance P du signal par la relation ci-dessous :

$$d\varphi = \frac{Ch}{2} d[\ln(P)] \quad (I.8)$$

Le chirp, au même titre que la dispersion chromatique, est un facteur majeur de limitation des performances des systèmes de transmission sur fibre à haut débit. Ce phénomène provoque un élargissement temporel des impulsions qui, au bout d'une certaine distance, provoque un recouvrement générateur d'interférences inter-symboles.

- ♪ Elle est aussi limitée en bande passante et ne peut être utilisée au delà de 5 GHz environ. L'adaptation d'impédance du laser peut être réalisée par un dispositif actif (large bande) ou passif (bande étroite).

Les modulations de fréquence et de phase sont assez difficiles à expliquer à cause de la non-cohérence de la lumière laser utilisée dans la communication optique. Raison pour laquelle les modulations d'amplitude et d'impulsion sont les plus utilisées en pratique.

Ces différentes limites, en particulier un chirp trop important, rendent inutilisable la modulation directe à 40 Gb/s, puisque elle engendre pour les hauts et très hauts débits certaines dégradations du signal optique modulé. A cela, la modulation externe constitue un remède.

II.2.2 Modulation externe : [5] [2] [1]

Ce type de modulation 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 dans le signal optique.

La modulation externe sera donc effectuée sur une onde pure et constante et par un composant indispensable qui est le modulateur externe. Le module d'émission est composé dans ce cas, d'une diode laser émettant un signal continu, suivie d'un modulateur externe commandé par un driver dont le rôle est de fixer les niveaux d'une tension $v(t)$ 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 pur et peu dégradé. En traversant le modulateur, il subit les modifications du facteur de transmission et le signal de sortie se trouve modulé selon $v(t)$.

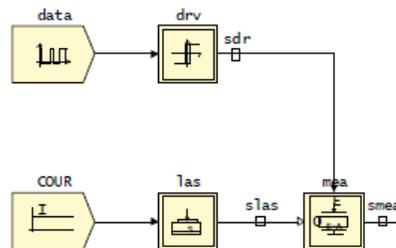


Figure I.11 : Synoptique de la modulation externe.

Plusieurs types de modulateurs sont disponibles. Actuellement, les deux technologies de modulation externe les plus utilisées sont les modulateurs de Mach-Zehnder (MZ) sur niobate de lithium (LiNbO_3), et les modulateurs électro-absorbants (MEA) sur phosphore d'indium (InP).

A. Modulateurs Mach-Zehnder:

Un interféromètre de Mach-Zehnder est composé de deux jonctions Y (des guides d'onde optique monomodes) comme le montre la figure (I.12). L'écartement de ces deux guides est tel que le couplage par onde évanescente est négligeable.



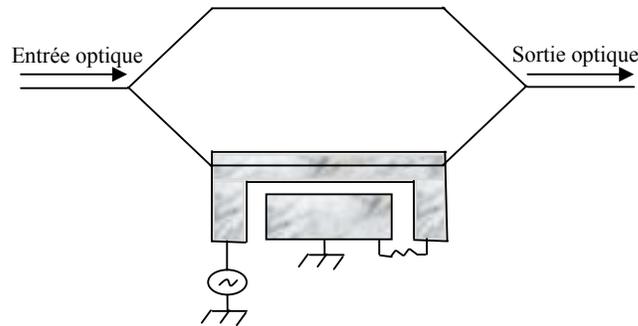


Figure I.12 : Schéma d'un interféromètre de Mach-Zehnder.

Son principe de fonctionnement consiste à effectuer une modulation de l'intensité lumineuse par variation de phase, transformée par la suite en variation d'intensité par un système interférométrique. La lumière incidente est séparée en deux faisceaux optiques indépendants dans les deux guides où on peut modifier l'indice de réfraction du matériau électro-optique en appliquant une tension soit à une seule électrode, ou aux deux électrodes suivant le procédé « **Push-Pull** », où il s'agit d'obtenir des déphasages opposés sur les ondes se propageant dans les deux branches de l'interféromètre (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), entraînant ainsi un déphasage entre les deux faisceaux qui seront en suite recombinaison et couplés dans une autre section de guide optique. 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).

Ce dispositif fonctionnant à $1,5 \mu\text{m}$ est réalisé en optique intégrée sur des substrats de niobate de lithium (LiNbO_3), de semi-conducteurs (GaAs ou InP), voire de polymères. Une des caractéristiques importantes de ces dispositifs est la tension de commande nécessaire à produire des décalages de phase égaux à π . Deux solutions existent pour les MZ selon la position du guide optique intégré par rapport aux électrodes. La solution dite « X-cut » présente l'avantage d'être une solution symétrique, intrinsèquement sans chirp. Et la solution « Z-cut » est quant à elle intéressante au niveau de sa tension de commande plus réduite mais induisant du chirp sur le signal. Cette tension vaut typiquement 5 à 6 V dans le cas d'une coupe X (X-cut) et peut être limitée à 3 V dans le cas de la coupe Z (Z-cut).

Ces modulateurs ont fait l'objet d'études dès les années 1980, mais leur développement a été freiné par leurs inconvénients spécifiques (sensibilité à la polarisation optique, coût). C'est en 2003, que la situation évolue puisqu'ils sont retenus comme candidats pour les futures transmissions optiques longues distances à 40 Gb/s, car ils n'introduisent pas de chirp pour une coupe X « X-cut ». Ils sont actuellement très utilisés dans les systèmes installés, car ils reposent sur une technologie mature permettant de donner de très bonnes performances en terme de modulation, et présenter de faibles pertes d'insertion provenant du rendement de couplage avec la fibre, des pertes de propagation des guides, en particulier dans les coudes ($< 0.2\text{dB/cm}$).

Cependant, ces modulateurs nécessitent des tensions de commande importantes, d'autant plus lorsque l'on monte en fréquence. Il est également impossible de les intégrer monolithiquement avec les autres composants d'émission (i.e. les diodes lasers), ce qui implique un encombrement important. Le phénomène de chirp reste présent pour les coupes Z(Z-cut), dû en grande partie aux déséquilibres, d'une part entre les deux guides d'onde optiques (asymétrie des branches, pertes différentes), et d'autre part entre les deux signaux de commande (asymétrie des électrodes). Enfin, ces modulateurs manquent de stabilité dans le temps (dérive lente du point de fonctionnement).

B. Modulateur électro-absorbant :

Le modulateur d'amplitude MEA (EAM, Electro-Absorption Modulator) utilise un principe de fonctionnement différent reposant 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 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.

Du point de vue structure, ces 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 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 (InP) pour moduler une onde

optique à 1,55 μm . À cette longueur d'onde, le guide est transparent pour une tension nulle et apporte une atténuation pour une tension négative.

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.

i. Caractéristiques d'un MEA :

Un modulateur électro-absorbant est caractérisé par un taux d'extinction lié à l'absorption en fonction de la tension appliquée, une atténuation en mode passant, une bande passante et un facteur de couplage phase-amplitude (facteur de Henry).

- ♪ Il faut noter qu'il est possible d'obtenir un coefficient d'extinction de 10 dB/V pour un dispositif de longueur standard de 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 . dans ce cas 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 V.
- ♪ La bande passante dépend de la longueur 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 V. Cependant, des modulateurs sont en développement pour leur utilisation à des débits plus élevés.
- ♪ Une modification de l'absorption d'un matériau affecte obligatoirement l'indice de réfraction et donc la partie imaginaire de l'indice complexe (n_i) et sa partie réelle (n_r) ne sont plus indépendantes mais liées par les 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 V. Il est défini par :

$$\alpha_H = -\frac{dn_r}{dn_i} \quad (\text{I.9})$$

Le facteur de couplage phase amplitude est une propriété intrinsèque du matériau.

Tout comme pour le laser, les niveaux de 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. Ce modulateur est transparent pour une tension d'entrée nulle et absorbant pour une tension négative. Le rôle du driver est donc de forcer le niveau haut des données à 0 V et le niveau bas à une valeur choisie selon l'extinction souhaitée.

Les performances des MEAs 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.

Leurs principaux avantages sont leur petite taille et le plus faible niveau de tension de commande nécessaire. En outre, ils peuvent être intégrés monolithiquement avec une diode laser fonctionnant en continu. C'est d'ailleurs sous cette forme qu'ils sont utilisés dans les réseaux métropolitains actuels à 2.5 Gb/s. Malheureusement, cette intégration monolithique de la diode laser et du MEA induit du chirp, et limite les possibilités de transmission longue distance. Ceci est d'autant plus critique lorsque l'on augmente le débit, et la plupart du temps, à 40 Gb/s, on préfère isoler la diode laser du MEA.

C. Comparaison des deux modulateurs :

Les différences entre ces deux technologies résultent des propriétés fondamentales des matériaux utilisés dans chaque modulateur. Les modulateurs MZ emploient un effet électro-optique linéaire, tandis que les MEAs utilisent l'effet Franz-Keldysh pour les MEAs massifs, ou bien l'effet Stark confiné pour les MEAs à puits quantiques. Ces mécanismes physiques sont à la base de l'une des principales différences entre ces technologies, à savoir le niveau de tension de commande nécessaire. A 40 Gb/s, le niveau de tension typique nécessaire pour commander un modulateur MZ est de l'ordre de 6 à 7 V crête-crête, tandis que les MEAs actuels nécessitent seulement 3 Vcc. Le tableau suivant présente une comparaison entre ces deux types de modulateurs :

Type de modulateur Caractéristiques	Modulateurs externes	
	Modulateur Mach Zander	Modulateur électro-absorbant
Tension de commande (v)	>3	2 à 3
Puissance optique incidente (mW)	Quelques centaines	Quelques dizaines
Pertes d'insertion (dB)	4 à 6	10 à 13
Bande passante (GHz)	≥ 13	50
Taux d'extinction (dB)	20 à 40	10 à 20
Débit (Gb/s)	Élevé (≥ 5)	Elevé (≥ 5)
Longueur d'onde (nm)	1550	1550

Tableau I.3: comparaison des deux modulateurs.

Malgré ses limitation de bruit, chirp..., la modulation externe reste préférable que celle directe, car elle est plus rapide et permet d'envoyer des débits plus élevés. En vue de ses caractéristiques le modulateur électro-absorbant (MEA) sera retenu pour notre étude.

III. Module de transmission :

Avec l'invention du laser en 1960 et l'énorme potentiel qui en résultait pour les télécommunications (débit plus élevé, bande passante plus large), il est vite devenu important de développer des guides d'onde optiques insensibles aux fluctuations atmosphériques et à la topologie. C'est en 1966 qu'est évoquée pour la première fois la possibilité d'utiliser des guides d'onde cylindriques à base de diélectrique, aussi appelé fibres optiques.

Dans le domaine des télécommunications, la fibre optique peut être considérée comme un vecteur physique pouvant transporter, via un signal optique, des données numériques d'un point à un autre de la planète.

III.1 Raison d'être des fibres optiques :

La fibre optique s'est révélée être un support capable de concurrencer le câble en cuivre ainsi que les ondes radio aussi bien en terme de performances au niveau de la transmission (très faible atténuation, très grande bande passante, multiplexage possible),

d'avantages liés à la mise en œuvre (très petite taille, grande souplesse, faible poids), de sécurité électrique, électromagnétique et industrielle.

Le tableau suivant met en relief ces divers avantages :

Support	Câble coaxial	Ondes radio	Fibre optique
Propagation	Guidée	Libre/dirigée	Guidée
Matériau	Cuivre	/	Silice
Bande passante	MHz	GHz	THz
Atténuation	Forte avec fréquence	Variable	Très faible
Sensibilité aux perturbations EM	Faible	Forte	Nulle
Confidentialité	Correcte	Nulle	Elevée
Applications	Réseaux locaux haut débit, vidéo	Mobiles, satellites, hertzien	Haut débit longue distance, reseaux locaux.

Tableau I.4 : Comparatif des caractéristiques de différents supports de propagation.

A la vue de tous ces aspects, on comprend mieux pourquoi actuellement il se pose plus de 300m de fibre optique par seconde dans le monde, soit une vitesse de pose supérieure à la vitesse du son !!!

III.2 Fibre optique : [18] [10] [3]

La fibre optique représente le support de propagation de la lumière (canal de communication) dans les systèmes optiques. Il s'agit d'un guide d'onde diélectrique à géométrie cylindrique constitué au centre d'un cœur composé essentiellement de silice pure hautement raffinée et plus ou moins dopée à un indice de réfraction $n_{\text{cœur}}$ légèrement plus élevé (une différence de quelques % est suffisante) à celui de la gaine n_{gaine} avec un diamètre extérieur de l'ordre de $125\mu\text{m}$ (pour les fibres conventionnelles). Elle peut donc confiner la lumière qui se trouve entièrement réfléchi de multiples fois à l'interface entre les deux

matériaux, selon les lois de Descartes. Enfin, une gaine dite mécanique, généralement en plastique, est rajoutée dont le premier rôle est de protéger la fibre mécaniquement, et le second est de piéger la lumière qui se propage dans la gaine optique.

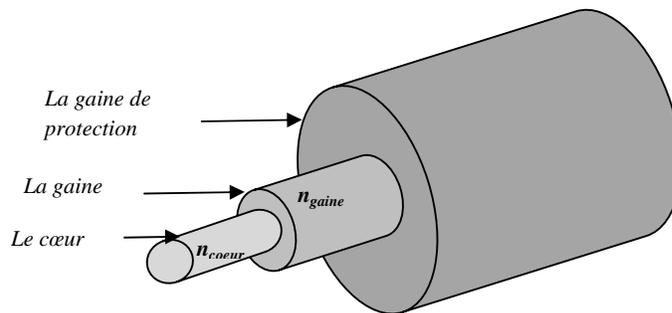


Figure I.13 : Schéma d'une fibre optique.

La fibre optique est, généralement, fabriqué de la silice, un matériau qui ressemble au verre. La silice est un composé de silicium (Si) et d'oxygène (O) dont la formule chimique est SiO_2 . Nous retrouvons ce composé dans la nature dans différents minéraux tels que le quartz. Le principe de fabrication d'une fibre optique repose sur l'étirage d'une préforme de verre. Grâce à des techniques complexes, on peut ainsi étirer un tube de verre d'un mètre de long sur 10 cm de diamètre jusqu'à en faire une fibre optique de 150 km de long.

III.3 Les différentes catégories de fibres optiques :

L'étude rigoureuse des phénomènes de propagation dans les fibres optiques repose sur la résolution des équations de Maxwell. L'inconvénient de cette approche est sa lourdeur mathématique (guides à section cylindrique, dans lesquels les solutions exactes se développent à partir de fonctions de Bessel). On montre ainsi qu'à une longueur d'onde donnée, il existe en général plusieurs modes de propagation de la lumière au sein de la fibre.

Pour un profil d'indice de réfraction donnée entre le cœur et la gaine, le nombre de modes dépend essentiellement du rapport entre le diamètre du cœur et la longueur d'onde de la lumière. Cela puisse se faire en introduisant un paramètre appelé fréquence réduite et noté V qui est donné par la formule ci-dessous:

$$V = \frac{2\pi}{\lambda} a \sqrt{n_{coeur}^2 - n_{gaine}^2} \quad (I. 10)$$

Avec « a » le rayon du cœur de la fibre et « λ » la longueur d'onde.

Le critère de sélection est alors très simple : lorsque $V < 2,405$ la fibre (à saut d'indice) est dite unimodale sinon elle est multimode. Le nombre de modes se propageant dans le cœur est égale approximativement à $\frac{V^2}{2}$.

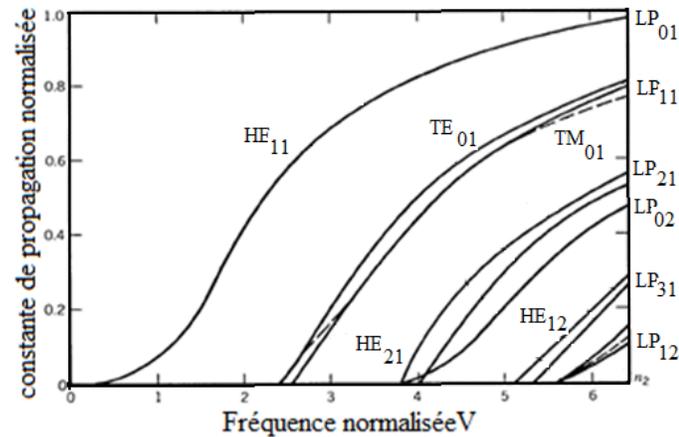


Figure I.14: Diagramme de dispersion d'une fibre à saut d'indice.

Les fibres optiques se séparent fondamentalement en deux catégories en fonction de leur géométrie interne: à saut d'indice, si le changement d'indice à l'interface entre cœur et gaine est brusque, ou à indice graduel si l'indice de réfraction décroît graduellement à l'intérieur du cœur. Et en fonction de nombre du mode propageant elles se séparent en fibre multimode (ou MMF pour MultiMode Fiber) et monomode(ou SMF pour Single Mode Fiber). Le tableau suivant compare les caractéristiques de ces deux familles de fibres optiques:

Fibre unimodale	Fibre multimode
Ouverture numérique faible (connexion délicate)	Ouverture numérique forte (connexion facile)
Très faible atténuation (qqd dixième de dB/Km)	Faible atténuation
Faible dispersion	Forte dispersion
Haut débit longues distances	Réseaux locaux

Tableau I.5 : Caractéristiques générales des fibres unimodales et multimodes.

III.3.1 Fibres multimodes :

Une fibre optique est un guide qui sera probablement multimode si le cœur a un grand diamètre devant la longueur d'onde. Il est de l'ordre de 50 à 200 μm pour les fibres de silice, et de 0.5 à 1 mm pour les fibres plastiques.



Dans une fibre multimode, les différents rayons se propagent longitudinalement grâce aux réflexions totales qu'il subit à l'interface entre le cœur et la gaine en empruntant des trajectoires différentes. Leurs chemins optiques et donc leurs temps de propagation sont différents, ce qui résulte une dispersion dite multimodale. Ces fibres sont en général employées pour les réseaux locaux (ne s'étendant pas sur plus de deux kilomètres), les bas débits ou encore pour des longueurs d'onde proches de 850 nm.

Parmi les fibres multimodes, on distingue les fibres à faible indice ou saut d'indice (débit limité à 50 Mb/s) et les fibres à gradient d'indice (débit limité à 1 Gb/s).

A. Fibres optiques multimodes à saut d'indice :

Le type le plus simple de fibre multimodes est la fibre optique à saut d'indice (step-index fibre), dans laquelle les indices du cœur et de la gaine sont voisins de 1,5 pour les fibres de silice.

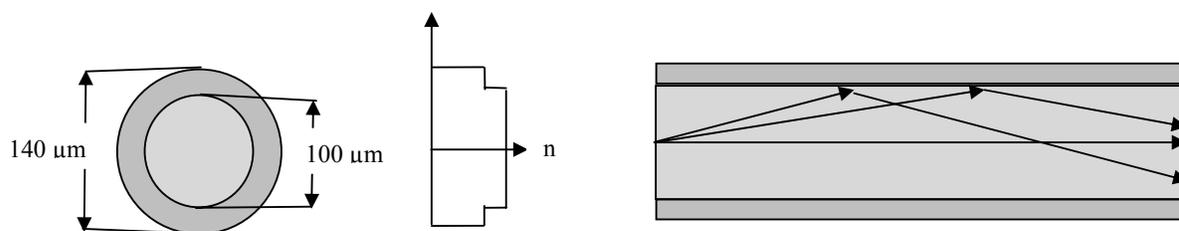


Figure I.15: Profil d'indice de réfraction et vue en coupe d'une fibre optique multimode à saut d'indice.

B. Fibres optiques multimodes à gradient d'indice :

Les fibres à gradient d'indice (graded-index fiber) ont été spécialement conçues pour les télécommunications à fin de minimiser l'effet de la dispersion intermodale sans trop réduire l'ouverture numérique, donc la puissance couplée. L'indice de leur cœur diminue suivant une loi d'allure parabolique depuis l'axe jusqu'à l'interface cœur-gaine, De sorte que les rayons suivent des trajectoires sinusoïdales, et ceux qui passent par le milieu d'indice le plus faible ayant le trajet le plus long, ce qui augmente leur vitesse et permet d'égaliser approximativement les temps de propagation.

La loi du profil d'indice est de la forme :

$$n(r) = n_{\text{cœur}} \sqrt{1 - 2\Delta(r/a)^\alpha} \quad (\text{I. 11})$$

Avec a le rayon du cœur, r la variation de a , l'exposant α est proche de 2 et Δ est la différence relative d'indice de réfraction qui sera définie par la suite.

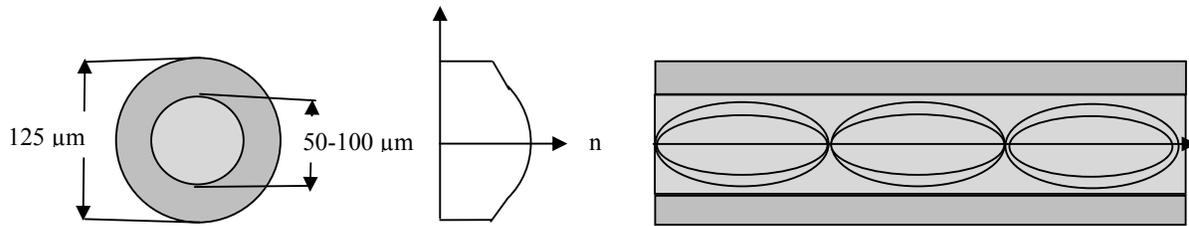


Figure I.16: Profil d'indice de réfraction et vue en coupe d'une fibre optique multimode à gradient d'indice.

III.3.2 Fibres monomodes :

Pour qu'un guide ou une fibre optique puisse être monomode, ses dimensions transverses ne doivent pas être très grandes devant la longueur d'onde. Dans ces conditions l'approximation de l'optique géométrique n'est plus valable et les calculs doivent recourir à l'électromagnétisme.

Les fibres monomodes utilisées à la longueur d'onde 1550 nm possèdent un diamètre de cœur extrêmement fin (8 à 10 μm en général), faible par rapport au diamètre de la gaine (125 microns) et proche de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde de la lumière injectée. Compte tenu de ces dimensions, la fibre optique monomode classique est à saut d'indice. L'onde se propage alors suivant un seul chemin optique sans réflexion, et par conséquent une dispersion modale quasiment nulle. Leur petit diamètre du cœur nécessite une grande puissance d'émission.

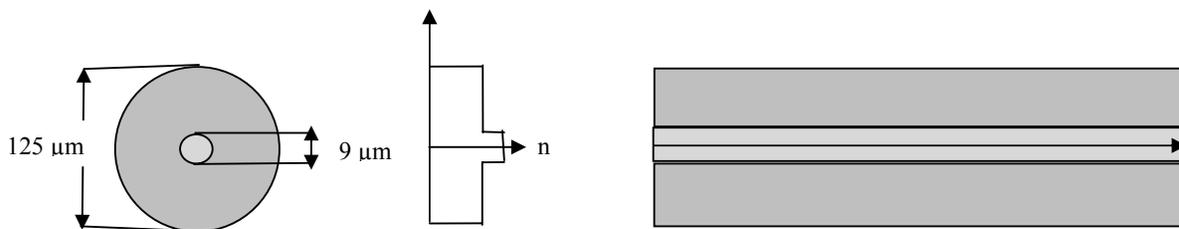


Figure I.17: Profil d'indice de réfraction et vue en coupe d'une fibre optique unimodale à saut d'indice.

Nous donnons par le tableau suivant les caractéristiques de quelques fibres normalisées par l'UIT-T :

Caractéristiques		Norme UIT-T	G.652	G.653	G.655 (NZDF)	G.655 (Téralight)
		Année de mise en œuvre	1983	1985	1994	1994
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)	2.7.10 ⁻²⁰	2.7.10 ⁻²⁰	2.7.10 ⁻²⁰	2.7.10 ⁻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 I.6: caractéristiques de quelques fibres.

III.3.3 Principe de guidage dans les fibres : [6][13]

Le principe de guidage de la lumière dans une fibre optique repose sur une suite de réflexions entre deux milieux d'indices de réfraction différents : le cœur central d'indice $n_{\text{cœur}}$ et la gaine optique d'indice n_{gaine} , avec $n_{\text{cœur}} > n_{\text{gaine}}$. Cet écart d'indice entre le cœur et la gaine est réalisé en injectant des dopants, tels que :

- ♪ le germanium et le phosphore qui accroissent l'indice dans le cœur.
- ♪ le bore et le fluor qui le font décroître dans la gaine.

Or il est connu que lorsqu'un rayon lumineux d'incidence θ_i passe d'un milieu d'indice $n_{\text{cœur}}$ à un milieu d'indice n_{gaine} , il est réfracté avec un angle θ_r tel que :

$$n_{\text{cœur}} \sin \theta_i = n_{\text{gaine}} \sin \theta_r \quad (I.12)$$

En respectant la condition suivante :

$$\theta_i > \arcsin \left(\frac{n_{\text{gaine}}}{n_{\text{cœur}}} \right) \quad (I.13)$$

Le rayon n'est plus réfracté mais réfléchi en empruntant un parcours en zigzag avec une vitesse mesurée par rapport à la vitesse de la lumière dans le vide d'après la loi de Snell-Descartes par: $V = c/n_{coeur}$

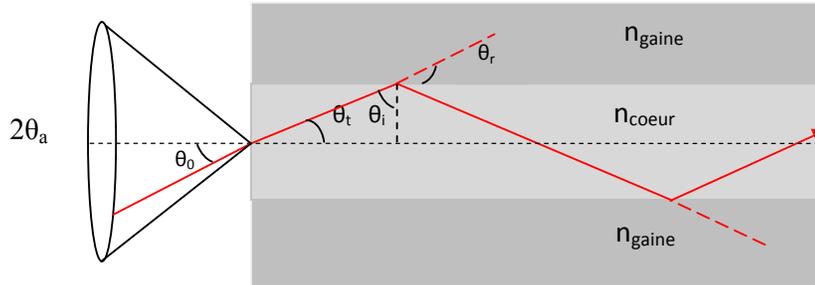


Figure I.18: Guidage de la lumière dans la fibre optique.

La propagation de la lumière le long de la fibre 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. La seconde condition est d'envoyer le signal lumineux dans la fibre avec un angle par rapport à l'axe, inférieur à l'angle critique (ou angle d'acceptance) défini par :

$$\theta_a = \arcsin \left[\frac{n_{coeur}^2 - n_{gaine}^2}{n_m^2} \right]^{1/2} \quad (I. 14)$$

Le rayon sera donc guidé uniquement dans le cœur, on définit alors la notion d'ouverture numérique ON (Numerical Aperture) qui représente l'ouverture angulaire limite avant une transmission et non une réflexion totale sur le dioptré cœur-gaine de la fibre et qui est donnée, dans le cas où le milieu d'indice n_m est l'air, par la relation :

$$ON = \sin(\theta_a) = \sqrt{n_{coeur}^2 - n_{gaine}^2} \quad (I. 15)$$

Un autre paramètre caractéristique de la fibre est la différence d'indice de réfraction qui donne une mesure de saut d'indice entre le cœur et la gaine, il est exprimé par :

$$\Delta = \frac{n_{coeur} - n_{gaine}}{n_{coeur}} \quad (I. 16)$$

La valeur typique de la différence d'indice normalisée est $\Delta \approx 3.10^{-3}$.

III.3.4 Avantages et inconvénients :

i. Avantages :

Par comparaison aux autres supports de transmission existants, la fibre optique présente de nombreux avantages qui justifient son introduction dans les systèmes de transmission.

- ♪ Ces avantages sont, tout d'abord, des avantages en termes de performances de transmission, multiplexage (en longueur d'onde) possible avec une bande passante optique très grande, et donc une grande capacité (débit de plusieurs Tbit/s) n'ayant aucune commune mesure avec les bandes passantes des supports électriques ou radio classiques.
- ♪ De plus, l'atténuation due au support de communication s'avère très faible, ce qui permet de couvrir des distances plus grandes sans nécessité d'installer des répéteurs.
- ♪ La fibre optique présente également des avantages de sécurité électrique (isolation totale entre terminaux, utilisation possible en ambiance explosive et sous forte tension) et électromagnétique. Elle est donc insensible aux parasites électromagnétiques, et n'en créant pas elle-même, elle assure ainsi une inviolabilité presque totale, ce qui permet son utilisation dans les applications militaires, bancaires et en transmission de données.
- ♪ Enfin, les facilités de mise en œuvre qu'elle présente, à la fois par sa petite taille, sa grande souplesse et son faible poids, combinés à un coût raisonnable, lui confère un avantage économique sur les autres supports de transmission.

i. Inconvénients :

- ♪ Des pertes peuvent être causées par des courbures du câble, des connecteurs mal positionnés ou sales, des inhomogénéités dans le verre de la fibre.
- ♪ Difficultés d'adaptation avec les transducteurs optoélectroniques.
- ♪ Exigences micromécaniques importantes (connexions, alignement).

IV. Module de réception : [4] [1]

Si l'écriture des données sur un signal lumineux se fait de plusieurs méthodes, donc sa récupération en sortie, elle aussi, peut être faite de différentes façons dont le photodétecteur

reste le composant indispensable pour toute réception (conversion optique électrique). On distingue pour cela deux techniques :

- ♪ La détection cohérente (détecteurs 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.
- ♪ La détection directe où la conversion est réalisée grâce à une photodiode transformant les fluctuations de puissance optique en fluctuations de courant électrique. C'est cette deuxième méthode qui sera étudiée par la suite en vue de sa simplicité par rapport à la réception cohérente, surtout avec l'apparition des amplificateurs à fibre dopée et les filtres optiques permettant ainsi d'obtenir en détection directe des performances équivalentes.

Le module de réception est le dernier étage de la chaîne de transmission, il a pour rôle de recevoir le signal optique provenant de la fibre et le convertir en un signal électrique pour en extraire les données transmises. Grâce à son énorme importance, de nombreux efforts ont été fournis pour le rendre de plus en plus performants. Ce module est composé de plusieurs blocs fonctionnels. On y retrouve trois parties:

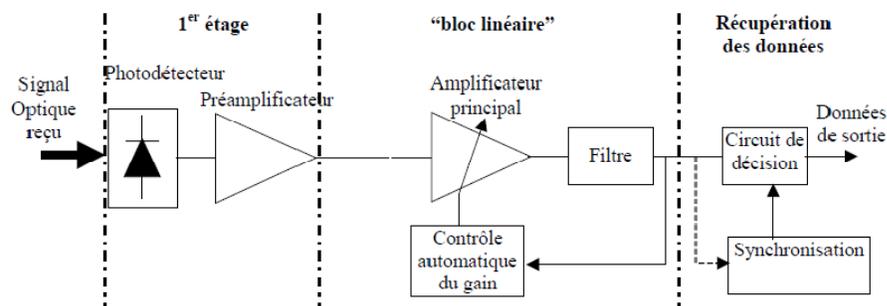


Figure 1-19: Schéma d'un récepteur de données à détection directe.

*Le bloc de 'premier étage' : composé du photodétecteur accompagné dans certains cas 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.

*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.



IV.1 Le photodétecteur :

Le photodétecteur est le dispositif responsable de la conversion du signal lumineux en un signal électrique tout en minimisant les déformations et dégradations engendré par le bruit. Il se comporte comme un compteur de photons et un générateur de courant. Pour remplir correctement ces fonctions un photodétecteur est caractérisé par une sensibilité importante pour la longueur d'onde utilisée, une rapidité remarquable puisque il est utilisé dans des systèmes fonctionnant à 10 Gb/s voire même 40 Gb/s et un bruit minimum. Ces conditions ne seront remplies que si ce photodétecteur est à semi-conducteur, qui présente les avantages d'être très rapides et faciles à utiliser, bien que d'autres dispositifs soient plus sensibles.

IV.2 Principe de fonctionnement de la photodétection :

La photodiode est un composant à base de matériaux semi-conducteurs dans laquelle seront pénétrés les photons transmis par la fibre. Sa structure lui permet de transférer efficacement l'énergie de photons incidents sur des électrons contenus dans le matériau (absorption du photon) en provoquant son passage d'un état de la bande de valence à un état plus élevé de la bande de conduction. Et donc ces électrons excités sont plus ou moins libres de se déplacer dans la structure pour former un courant électrique. Le nombre d'électrons est égal au nombre de photons absorbés. Seuls les photons d'énergies supérieures à la largeur de bande (gap) interdite du semi-conducteur sont absorbés de manière utile et créant les paires électrons-trous. Ce gap fixe donc l'énergie minimale pour assurer le fonctionnement de la photodiode. Cela implique une longueur d'onde de coupure λ_c , au-delà de laquelle le matériau devient transparent au rayonnement.

$$E_{\text{photon}} = \frac{h.c}{\lambda} \geq E_g \quad \Rightarrow \quad \lambda_c = \frac{h.c}{E_g} \quad (I.17)$$

Afin d'empêcher les électrons de retomber dans leur état le plus stable, une différence de potentiel est appliquée, sous laquelle 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.

IV.3 Caractéristiques du photodétecteur : [2] [5]

Un photodétecteur est caractérisé par:

- ♪ le rendement quantique (η) : représente 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. Il est souvent compris entre 0,5 et 0,9 et pour une photodiode idéale il est égal à 1.

- ♪ la sensibilité (S): définit le rapport du photocourant I_{ph} au flux énergétique (ou puissance optique P_{opt}) reçu(e) et s'exprime en (A/W).
- ♪ la bande passante : permet de savoir si le courant peut suivre une variation brusque du flux de photons, et quel est le facteur de proportionnalité entre le temps de montée ou de descente du photocourant et ceux du flux lumineux.
- ♪ Le bruit de photodétecteur : Certains électrons du courant utile peuvent être générés sans qu'un photon n'ait été absorbé. Ils s'ajoutent aux photoélectrons et parasitent le courant en ajoutant des artefacts.
- ♪ Le coefficient d'absorption α : il détermine le rendement du photodétecteur. Ce coefficient dépend du matériau utilisé et de la longueur d'onde.

Le rendement quantique et la sensibilité sont reliés 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 :

$$\eta = \frac{I_{ph}/e}{P_{opt}/h \cdot \nu} \quad \text{et} \quad S(\lambda) = \frac{I_{ph}}{P_{opt}} = \eta \cdot \frac{e \cdot \lambda}{h \cdot c} \quad (\text{I. 18})$$

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.

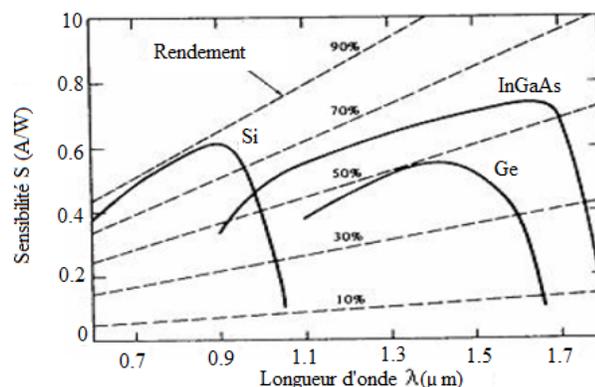


Figure I.20: Courbes de sensibilité et de rendement selon les longueurs d'onde pour divers matériaux.



La sensibilité S d'un matériau augmente avec λ jusqu'à la fréquence de coupure où elle s'écroule brusquement. Il apparaît donc pour chaque matériau une longueur d'onde pour laquelle la sensibilité est maximale. On observe que les hétérostructures III-V comme le GaInAs sont les plus convenables pour les transmissions à fibre optique à 1,55 μm de longue portée.

Dans ce qui suit nous allons étudier les deux types de photo-détecteurs couramment utilisés : les photodiodes PIN et les photodiodes à avalanche (PDA).

IV.4 La photodiode PIN : [4] [5]

Pour effectuer la photodétection, en évitant les recombinaisons des paires électron-trou, il faut 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. Cette dernière doit être large pour permettre un bon rendement quantique, d'où l'intérêt de la photodiode PIN, où une région intrinsèque est intercalée entre les régions de type P et de type N. La majorité des photons est absorbée dans la zone intrinsèque, lorsque la photodiode est polarisée en inverse, où règne un champ électrique qui sépare les porteurs. La zone 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.

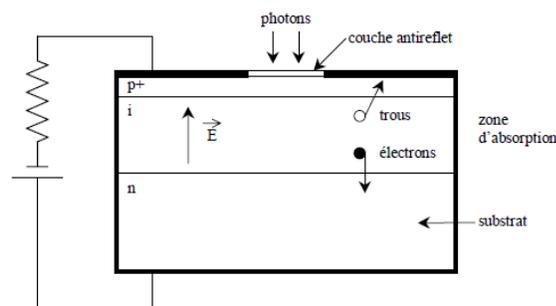


Figure I.21: Structure d'une photodiode PIN.

Une telle photodiode est caractérisée par des paramètres dépendant du matériau et de la structure qui sont la sensibilité, le courant d'obscurité, le temps de réponse...

Dans la jonction de la photodiode PIN s'établit un courant inverse, d'expression:

$$I_{ph} = I_p + I_{obs} \quad (I. 19)$$

Avec I_{obs} courant d'obscurité, 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. Ce courant augmente avec la température et la tension de polarisation.

Et I_p photocourant proportionnel à la puissance optique P, exprimé par :

$$I_p = S.P \quad (I.20)$$

Où S est la sensibilité définie précédemment.

Une autre caractéristique de la photodiode, est son temps de réponse, qui doit être très bref. Lorsque la structure est verticale, c'est-à-dire que l'éclairement se fait par le haut, le temps de réponse limite l'utilisation de la photodiode aux systèmes à 10Gbit/s. Pour augmenter la fréquence de coupure, il est nécessaire de travailler avec des photodétecteurs éclairés par la tranche. Ce temps de réponse est limité par deux facteurs principaux:

*la capacité de jonction : d'autant plus réduite que l'on élargit la zone d'absorption.

*le temps de transit : diminue si on rétrécit cette zone.

Pour améliorer le temps de réponse un compromis doit être fait, en augmentant la tension de polarisation inverse qui permet de réduire la capacité et le temps de transit.

IV.4.1 Bruit des photodiodes PIN :

Le signal électrique émis par la photodiode n'est pas parfait, Il est plutôt affecté par des bruits qui contribuent à la dégradation des performances des systèmes de communication. On trouve entre autre :

A. Le bruit quantique (photonique, de grenaille ou encore bruit Schottky) :

C'est un bruit qui résulte de la nature corpusculaire du photocourant et du caractère aléatoire de la création des paires électron-trou. Ce bruit proportionnel à la puissance optique reçue par la photodiode est inévitable. Son expression s'écrit sous la forme :

$$\langle i_q^2 \rangle = 2.e.S.P_{opt}.B \quad (I.21)$$

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

B. 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 utilisés. Il est associé au courant d'obscurité. La variance de ce bruit a pour expression :

$$\langle i_{obs}^2 \rangle = 2 \cdot e \cdot I_{obs} \cdot B \quad (I.22)$$

Avec e la charge élémentaire d'électron, B la bande passante et I_{obs} le courant d'obscurité.

C. Bruit thermique :

C'est un bruit en $1/f$ (avec f la fréquence du signal) provenant des circuits de polarisation du photorécepteur et notamment du préamplificateur (engendré par la résistance de shunt du photorécepteur). L'expression de la variance du bruit thermique a pour valeur :

$$\langle i_T^2 \rangle = \frac{4 \cdot K \cdot T}{R} B \quad (I.23)$$

Avec k la constante de Boltzmann, T la température en °K et R la résistance du schéma équivalent aux circuits du photorécepteur.

IV.5 Les photodiodes à avalanche PDA: [1]

Le signal reçu étant souvent très faible, il est donc nécessaire d'amplifier le photocourant, mais le bruit du préamplificateur est en général prépondérant. On a donc intérêt à utiliser un composant à gain interne, la photodiode à avalanche (PDA).

Afin d'augmenter le signal rapport à bruit, une idée est d'utiliser le phénomène d'ionisation par impact des porteurs. L'objectif est d'augmenter la puissance du signal électrique, correspondant à une puissance optique incidente donnée, par multiplication interne du nombre de porteurs. En faisant croître le champ électrique dans la jonction PN, 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. 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 sera :

$$I_{PDA} = M(V) \cdot S(\lambda) \cdot P_{opt} \quad (I.24)$$

Avec M le facteur de multiplication, S la sensibilité et P_{opt} la puissance optique reçue.

Le gain augmente avec la tension appliquée, mais il 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 peut provoquer la destruction du matériau.

Tout comme pour les photodiodes PIN, il existe plusieurs structures possibles, à base essentiellement de silicium ou de germanium. Elles résultent 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 donnée par la figure :

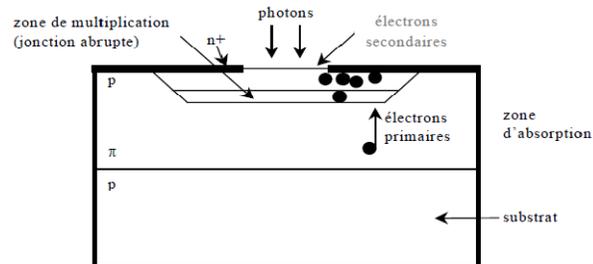


Figure I.22 : Structure d'une photodiode à avalanche.

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 donc 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 la puissance d'obscurité non multiplié. En effet, toutes les composantes de celui-ci ne subissent pas le phénomène d'avalanche. Le courant issu de la PDA vaut :

$$I_{ph} = M.S.P_{obs} + I_{obs} \quad (I.25)$$

Avec M le facteur de multiplication, S la sensibilité, P_{obs} la puissance de courant d'obscurité et I_{obs} le courant d'obscurité.

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 ns).

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.



Remarque : Le bruit de grenaille et le bruit thermique contribuent ensemble à créer des erreurs, mais les photorécepteurs usuels sont essentiellement limités par le second, qui domine très largement le premier.

IV.6 Comparaison entre les photodiodes PIN et PDA :

Une comparaison entre leurs performances est présentée dans le Tableau ci-dessous:

Types de photodiode Caractéristiques	Photodiodes	
	PIN	PDA
Tension de commande (V)	Faible	Elevé
Fréquence de coupure (GHz)	>60	Quelques
Rendement quantique (%)	Faible	Elevé
Bande passante (GHz)	Large	Faible
Longueur d'onde (nm)	1300 et 1550	1300 et 1550

Tableau I.7 : Comparaison des caractéristiques des photodiodes PIN et PDA.

Le choix du détecteur est particulièrement déterminé par le rapport signal à bruit (S/B) qui est défini par le rapport du photocourant engendré par la puissance du signal optique sur le courant de bruit du photodétecteur plus le courant de bruit de l'amplificateur. Pour de faibles niveaux, le rapport S/B est meilleur avec une photodiode à avalanche alors que pour des niveaux plus forts, il vaut mieux utiliser une photodiode PIN qui sera choisie pour notre étude.

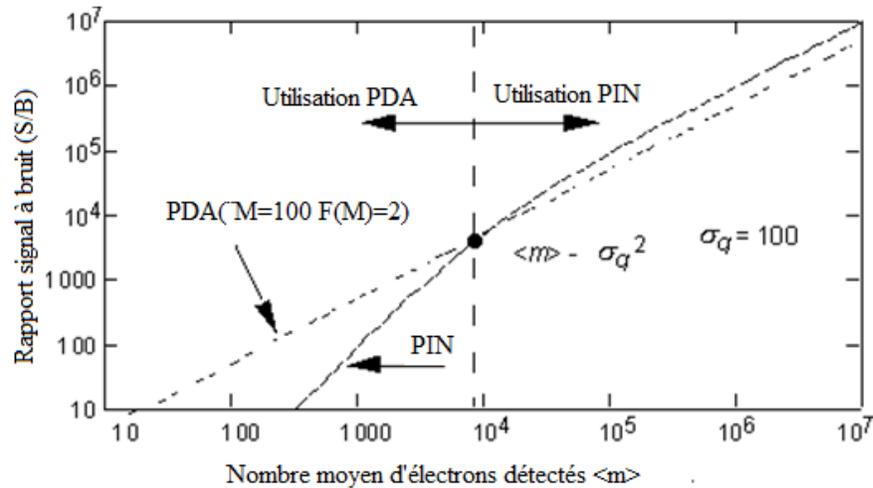


Figure I.23: Rapport signal à bruit en fonction de l'intensité du signal émis pour les photodiodes PDA et PIN.

IV.7 Amplificateur électrique :

Malgré la présence d'un préamplificateur, Le courant émis par la photodiode reste souvent assez faible. Il est donc nécessaire d'utiliser un amplificateur électrique ayant une grande bande passante 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 retenu dans nos simulations.

IV.8 Circuit de filtrage : [2]

Le signal en sortie de la photodiode PIN est généralement accompagné du bruit, afin de minimiser ce dernier un filtrage du signal numérique, est nécessaire dans une bande $0 - \Delta F$ qui soit la plus petite possible, tout en ne créant pas d'ISI, 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, on sait que le filtre passe-bas rectangulaire de largeur $\Delta F = F_r/2$ (avec F_r la fréquence rythme du signal) possède cette propriété, mais 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 » dont la largeur de bande de bruit, aux conditions habituelles, vaut approximativement $\Delta F = 0.8 \cdot F_r$.



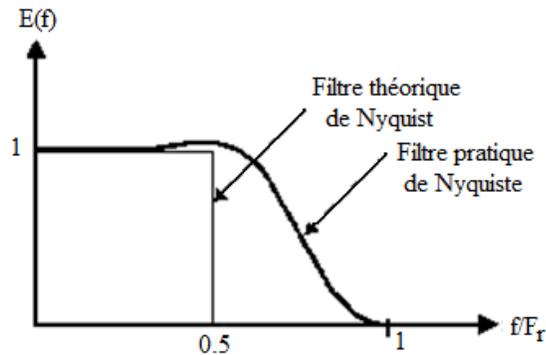


Figure I.24 : Réponses fréquentielles du filtre théorique et pratique de Nyquist.

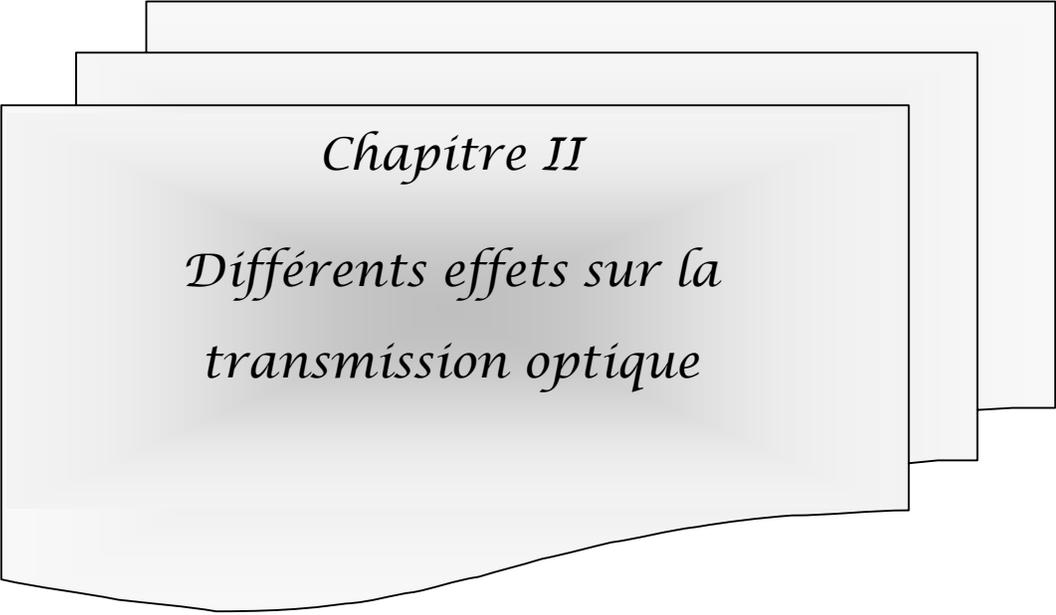
IV.9 Le Circuit de décision :

Pour une récupération parfaite des données transmises, une remise en forme du signal détecté est donc nécessaire en utilisant un bloc de décision composé d'un détecteur à seuil et d'un circuit de récupération de rythme, encore appelé circuit de synchronisation. Leur tâche est de comparer le signal de données à un certain seuil d'amplitude, puis de décider le niveau correspondant du signal (« bit 1 » ou « bit 0 »), et ceci à chaque front d'horloge. Ainsi, le signal d'entrée de la bascule, qui est en réalité le signal de sortie après la détection par le photodétecteur, doit avoir une amplitude assez élevée pour la fonction de « décision ».

L'horloge doit être synchronisée sur le signal incident. Cette récupération de rythme est effectuée grâce à une boucle à verrouillage de phase classique.

Conclusion :

Les fibres optiques utilisées pour les communications à longue distance sont les fibres monomodes, c'est à dire qu'elles n'ont la capacité de guider qu'un seul et unique mode optique. En obligeant ainsi la lumière à emprunter un seul et même chemin de propagation, nous pouvons réduire certains effets négatifs causés par le milieu de propagation. Cependant, d'autres effets qui limitent à la fois les distances de propagation et les débits de transmission sont toujours présents. Ces effets gênants peuvent être classés en deux groupes : les effets linéaires et les effets non-linéaires qui vont être étudiés en détail dans le chapitre suivant.



Chapitre II

*Différents effets sur la
transmission optique*

Introduction :

Les effets de propagation linéaires sont consécutifs à une réponse linéaire du matériau de la fibre à l'excitation électromagnétique induite par le signal, via la susceptibilité χ_1 . Ils regroupent tous les effets n'impliquant pas d'interactions entre les faisceaux (ou signaux) transmis. Le principe de superposition peut donc s'appliquer (l'intensité totale est la somme de l'intensité de chaque faisceau). Les effets linéaires étant directement liés à la distance de propagation, ils sont donc d'autant plus importants que les distances de transmission augmentent. Ils modifient soit la puissance des impulsions (atténuation) soit leur forme (dispersion).

I. Effets linéaires :

I.1 Atténuation : [11] [17] [18]

La fibre optique s'est imposée comme le meilleur moyen de transport de l'information au vu de sa robustesse, ses propriétés mécaniques de résistance aux torsions et tractions, sa faible épaisseur mais surtout sa faible atténuation attribuée au signal optique codé et transporté via une chaîne d'éléments composée essentiellement de tronçons de fibre et d'amplificateurs optiques. Cette dernière induit effectivement des pertes minimales en comparaison avec celles induites par les câbles coaxiaux en cuivre. Cependant, elles ne sont pas nulles et peuvent donc devenir pénalisantes pour de longues distances de propagation.

Le coefficient d'atténuation (absorption) linéaire est le paramètre qui caractérise cette atténuation ; il est défini, en fonction de la longueur L de la fibre et des puissances en entrée et en sortie de celle-ci (respectivement P_{in} et P_{out}) via la formule ci-dessous, il s'exprime en km^{-1} ou plus usuellement décibel par kilomètre (dB/km) :

$$\alpha_{\text{Km}^{-1}} = \ln \left(\frac{P_{out}(L=1\text{Km})}{P_{in}} \right) \quad \alpha_{\text{dB/Km}} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{out}(L=1\text{Km})}{P_{in}} \right) \quad (II.1)$$

Ces deux valeurs sont reliées entre elles par :

$$\alpha_{\text{Km}^{-1}} = \alpha_{\text{dB/Km}} \times \frac{\ln(10)}{10} \approx 0.23 \cdot \alpha_{\text{dB/Km}} \quad (II.2)$$

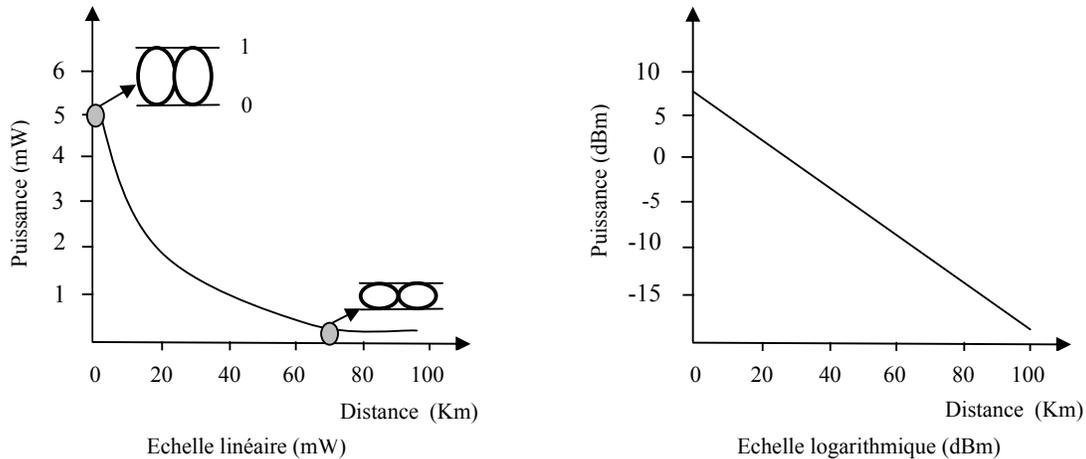


Figure II.1 : Profil de puissance d'un signal optique se propageant dans une fibre présentant des pertes de 0.2 dB/km.

Grâce à sa grande transparence optique et aux progrès techniques, la silice (SiO_2) est rapidement apparue comme le matériau le plus adéquat pour la réalisation des fibres optiques. En permettant de diminuer le minimum d'atténuation linéaire, qui est passée de 20 dB/km (1% de la puissance initiale est transmise pour 1 km de propagation) dans les années 70 à 0,2 dB/km (1% de la puissance initiale est transmise pour 100 km de propagation) aujourd'hui.

Historiquement, les premières fibres optiques furent utilisées dans la fenêtre optique 850 nm car elle correspondait à l'époque au minimum d'absorption de ces fibres (~ 20 dB/Km), mais aussi à cause du moindre coût des sources et des détecteurs fonctionnant dans cette fenêtre. A partir des années 80, de nouveaux composants réalisés sur substrat d'InP (Phosphore d'indium) ont permis de travailler dans une nouvelle fenêtre optique centrée à 1310 nm. Cette longueur d'onde correspond à un minimum relatif d'absorption ($\sim 0,4$ dB/km) des fibres optiques modernes. Cette longueur d'onde qui correspond à une dispersion nulle, est particulièrement intéressante pour les communications courte distance (centaine de kilomètres). Cependant pour les télécommunications longue distance (> 100 km) les longueurs d'onde les plus intéressantes se trouvent dans une troisième fenêtre centrée à 1550 nm. En effet, celle-ci correspond au minimum d'atténuation de la silice ($\sim 0,2$ dB/km) et de plus, coïncide parfaitement aux longueurs d'onde de fonctionnement des amplificateurs optiques disponibles aujourd'hui.

De nombreuses recherches sont actuellement en cours pour réaliser des sources sur substrat d'InP ou de GaAs (Arséniure de Gallium) émettant dans cette fenêtre optique, couramment utilisée pour les télécommunications optiques dès 1990. Les facteurs majeurs qui commandent cette atténuation résiduelle des fibres sont d'une part de nature intrinsèque :

- ♪ **Absorption intrinsèque du matériau constitutif:** cette absorption provoque une augmentation rapide des pertes aux basses longueurs d'ondes. En plus, la présence d'impuretés peut créer divers bandes d'absorption; elles sont toutefois pratiquement toutes éliminées par les techniques de fabrication actuelles. A l'exception possible de la plus forte d'entre elles, correspond à la résonance fondamentale de l'ion OH⁻ à 1,39 μm.
- ♪ **Diffusion Rayleigh:** il s'agit de la diffusion la plus rencontrée. C'est la diffusion sur les inhomogénéités du verre, principalement dues aux variations de dopants utilisés pour créer les différences d'indice entre le cœur et la gaine de la fibre. A l'échelle microscopique, les verres amorphes qui constituent la fibre présentent de légères fluctuations spatiales de densité et d'indice dues à toutes les conformations possibles de la molécule SiO₂. Celles-ci provoquent une diffusion de la lumière dans toutes les directions et donc une atténuation de la puissance transmise dans la direction de propagation. Cette atténuation est d'une part due au matériau de base et d'autre part due aux différents dopants utilisés. Les pertes dues à la diffusion Rayleigh s'écrivent sous la forme suivante :

$$\alpha_R = (A + B \cdot \Delta n) \lambda^{-4} \quad (\text{II. 3})$$

α_R étant en dB/m, A et B des constantes, Δn la différence d'indice entre le cœur et la gaine de la fibre optique et λ la longueur d'onde en m.

Une onde électromagnétique peut être décrite comme un champ électrique oscillant couplé à un champ magnétique oscillant à la même fréquence. Lorsque l'onde va rencontrer des particules beaucoup plus petites que sa longueur d'onde, le champ électrique va déformer le nuage électronique des atomes, le barycentre des charges négatives oscille ainsi par rapport au noyau (charge positive). Le dipôle ainsi créé rayonne dans toutes les directions : c'est ce rayonnement induit qui constitue la diffusion Rayleigh.

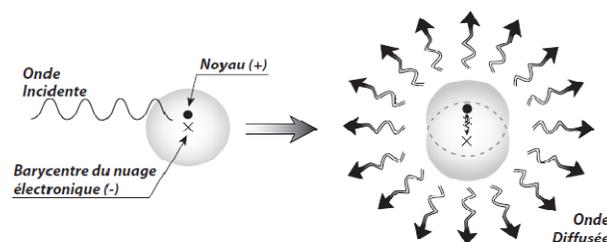


Figure II.2 : Phénomène de diffusion Rayleigh.



Et d'autre part de nature extrinsèque due à des pertes d'ordre mécaniques :

- ♪ **Courbures et micro-courbures:** ou fluctuations du diamètre de la fibre (zones où des rayons lumineux peuvent ne plus satisfaire la condition de réflexion totale et où des modes peuvent ne plus être guidés). Toute courbure serrée crée des pertes par rayonnement même si elle est très faible car elles sont répétées et incontournables. Les pertes de micro-courbures s'ajoutent directement aux pertes intrinsèques du mode. Elles sont toutefois négligeables pour les fibres standards de télécommunications dans des conditions d'emploi normales.
- ♪ **Les pertes par épissures :** zones de jonctions entre la fibre et un autre élément de la liaison donnant lieu à la diffusion ou la réflexion.

En conclusion nous pouvons dire que l'atténuation est une source de dégradation de la puissance lumineuse du signal lors de sa propagation à l'intérieur de la fibre. Cette puissance P diminue exponentiellement pour un signal lumineux de longueur d'onde λ , ayant parcourue une distance L , en fonction de la puissance incidente $P(0)$ selon la formule:

$$P(L) = P(0) \exp\left(-\frac{\ln(10)}{10} \alpha_{dB}(\lambda)L\right) \quad (II.4)$$

$\alpha_{dB}(\lambda)$ est le coefficient d'atténuation, exprimé en dB/km, à la longueur d'onde λ .

L'évolution de ce coefficient en fonction de la longueur d'onde est représentée sur la figure pour une fibre standard en silice :

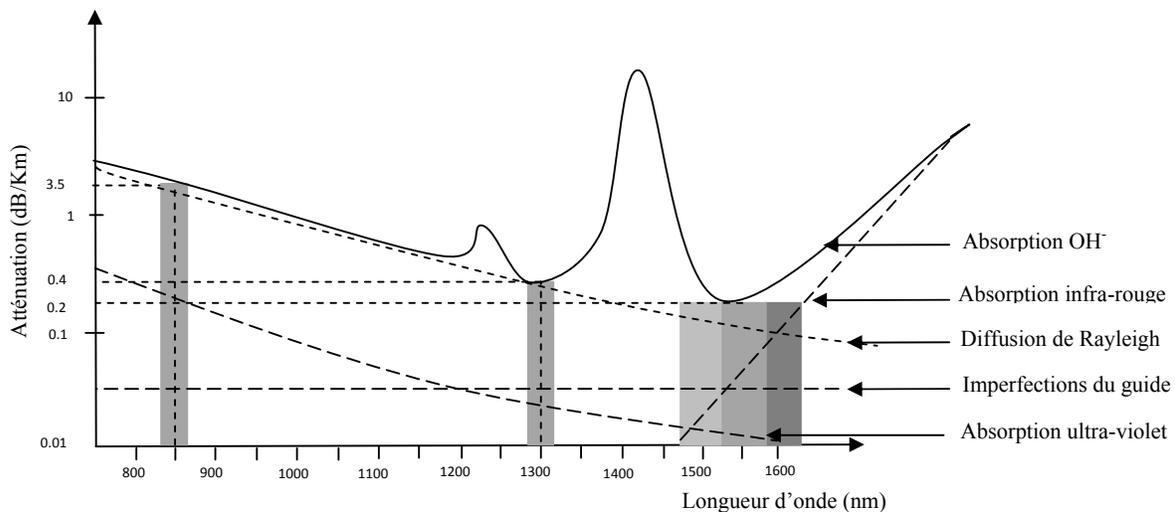


Figure II.3: Atténuation spectrale d'une fibre standard en fonction de la longueur d'onde.

Cette figure met en évidence une zone minimale d'atténuation autour de 1,55 μm qui explique le choix de cette longueur d'onde pour les applications de télécommunications optiques. Ainsi, dans ces fenêtres spectrales, appelées « bande S » de 1460 nm à 1530 nm, « bande C » de 1530 nm à 1565 nm et « bande L » jusqu'à 1625 nm, le coefficient linéique atteint sa valeur minimale de 0,2 dB/km.

I.2 Amplification optique : [7]

Comme l'atténuation est l'une des principales limitations de la distance de transmission des systèmes de télécommunications optiques, il est nécessaire de trouver les solutions qui permettent de régénérer le signal à intervalle régulier dans la fibre.

La première solution pour y parvenir c'était d'utiliser un répéteur régénérateur optoélectronique, qui convertit le signal optique en un signal électrique à l'aide d'une photodiode, l'amplifier électriquement, puis le reconvertit en un signal optique. Cependant, ce répéteur, tant par leur capacité restreinte (conversion optoélectronique, complexité pour un système multi-canaux) que par leur coût élevé a conduit à étudier un système amplifiant directement le signal optique c'est l'amplificateur optique qui a révolutionné l'évolution des systèmes de transmission. Il est devenu au début des années 90 l'un des éléments primordiaux des systèmes à multiplexage. Le signal optique peut être alors transmis sur une distance beaucoup plus grande sans aucune démodulation/remodulation des signaux de chaque canal. Sa large bande passante permet en effet d'amplifier simultanément plusieurs longueurs d'onde d'un signal multiplexé.

Ces amplificateurs se répartissent en deux catégories : les amplificateurs à semi-conducteur et ceux à fibre en fonction du milieu qui les compose.

I.2.1 Principe d'amplification optique : [17]

Le principe d'une amplification optique est basé sur les deux phénomènes d'excitation des électrons et d'émission stimulée. La fibre permet d'amplifier le signal grâce à un apport extérieur d'énergie venant d'un laser de pompe.

Un faisceau est dit amplifié lorsque le nombre de photons engendrés par émission stimulée est supérieur au nombre de photons absorbés, ou encore la probabilité pour qu'un photon incident sur un atome donné de provoquer l'émission d'un deuxième photon soit supérieure à la probabilité de l'absorber. Le nombre d'atomes excités doit donc être supérieur au nombre d'atomes à l'état fondamental.

Il est donc clair que la longueur d'onde de pompe doit être plus petite que celle du signal pour permettre aux électrons, du niveau fondamental, de passer au niveau plus haut par l'absorption des photons issus de pompe à la longueur d'onde λ_p . La durée de vie du niveau de pompe est assez courte (environ 10 μ s dans le cas de la silice dopée Erbium), cause de laquelle ces électrons se relaxent très rapidement sur le niveau métastable qui possède une durée de vie très grande devant celle du niveau de pompe (environ 10 ms) sans engendrer d'émission radiative. Ainsi un très grand nombre d'électrons s'accumule à l'état excité, ce qui définit une inversion de population.

Les interactions de ces électrons avec des photons incidents de longueur d'onde λ_s provoquent alors des recombinaisons électron-trou suivant un processus classique d'émission stimulée, donnant ainsi naissance à d'autres photons de caractéristiques identiques. Cela conduit donc à une amplification du signal le long de la fibre optique.

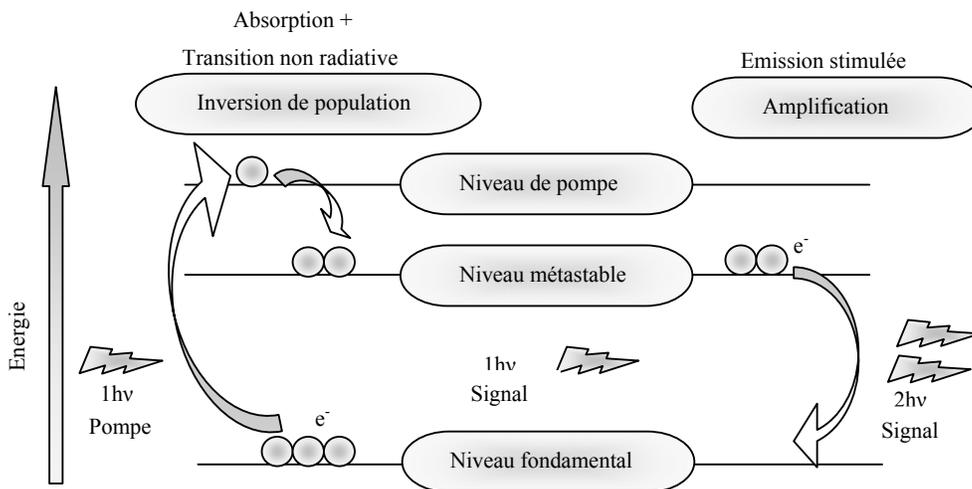


Figure II.4: Amplification optique à 3 niveaux.

Le signal à amplifier peut également être absorbé par un atome à l'état fondamental pour accéder au niveau 1 (métastable). Cette absorption est néfaste puisqu'elle atténue le signal. Pour éviter cela, il faudra que le niveau fondamental soit très fortement dépeuplé par l'absorption d'un faisceau de pompe afin de réaliser l'inversion de population ($N_1 > N_0$). L'amplification sera d'autant meilleure que cette inversion de population sera grande. En pratique, on peut transférer plus de la moitié de la puissance de pompe absorbée sur le signal. Si le pompage est insuffisant, l'inversion de population n'a pas lieu : le signal à amplifier est alors absorbé majoritairement dans la fibre et donc atténué.

I.2.3 Exemples d'amplificateurs :

A. L'amplificateur à semi-conducteur : [18]

Du moment où les lasers à semi-conducteur fonctionnent en continu avec une fiabilité acceptable (au début des années 90), les études et recherches sur les amplificateurs à semi-conducteur (ou SCOA pour semi-conductor optical amplifier) ont été commencées.

La structure de base d'un SCOA est, à première vue, peu différente de celle d'une diode laser du type Fabry-Perot, dont les faces ont été traitées antireflets, pour éviter la formation d'une cavité laser (création d'une oscillation). Il est constitué d'une jonction p-n à l'intérieur de laquelle est insérée une couche d'environ 0.1 mm d'un matériau semi-conducteur de bande interdite plus faible que celles des zones avoisinantes mais de structure cristalline très proche. Cette couche centrale, aussi appelée zone active, sert à confiner à la fois les porteurs de charge (électrons et trous) et les photons. Lorsque la jonction est polarisée en direct, il se crée une inversion de population, c'est-à-dire une injection de porteurs (électrons) dans l'état d'énergie supérieur. Le passage d'un photon de longueur d'onde correspondant à la bande interdite de la zone active provoque alors l'émission d'un autre photon à la même longueur d'onde par recombinaison radiative d'un électron avec un trou. L'amplification du signal optique résulte alors de cette production de photons, connue sous le nom d'émission stimulée utilisée par les lasers à semi-conducteur.

Les principales caractéristiques de ce type d'amplificateur optique sont :

- ♪ Compacité et rendement : l'amplificateur le plus compact qui existe, avec un rendement record.
- ♪ Simplicité du pompage électrique.
- ♪ Grande bande passante optique en petit signal : ≈ 5 THz environ 40 nm à 1550 nm.
- ♪ Opportunités offertes en termes d'intégration et de fabrication en grand nombre.
- ♪ Niveau de bruit élevé (AES) et fortes non-linéarités en saturation du gain.
- ♪ Puissance de saturation en sortie de 5 à 10 mW.
- ♪ Sensibilité à la polarisation de la lumière entrante.
- ♪ Pertes de raccordement non négligeables avec les fibres optiques, ce qui est un défaut majeur pour les répéteurs en ligne.
- ♪ Pertes de couplage du faisceau incident dans l'amplificateur sont élevées, à cause du grand diamètre du faisceau en vue d'épaisseur de la zone active du semi-conducteur.

- ♪ Faible durée de vie des porteurs (de l'ordre de la nanoseconde), entraînant une dépendance du gain par rapport au signal pour des fréquences inférieures au GHz.

Ces amplificateurs ne présentent pas encore toutes les caractéristiques nécessaires pour une utilisation dans les systèmes terrestres haut-débit et large bande. Leur puissance de sortie reste en effet limitée et la rapidité de la réponse de leur gain les rend sensibles au débit utilisé.

Autre que les amplificateurs à semi-conducteur, il existe actuellement deux technologies basées sur des principes totalement différents pour amplifier le signal.

B. l'amplificateur à Fibre Dopée Erbium :[7] [9]

Le plus répandu des amplificateurs optiques à ce jour est l'amplificateur à fibre dopée Erbium EDFA (Erbium Doped Fiber Amplifier). Il est apparu dans le milieu des années 80. Il s'agit d'un dispositif comprenant en un seul boîtier compact la fibre dopée, le laser de pompe qui produit une énergie lumineuse de très forte puissance et les composants optiques passifs nécessaires. Il repose sur le phénomène d'émission stimulée.

A la différence des amplificateurs à semi-conducteurs, le milieu amplificateur est cette fois-ci le cœur d'une fibre optique monomode (amplification localisé) dopée avec des ions de terre rare (Erbium ou Ytterbium) qui sont à l'origine de l'existence d'un niveau d'absorption supplémentaire, autour d'une longueur d'onde bien déterminée dépendante du dopant (pour l'Erbium : 980 nm ou 1480 nm) et d'un compromis entre le gain et le bruit. C'est en pompant, précisément, à cette longueur d'onde (de pompage) que l'on va créer une inversion de population, et par conséquence une amplification optique.

Le signal et la pompe sont couplés par un multiplexeur en longueur d'onde afin de minimiser les pertes. Et puisque la fibre amplificatrice est de nature bidirectionnelle, alors les isolateurs empêchent d'une part l'amplification du signal arrivant en sens inverse de la fibre, et d'autre part l'émission spontanée amplifiée. Les diodes laser du pompage sont elles même munies d'isolateurs. Pour réduire encore les pertes aux raccordements avec les fibres de ligne une section de fibre adaptatrice de mode est en général utilisée. En effet le diamètre du mode guidé par la fibre amplificatrice est sensiblement inférieur à celui de la fibre de ligne. Ceci permet d'augmenter la densité de puissance de l'onde pompe, donc le gain et le rendement. On trouve encore à la sortie du répéteur un filtre optique, destiné à éliminer le résidu de l'onde pompe et à réduire l'émission spontanée amplifiée

Plusieurs possibilités de pompage optique peuvent être utilisées, codirectionnel, contredirectionnel ou bidirectionnel. Cette dernière solution avec un double pompage aux

deux extrémités permet d'augmenter et d'uniformiser l'inversion de population dans la fibre dopée et donc l'amplification du signal, elle est surtout utilisée pour les liaisons sous-marines.

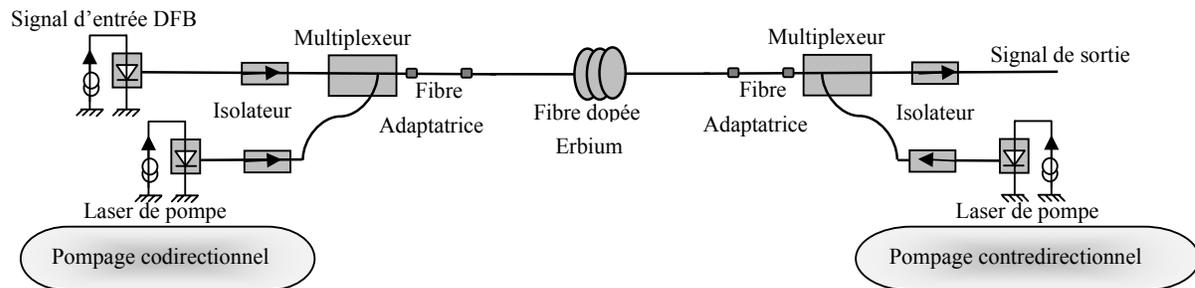


Figure II.5 : Structure d'un amplificateur optique à fibre dopée Erbium avec pompage bidirectionnel.

Les performances de ces amplificateurs dépendent bien entendu de la concentration d'ions à terre rare dans la fibre, du niveau de la pompe, de la puissance du signal d'entrée de l'amplificateur, de la longueur d'onde du signal et encore de la longueur de la fibre. En général, un compromis est à faire entre les principaux critères de performance que sont le gain, le rendement, la puissance de saturation et le facteur de bruit.

Enfin, les amplificateurs à fibre dopée ont une large bande passante pour laquelle le gain est quasiment identique, ce qui les rend intéressants dans la perspective d'amplifier simultanément plusieurs signaux multiplexés en longueur d'onde (WDM). C'est aujourd'hui la technique d'amplification optique la plus mature et au demeurant la seule présente dans les systèmes installés. Leurs principaux avantages sont :

- ♪ Amplification de plusieurs longueurs d'ondes en même temps.
- ♪ Largeur de bande typique de 4 THz (40 nm), et qui peut être encore amélioré en associant plusieurs niveaux de différents dopants dans la fibre de manière à décaler la bande spectrale (actuellement couvre les bandes C et L).
- ♪ Amplification ponctuelle (moins de 50 m de fibre Erbium).
- ♪ Puissances de pompage relativement faibles (quelques dizaines de mW) permettant d'obtenir des gains élevés (25 dB à 45 dB) pour compenser des pertes liées à plusieurs dizaines de kilomètres de fibre.

C. L'amplificateur Raman : [9]

Cette amplification peut, elle aussi, être relativement localisée, mais elle est généralement utilisée en configuration distribuée, c'est-à-dire que l'amplification se fait le long de la fibre de transmission.

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. Chose qui a créé des tendances de recherche pour nouveaux amplificateurs optiques tels que les amplificateurs Raman qui prennent une part non négligeable dans les systèmes de télécommunications.

De nombreuses recherches sont encore en cours pour optimiser cet amplificateur ainsi que pour son intégration dans les systèmes de transmission. Son principe de fonctionnement est basé sur l'effet Raman et consiste à injecter dans la fibre un signal pompe continu de forte puissance à une longueur d'onde plus courte d'environ 100 nm que la longueur d'onde du signal utile. 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.

L'effet Raman offre une amplification sur une large bande (aussi bien dans la bande C que dans les nouvelles bandes L ou S) à condition de multiplexer plusieurs diodes de pompe, à différents longueurs d'onde, dans la fibre. Cette amplification multi-pompes peut être employée pour combler la plage spectrale non couverte par les EDFA, pour améliorer l'homogénéité du gain d'amplification, ou pour compenser les effets Raman dans les télécommunications multiplexées en longueur d'onde à 1.55 μm en jouant sur la puissance relative des diverses pompes Raman utilisées.

Il est aussi possible d'obtenir un amplificateur large bande en utilisant un pompage basé sur une source incohérente large bande au lieu de multiplexer plusieurs pompes. On ne peut toutefois obtenir des gains très élevés, mais la bande est naturellement plate, accompagnée d'un rapport signal sur bruit plus grand.

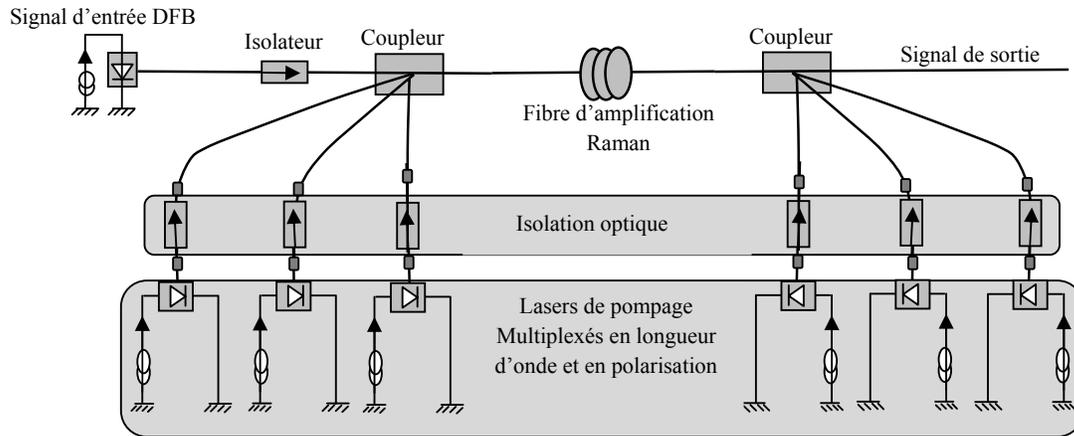


Figure II.6 : Amplificateurs à effet Raman.

L'amplificateur Raman offre plusieurs avantages :

- ♪ Faible niveau de bruit.
- ♪ Conception simple : amplification directe du signal dans la fibre optique.
- ♪ Flexibilité pour la sélection des longueurs d'onde : gain Raman dépend de la longueur d'onde de la pompe et pas d'un paramètre matériau sensible à la longueur d'onde.
- ♪ Large bande passante.

I.2.4 Comparaison des amplificateurs :

Nonobstant qu'il est le meilleur candidat à 1,3 μm et qu'il se prête à l'intégration monolithique, ses caractéristiques assez peu favorables, font que l'amplificateur à semi-conducteur n'apparaît que très peu dans les systèmes de transmission, au regard des caractéristiques présentées par les amplificateurs EDFA qui ont permis de créer un milieu de propagation sans perte sur une très grande distance dans les systèmes de transmission travaillant à 1,55 μm . 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 SCOA, ceci conduit à préférer les EDFA. Leur plus gros défauts est leur limite à amplifier uniquement autour de 1550 nm. Chose qui peut être résolue en utilisant la nouvelle génération des amplificateurs Raman qui présentent une large bande d'amplification avec un faible bruit.

Le tableau suivant résume les caractéristiques de différents amplificateurs :

Caractéristiques	Amplificateur à semi-conducteur	Amplificateur à fibre dopée	Amplificateur Raman
Bande passante d'amplification	30 à 40 nm	De 20 à 40 nm suivant les dopants, et plus si plusieurs ondes de pompes.	48 nm et plus si plusieurs ondes de pompes
Gain	20 à 30 dB	20 dB ou plus selon la concentration d'ions, la longueur de la fibre dopée et la configuration de pompe	5-40 dB proportionnel à l'intensité de la pompe et la longueur de la fibre de transmission
bruit	12 dB	3 à 9 dB	Très faible
Puissance de saturation	10 dBm	Dépend des constantes de gain et du matériau	A peu près équivalente à la puissance des ondes de pompes
Longueur d'onde de pompe		980 ou 1480 nm (EDFAs)	100 nm en dessous de la longueur du signal au maximum de gain
Puissance de pompe nécessaire		Quelques dixièmes de mW par dB de gain	Quelques dizaines de mW par dB de gain

Tableau II.1 : Comparaison des différents amplificateurs.

Pour améliorer les performances d'un système de transmission nous pouvons utiliser une amplification hybrides EDFA + Raman qui permettent de tirer partie des avantages des deux bords. L'amplificateur retenu pour nos simulations sera l'amplificateur EDFA.

I.2.5 Caractéristiques d'un EDFA :

A. Gain d'amplificateur :

Pour quantifier les performances d'un amplificateur, on définit son gain comme étant le rapport entre la puissance de signal en sortie du dispositif P_{sout} et la puissance de signal injectée P_{sin} . La relation entre ces deux puissances est donnée par la formule ci-dessous qui

détermine l'expression de la puissance du signal en sortie d'une fibre amplificatrice de longueur L :

$$P_{sout}(\lambda_s) = P_{sin}(\lambda_s) \exp \left\{ \int_0^L (\sigma_e(\lambda_s)N_2(z) - \sigma_a(\lambda_s)N_1(z))\Gamma_s(\lambda_s) dz \right\} \quad (II.5)$$

λ_s : Longueur d'onde du signal injecté.

σ_e, σ_a : Sections efficaces d'émission et d'absorption respectivement.

N_i : Densité de population, donne le nombre d'atomes dans un même état d'excitation.

Γ_s : Facteur de recouvrement traduisant le recouvrement entre la région dopée en ions Er³⁺ et la répartition transverse de la puissance du signal.

On en déduit alors l'expression du gain:

$$G(\lambda_s) = \exp \left\{ \Gamma_s(\lambda_s) \int_0^L [\sigma_e(\lambda_s)N_2(z) - \sigma_a(\lambda_s)N_1(z)] dz \right\} \quad (II.6)$$

- ♪ De cette expression on tire les remarques suivantes : Pour une longueur fixe de fibre amplificatrice, l'équation confirme que plus le niveau fondamental est dépeuplé au profit du niveau métastable (N_2 proche de ρ_{er} - densité volumique d'ions erbium contenue dans l'amplificateur - et N_1 proche de 0, forte inversion de population), plus grand est le gain. Cette condition peut être obtenue en disposant d'une puissance de pompe élevée et d'un bon recouvrement du champ de faisceau de pompe avec la région dopée.
- ♪ Un deuxième point important est que le gain obtenu avec une fibre optique dopée aux terres rares semble d'autant meilleur que le facteur de recouvrement à la longueur d'onde du signal λ_s est élevé. Il faut cependant noter que les densités de population N_1 et N_2 dépendent elles aussi du recouvrement respectivement aux longueurs d'onde de pompe et de signal.

B. Bruit d'amplificateur :

La désexcitation spontanée d'atomes du niveau métastable vers le niveau fondamental s'accompagne de l'émission de photons qui ne sont pas corrélés avec les photons « signal », et qui constituent une source de bruit vis à vis du signal à amplifier. Parmi ces photons, seuls ceux qui sont dans le cône d'ouverture numérique de la fibre peuvent se propager. Au cours de leur propagation, ils provoquent la désexcitation d'atomes du niveau métastable, induisant

ainsi l'amplification du bruit au détriment du signal : c'est l'émission spontanée amplifiée (Amplified Spontaneous Emission ou ASE).

En régime de fonctionnement non saturé (signal faible ne consommant que peu d'inversion de population), la puissance d'ASE en sortie d'un amplificateur uniformément dopé est donnée par la relation:

$$P_{ASE} = 2n_{sp}(G - 1)h\nu \cdot \Delta\nu \quad (II. 7)$$

Où $\Delta\nu$ est la largeur spectrale de bruit, G le gain moyen de l'amplificateur et n_{sp} le facteur d'émission spontanée, également appelé facteur d'inversion de population, qui est défini par la relation:

$$n_{sp} = \frac{\sigma_e(\lambda)N_2}{\sigma_e(\lambda)N_2 - \sigma_a(\lambda)N_1} \quad (II. 8)$$

Dans le cas d'une forte inversion de population (c'est-à-dire $N_2 \gg N_1$), le facteur d'inversion de population est proche de 1.

C. Facteur de bruit :

Le facteur de bruit F est un paramètre qui permet d'évaluer la dégradation du rapport signal/bruit à la traversée de l'amplificateur. Il est défini par la relation:

$$F = \frac{\left(\frac{\text{signal}}{\text{bruit}}\right)_{\text{entrée}}}{\left(\frac{\text{signal}}{\text{bruit}}\right)_{\text{sortie}}} \quad (II. 9)$$

Si on considère le cas où le rapport signal/bruit en entrée de l'amplificateur est fort, alors F pouvait s'écrire sous la forme:

$$F = \frac{1}{G} + 2n_{sp} \frac{G - 1}{G} \quad (II. 10)$$

L'expression précédente montre que le facteur de bruit dépend fortement du gain. Si l'amplificateur présente un gain élevé ($G \gg 1$), cette formule se simplifie sous la forme :

$$F = 2n_{sp} \quad (II. 11)$$

Dans l'hypothèse où l'inversion de population est complètement réalisée ($n_{sp} = 1$), la valeur limite du facteur de bruit vaut 2 (soit 3dB). Cette valeur en dessous de laquelle le facteur de bruit ne peut pas descendre lorsque le gain est élevé, est appelée limite quantique.

D. Saturation d'amplificateur :

Le gain d'un amplificateur EDFA en régime petit signal, comme on a déjà vu, défini par :

$$G = P_{sout}/P_{sin} \quad (II. 12)$$

Est quasiment constant d'où P_{sout} est proportionnelle à P_{sin} , en supposant la puissance de pompe fixée. Si le phénomène d'amplification est basé sur un transfert d'énergie, alors la puissance maximale récupérée en sortie de la fibre dopée ne peut excéder $P_{sin} + \frac{\lambda_s}{\lambda_p} P_p$. Ainsi, lorsque la puissance d'entrée du signal à amplifier augmente, la puissance du signal en sortie tend vers une valeur maximale limite: il s'agit de la puissance maximale extractible de l'amplificateur P_{ext} .

La puissance de saturation P_{sat} d'un amplificateur EDFA est définie comme étant la puissance du signal en entrée pour laquelle le gain obtenu est égal à la moitié du gain petit signal G_0 . Les amplificateurs à fibre dopée erbium fonctionnant en régime saturé afin d'obtenir une puissance de signal maximale en sortie de fibre sont qualifiés d'amplificateurs de puissance.

En introduisant La puissance de saturation, la puissance du signal en sortie de l'amplificateur peut être donnée par la relation simplifiée:

$$P_{sout} = G_0 P_{sin} \frac{P_{sat}}{P_{sout} + P_{sin}} \quad (II. 13)$$

Pour de faibles valeurs de P_{sin} ($P_{sin} \ll P_{sat}$), l'évolution de la puissance de sortie est bien quasi-linéaire. En revenant à la relation précédente, l'expression du gain de l'amplificateur est donnée par :

$$G = \frac{P_{sout}}{P_{sin}} = \frac{G_0}{1 + \frac{P_{sin}}{P_{sat}}} \quad (II. 14)$$

En régime petit signal, ce gain est proche de la valeur maximale G_0 et il est égal à $G_0/2$ pour une puissance d'entrée égale à la puissance de saturation.

E. Longueur optimale de fibre amplificatrice :

En fixant tous les paramètres de l'amplificateur à l'exception de la longueur de fibre amplificatrice. On remarque qu'il existe une valeur optimale L_{opt} de cette longueur pour laquelle P_{sout} est maximale. Au-delà de cette longueur, la puissance de pompe ne permet plus

de réaliser l'inversion de population nécessaire à l'amplification du signal. Les ions à l'état fondamental absorbent alors les photons « signal » d'où une diminution de la puissance du signal en sortie de fibre.

Généralement, les longueurs optimales des fibres amplificatrices sont de l'ordre de quelques mètres à quelques dizaines de mètres suivant les caractéristiques essentielles (structures, dopages, etc.) des éléments constitutifs de l'amplificateur.

I.3 Effet de dispersion : [1]

Dans le domaine des télécommunications optiques, un signal est formé d'impulsions caractérisées par une certaine largeur spectrale confinées dans leur temps bit. Ce qui signifie qu'il n'est pas purement monochromatique mais se compose de plusieurs composantes spectrales (c'est à dire plusieurs fréquences ou longueurs d'onde).

Et, comme l'indice de réfraction d'un milieu, telle la fibre optique, dépend de la longueur d'onde du signal qui le parcourt, les composantes spectrales de ce signal vont s'y propager avec des vitesses différentes. Elles sont donc retardées les unes par rapport aux autres ce qui induit le caractère dit « dispersif » de la fibre. Certaines fréquences se retrouvent ainsi à l'avant de l'impulsion, d'autres à l'arrière. Il s'opère alors un élargissement temporel des impulsions du signal. Cet élargissement limite le débit, en nous obligeant à augmenter le délai entre deux impulsions.

I.3.1 Dispersion chromatique: [7] [4]

La silice est un matériau dit dispersif car son indice de réfraction dépend de la longueur d'onde. Il en résulte que le temps de propagation de groupe ou délai de groupe t_{gr} dépend de la longueur d'onde λ , ce dernier est défini comme étant le temps nécessaire pour qu'une impulsion se propage dans une fibre de longueur L . On l'exprime par:

$$t_{gr} = \frac{L}{V_g(\lambda)} \quad (II. 15)$$

Notons que $V_g(\lambda)$ est la vitesse de groupe définie par :

$$V_g(\lambda) = \frac{d\omega}{d\beta} \quad (II. 16)$$

Avec ω la pulsation et β la constante de propagation axiale, qui est la projection sur l'axe de propagation, du module du vecteur d'onde \vec{k} dont la définition est la suivante :

$$\|\vec{k}\| = n_{coeur} \|\vec{k}_0\| = \frac{2\pi}{\lambda} n_{coeur} \quad \text{avec} \quad k_0 = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (II.17)$$

\vec{k}_0 : Vecteur d'onde dans le vide.

$$\beta = k_0 n_{coeur} \quad (II.18)$$

Nous pouvons aussi définir l'indice de réfraction de groupe, d'un mode donné, N qui sera :

$$N = \frac{c}{V_g} \quad (II.19)$$

C : la vitesse de la lumière.

Soit n_e l'indice effectif de ce mode à une longueur d'onde donnée :

$$n_e = \frac{\beta}{k_0} \quad (II.20)$$

En utilisant la définition de l'équation (II.16), nous obtiendrons :

$$N = c \left(\frac{d\beta}{d\omega} \right) \Rightarrow N = n_e + k_0 \frac{dn_e}{dk_0} \quad (II.21)$$

Le temps de groupe sera donc :

$$t_{gr} = L \left(\frac{d\beta}{d(2\pi f)} \right) = - \frac{L\lambda^2}{2\pi c} \frac{d\beta}{d\lambda} \quad (II.22)$$

Pour un signal optique possédant un spectre de largeur $\Delta\lambda$, la dispersion du temps de retard de groupe ou l'allongement temporel τ peut s'écrire :

$$\tau = \frac{dt_g}{d\lambda} \Delta\lambda = \frac{d\left(\frac{L}{V_g}\right)}{d\lambda} \Delta\lambda = L \frac{d\left(\frac{1}{V_g}\right)}{d\lambda} \Delta\lambda = L \cdot D_c \cdot \Delta\lambda = L \cdot D_c \left(-\frac{\lambda^2}{2\pi c} \right) \Delta\omega \quad (II.23)$$

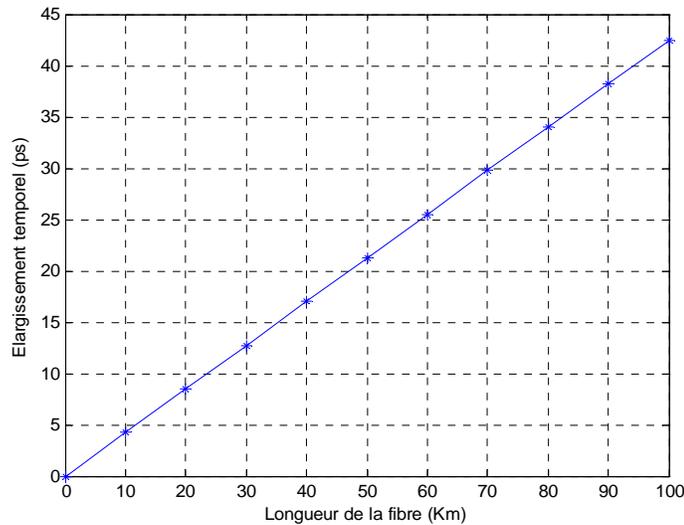


Figure II.7: Elargissement temporel en fonction de la longueur de la fibre.

La dispersion chromatique, D_c est alors définie par :

$$D_c = \frac{\tau}{L\Delta\lambda} = \frac{1}{L} \frac{dt_g}{d\lambda} = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta'' = -\frac{\lambda}{c} \frac{d^2 n_e}{d\lambda^2} \quad (II.24)$$

La figure suivante illustre l'effet de la longueur de la fibre sur la dispersion chromatique :

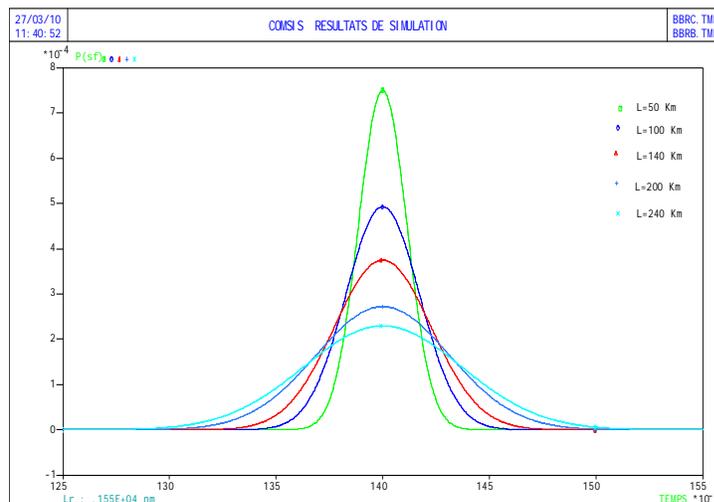


Figure II.8: Effet de la longueur de la fibre sur la dispersion chromatique.

Une dispersion chromatique est aussi définie comme étant la somme de deux types de dispersion : la dispersion du matériau (D_{mat}) et la dispersion du guide (D_g) à condition de



négliger la contribution croisée des deux dérivées premières par rapport à l'indice de réfraction et la fréquence.

Dispersion du matériau D_{mat} : Elle résulte du fait que la silice qui compose majoritairement la fibre optique à un indice de réfraction qui varie en fonction de la longueur d'onde. Cette dépendance induit une modification de l'indice de groupe propre au milieu et doit être incluse dans les lois de propagation de la lumière dans le guide. Pour la silice, D_{mat} varie d'environ -100 ps/km/nm à 0,85 μm , +23 ps/km/nm à 1,55 μm et elle s'annule à 1,27 μm .

Comme déjà vue, la constante de propagation d'un mode est :

$$\beta = k_0 n_e \quad \text{avec} \quad n_{\text{gaine}} < n_e < n_{\text{coeur}} \quad (\text{II. 25})$$

Puisque n_{coeur} est très proche de n_e et le mode est principalement confiné dans le cœur, donc on peut supposer que :

$$\beta(\lambda) = k_0 n_{\text{coeur}}(\lambda) \quad (\text{II. 26})$$

La dépendance de l'indice de réfraction de la silice pure, en fonction de la longueur d'onde est visualisée sur la courbe suivante :

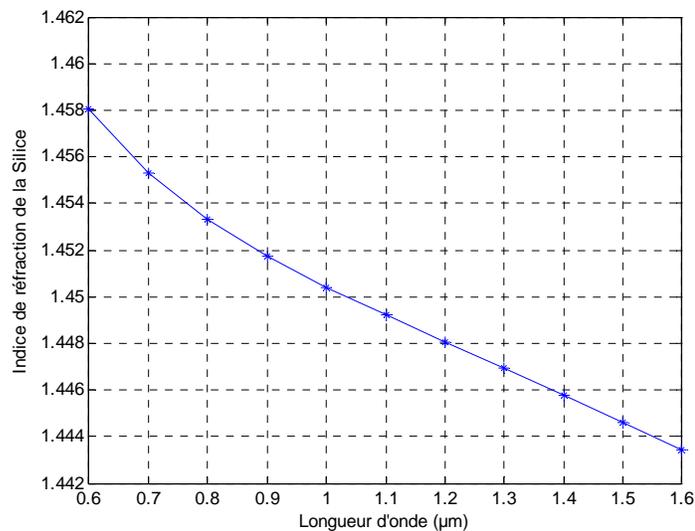


Figure II.9: Indice de réfraction en fonction de la longueur d'onde.

Le temps de transit d'une onde pour parcourir une distance L est tel que :

$$t_{mat} = \frac{L}{V_g} = L \frac{d\beta}{d\lambda} \frac{d\lambda}{d\omega} \quad (\text{II. 27})$$



Avec :

$$\frac{d\beta}{d\lambda} = -\frac{2\pi}{\lambda^2} n_{coeur} + \frac{2\pi}{\lambda} \frac{dn_{coeur}}{d\lambda} \quad \text{et} \quad \frac{d\lambda}{d\omega} = -\frac{2\pi c}{\omega^2} \quad (II.28)$$

Et donc le temps de transit sera :

$$t_{mat} = L \left(-\frac{2\pi}{\lambda^2} n_{coeur} + \frac{2\pi}{\lambda} \frac{dn_{coeur}}{d\lambda} \right) \left(-\frac{2\pi c}{\omega^2} \right) \quad (II.29)$$

$$t_{mat} = \frac{L}{c} \left(n_{coeur} - \lambda \frac{dn_{coeur}}{d\lambda} \right) \quad (II.30)$$

L'allongement temporel de l'impulsion (ou étalement impulsif) sera donné par:

$$\tau_{mat} = \frac{dt_{mat}}{d\lambda} \Delta\lambda \quad (II.31)$$

En remplaçant le temps de transit par son équation on aura :

$$\tau_{mat} = \frac{L}{c} \left(\frac{dn_{coeur}}{d\lambda} - \frac{dn_{coeur}}{d\lambda} - \lambda \frac{d^2 n_{coeur}}{d\lambda^2} \right) \Delta\lambda = -\frac{L}{c} \left(\lambda \frac{d^2 n_{coeur}}{d\lambda^2} \right) \Delta\lambda \quad (II.32)$$

Et puisque la dispersion du matériau est :

$$D_{mat} = \frac{\tau_{mat}}{L\Delta\lambda} \quad (II.33)$$

La relation finale sera donc:

$$D_{mat} = -\frac{\lambda}{c} \frac{d^2 n_{coeur}}{d\lambda^2} \quad (II.34)$$

Dispersion du guide D_g : elle est liée à la structure géométrique et aux dimensions du guide par rapport à la longueur d'onde, elle résulte de la variation de la constante de propagation β avec la fréquence normalisée V (qui dépend-elle même de la longueur d'onde λ); la dispersion du guide est toujours négative et dépend des paramètres de la fibre.

Le temps de transit t_g d'une onde pour parcourir une distance L s'écrit sous la forme :

$$t_g = \frac{L}{c} \frac{d\beta}{d\omega} \quad (II.35)$$

En supposant que l'indice de réfraction $n_{coeur}(\lambda)$ est constant (indépendant de λ) alors :

$$\frac{dn_{coeur}}{d\lambda} = 0 \quad (II.36)$$

Soit V La fréquence spatiale normalisée définie par :

$$V^2 = a^2 k_0^2 (n_{coeur}^2 - n_{gaine}^2) = a^2 (n_{coeur}^2 k_0^2 - \beta^2) + a^2 (\beta^2 - n_{gaine}^2 k_0^2) = U^2 + W^2 \quad (II.37)$$

Avec « a » le rayon du cœur, U et W les constantes de propagation transversales normalisées dans le cœur et la gaine respectivement.

$$U = a \sqrt{(n_{coeur}^2 k_0^2 - \beta^2)} \quad (II.38)$$

$$W = a \sqrt{(\beta^2 - n_{gaine}^2 k_0^2)} \quad (II.39)$$

Soit « b » la constante de propagation normalisée :

$$b = 1 - \frac{U^2}{W^2} \approx \frac{\frac{\beta}{k_0} - n_{gaine}}{n_{coeur} - n_{gaine}} \quad (II.40)$$

Une approximation de β sera donc donnée par :

$$\beta \approx k_0 [n_{gaine} + b(n_{coeur} - n_{gaine})] \quad (II.41)$$

En utilisant la nouvelle β le temps de transit sera :

$$t_g = \frac{L}{c} \frac{d\beta}{dk_0} = \frac{L}{c} \frac{d[k_0(n_{gaine} + b \cdot n_{coeur} \Delta)]}{dk_0} \quad (II.42)$$

Rappelant que $\Delta = \frac{n_{coeur}^2 - n_{gaine}^2}{2n_{coeur}^2}$ est la différence relative d'indice.

De l'équation de la fréquence normalisée on a :

$$V = k_0 \cdot a \cdot n_{coeur} \cdot \sqrt{2\Delta} \Rightarrow dV = a \cdot n_{coeur} \cdot \sqrt{2\Delta} dk_0 \quad (II.43)$$

Et donc :

$$dk_0 = \frac{dV}{a \cdot n_{coeur} \cdot \sqrt{2\Delta}} = \frac{dV}{A} \quad (II.44)$$

En remplaçant dans l'équation de temps de transit précédente on aura :

$$t_g = \frac{L}{c} \left[n_{gaine} + n_{coeur} \cdot \Delta \frac{d(V \cdot b)}{d(V)} \right] \quad (II.45)$$

L'étalement de l'impulsion est défini par :

$$\tau_g = \frac{dt_g}{d\lambda} \Delta\lambda = \frac{dt_g}{dV} \frac{dV}{d\lambda} \Delta\lambda = -\frac{V}{\lambda} \frac{dt_g}{dV} \Delta\lambda = -\Delta\lambda \cdot \frac{V \cdot L}{\lambda \cdot c} \cdot n_{coeur} \cdot \Delta \cdot \frac{d^2(V \cdot b)}{dV^2} \quad (II.46)$$

D'où la dispersion du guide donnée par :

$$D_g = \frac{\tau_g}{L\Delta\lambda} = -\frac{n_{coeur} \cdot \Delta}{\lambda \cdot c} \cdot V \cdot \frac{d^2(V \cdot b)}{dV^2} \quad (II.47)$$

Par conséquent, en sommant les équations qui définissent la dispersion du matériau et du guide dans l'équation, on exprime la dispersion chromatique sous la forme suivante :

$$D_c = -\frac{\lambda}{c} \frac{d^2 n_{coeur}}{d\lambda^2} - \frac{n_{coeur} \cdot \Delta}{\lambda \cdot c} \cdot V \cdot \frac{d^2(V \cdot b)}{dV^2} \quad (II.48)$$

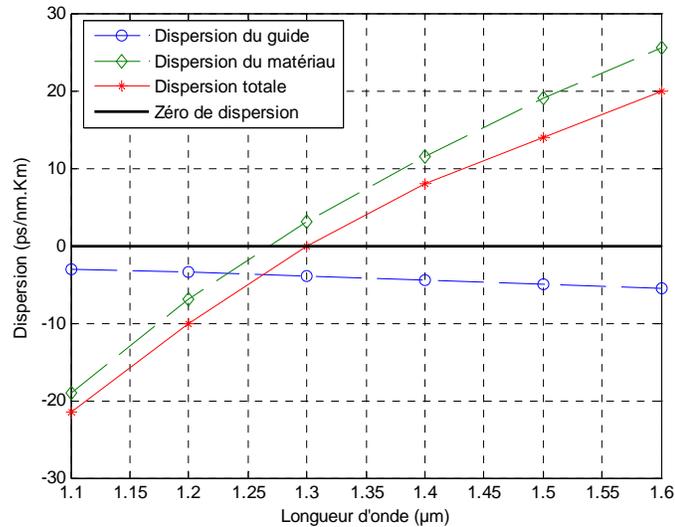


Figure II.10 : Evolution de la dispersion chromatique d'une fibre unimodale standard.

Dans une fibre monomode standard, la dispersion du guide est toujours négative. Comme la dispersion du matériau est elle-même négative pour $\lambda < 1,27\mu\text{m}$ et positive pour $\lambda > 1,27\mu\text{m}$, la dispersion chromatique ne peut être annulée en dessous de $1,27\mu\text{m}$.

D'après la figure, on remarque qu'il existe deux zones de dispersion chromatique : une zone où $D_\lambda < 0$ dite régime de dispersion « normale » dans laquelle les composantes spectrales correspondant aux basses fréquences ont des vitesses de phase plus grandes et se déplacent donc vers l'avant de l'impulsion. Et une zone où $D_\lambda > 0$ dite régime de dispersion « anormale » dont les hautes fréquences sont les plus rapides. Dans les deux cas de figure, la dispersion chromatique induit dans le spectre du signal un déphasage quadratique qui conduit dans le domaine temporel à l'élargissement des impulsions car la dispersion propulse certaines composantes spectrales à l'avant de l'impulsion et d'autres à l'arrière. Donc il est intéressant de connaître le régime de dispersion d'une fibre pour pouvoir compenser

l'élargissement engendré avant qu'il devienne supérieur au temps bit, et donc création de recouvrement entre bits que l'on appelle « interférences entre symboles » (IES).

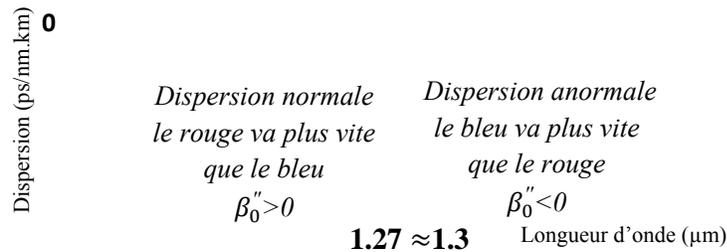


Figure II.11: Dispersion chromatique d'une fibre standard en fonction de la dispersion de vitesse de groupe.

Dans le cas d'une transmission numérique, cet élargissement ne doit pas excéder une fraction du temps bit pour garantir un faible taux d'erreur. Ceci implique une limitation de distance pour une propagation sans compensation, Cette distance est appelée limite de dispersion ou longueur de dispersion chromatique L_D . Elle représente la distance de transmission au bout de laquelle une impulsion s'élargira de l'intervalle d'un bit. La limite de dispersion estimée pour un signal de largeur spectrale $\Delta\lambda$ est donnée par:

$$L_D \approx \frac{1}{2D \cdot \Delta\lambda \cdot D_c} \tag{II.49}$$

Où D est le débit de transmission. Cela veut dire aussi que pour une longueur de transmission donnée L , la dispersion chromatique limite également le débit qu'on peut transmettre. Cette limitation est d'autant plus drastique que le débit de transmission est élevé.

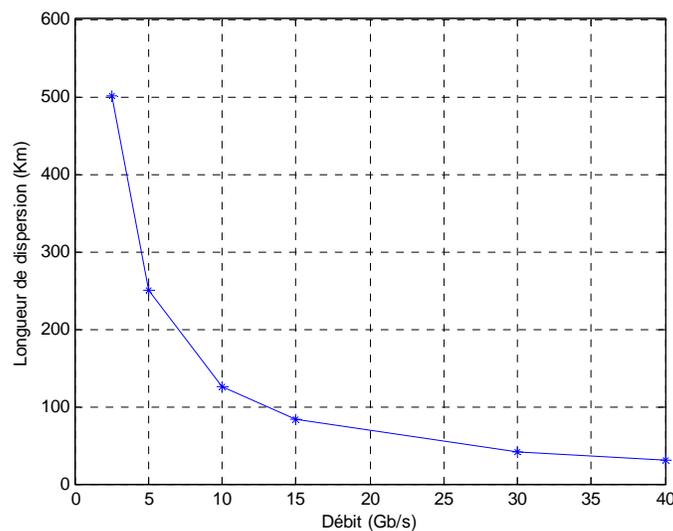


Figure II.12: Variation de la longueur de dispersion en fonction du débit.



I.3.2 La dispersion modale de polarisation : [2] [6]

En principe, la polarisation, dans une fibre parfaitement circulaire et isotrope, ne devrait pas évoluer le long de la fibre, mais 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. En conséquence 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.

Quand on envoie un signal sur une fibre " biréfringente " on excite les deux modes à la fois. Chacun d'entre eux ayant sa propre vitesse de propagation, un décalage temporel apparaît. Ce décalage aléatoire a pour effet un dédoublement du signal à la sortie de la fibre, et donc un brouillage de l'information. Cette dispersion est appelée dispersion modale de polarisation (ou PMD pour Polarization Mode Dispersion) et est de nature statistique. Elle s'exprime donc en ps/\sqrt{Km} . La PMD est une moyenne temporelle des différents temps de groupe différentiel, ou DGD (Differential Group Delay) qui ont été mesurés sur une fibre optique pendant un laps de temps donné, souvent assez long (typiquement 6 mois pour tenir compte des variations naturelles de DGD, mais qui peut être réduit en introduisant artificiellement des contraintes influant sur le DGD).

Le DGD quantifie l'écart temporel mesuré entre les composantes de polarisation du signal sur chaque axe propre de la fibre, après propagation sur une distance donnée. Il est défini par :

$$DGD = \text{Biréfringence linéique} \times \sqrt{\text{Longueur de couplage}} \times \sqrt{\text{Longueur de la fibre}} \quad (\text{II. 50})$$

Un schéma de principe du DGD est présenté sur la figure :

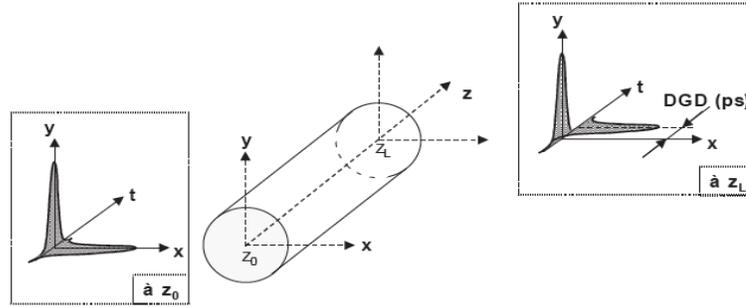


Figure II.13: Schéma de principe du DGD dû à la biréfringence.

Les DGD pénalisants sont bien sûr ceux qui ont des valeurs très élevées (au-delà de 100 ps par exemple). Elles apparaissent très rarement, mais suffisamment tout de même pour rendre le système indisponible pendant un certain temps à cause de trop fortes pénalités dues au DGD. Les opérateurs spécifient généralement un taux d'indisponibilité du système de 10^{-5} . Les fibres sont alors conçues de sorte que leur PMD soit compatible avec ce taux d'indisponibilité, notamment lorsque le débit atteint voire dépasse 40 Gb/s. Les meilleures PMD qui ont été obtenues pour les fibres standard sont inférieures à $0.1 \text{ ps}/\sqrt{\text{Km}}$.

I.3.3 La dispersion intermodale :

En plus des dispersions vues précédemment, nous pouvons citer une troisième qui n'est présente que dans les fibres multimodes c'est la dispersion intermodale. Cette dernière est la cause principale de l'élargissement des impulsions dans une telle fibre. Cet élargissement est provoqué par les différences des temps de parcours des rayons (ou des modes). La dispersion intermodale D_i est l'élargissement temporel maximum τ d'une impulsion par unité de longueur de fibre. Elle s'exprime en ps/Km

$$D_i = \frac{t_{\max} - t_{\min}}{L} = \frac{\tau}{L} \quad (\text{II. 51})$$

Avec t_{\max} et t_{\min} respectivement le temps de parcours du mode le plus lent et celui du mode le plus rapide. Dans une fibre à saut d'indice, le rayon le plus rapide est celui dont le trajet est parallèle à l'axe de la fibre. Ce rayon est associé à l'angle θ égal à 0 c'est «le mode fondamental» LP_{01} . De même, le rayon le plus lent fait un angle θ_{\max} par rapport à l'axe de la fibre avec θ_{\max} défini par :

$$\theta_{\max} = \arcsin \left(\frac{\sqrt{n_{\text{coeur}}^2 - n_{\text{gaine}}^2}}{n_{\text{coeur}}} \right) \quad (\text{II. 52})$$

$$\tau = t_{max} - t_{min} = n_{coeur} \cdot t_{min} \cdot \Delta \quad (II.53)$$

Finalement on exprime la dispersion intermodale par :

$$D_i = \frac{n_{coeur} \cdot \Delta}{c} \quad (II.54)$$

L'obtention d'une dispersion intermodale réduite se fait en minimisant Δ ou en utilisant une fibre à gradient d'indice. En effet, dans ce cas là, l'indice de réfraction n_{coeur} décroît avec le rayon de celui-ci de sorte que les rayons axiaux (à trajet court) voient un indice élevé (leur vitesse c/n est alors réduite) tandis que les rayons périphériques (à trajet long) voient un indice plus bas (vitesse accrue).

I.3.4 Différentes techniques de compensation de la dispersion chromatique : [21]

L'augmentation du débit sur les lignes de transmission utilisées aujourd'hui a fait de la dispersion chromatique un problème majeur, plus ces débits seront élevés, plus le recouvrement peut se produire rapidement, et plus des techniques de compensation élaborées devront être mises en œuvre. Il existe deux approches pour combattre ces effets. La première est d'utiliser des fibres avec des dispersions réduites (installation d'un nouveau réseau et donc de nouvelles fibres). La seconde est de créer des modules compensateurs de dispersion chromatique lors de la mise à jour des lignes de transmission.

A. Contrôle de la dispersion par l'utilisation de fibres à profil d'indice particulier :

Comme la dispersion chromatique est la somme de la dispersion du matériau et de celle du guide, ceci caractérise le fait qu'à la fois l'indice et la constante de propagation du signal dépendent de la longueur d'onde. Ainsi, en changeant l'une ou l'autre de ces deux composantes, en utilisant par exemple des dopants ou en jouant sur le profil d'indice ou une autre géométrie du guide, on peut obtenir des fibres ayant des courbes de dispersion différentes de celle de la fibre standard.

i. Fibre à dispersion décalée :

Disponibles depuis 1985, ces fibres, communément appelées DSF (Dispersion Shifted Fibre) ayant un zéro de dispersion dans la bande C, entre 1530 et 1570 nm. Elles sont normalisées sous le nom de fibre ITU-T G-653.

En utilisant une fibre « à gaine enterrée » (une fibre optique à saut d'indice présentant une valeur d'indice non constante dans la gaine optique) permet si les paramètres

optogéométriques sont convenablement déterminés, de décaler la longueur d'onde pour laquelle la dispersion chromatique est nulle. Ceci est réalisé en introduisant des valeurs plus faibles de « a » et plus forts de Δ que ceux d'une fibre standard.

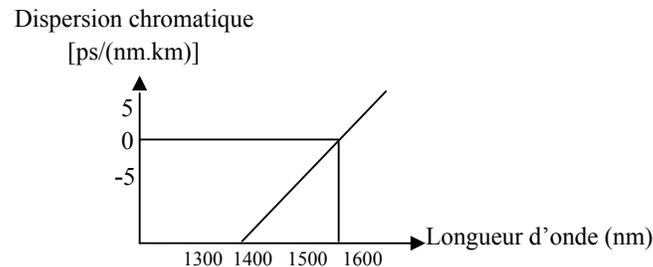


Figure II.14 : Dispersion chromatique d'une fibre optimisée à 1550nm.

Bien que les DSF soient performantes pour des systèmes de transmission monocanal, elles sont utilisables pour le WDM, la dispersion nulle autour de 1550 nm entraînant des effets non linéaires comme (FWM). Il a donc fallu développer des fibres à dispersion décalée non nulle.

ii. Fibre à dispersion décalée non nulle :

Ces fibres sont normalisées sous le nom de fibre ITU-T G-655 mais sont plus communément appelées NZ-DSF (Non Zero Dispersion Shifted Fibre). Comme leur nom l'indique, les NZ-DSF sont des fibres monomodes DSF dont la particularité est de présenter un zéro de dispersion décalé ne se trouvant pas dans la bande C de 1530 à 1565 nm il y a ceux qui ont un zéro avant la bande C (autour de 1520 nm), on les appelle NZDSF- (pour Non Zero DSF) ou après la bande C (autour de 1580 nm), ce sont les NZDSF+. Leur dispersion est comprise entre 4 et 8 ps/(nm.km) à 1550 nm. Ayant une dispersion plus faible que la SMF, la NZ-DSF permet d'augmenter la distance de transmission. Ainsi, pour un débit de 10 Gb/s, le signal peut être transmis sur une distance de 500 km (5 fois plus qu'une SMF).

La figure suivante illustre les courbes de dispersion de diverses fibres citées au-dessus :

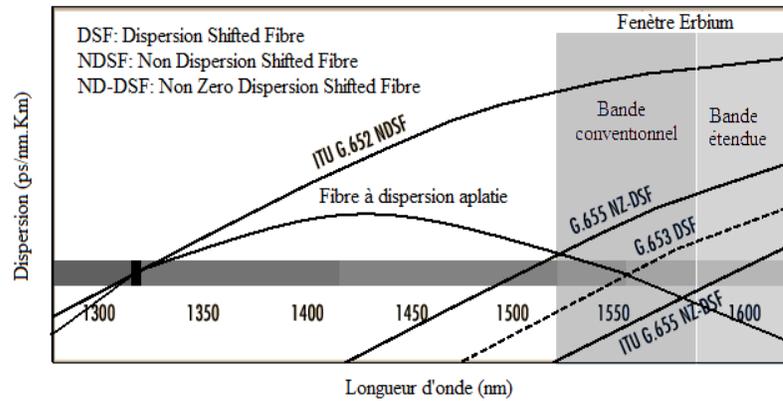


Figure II.15: Variation de la dispersion en fonction de la longueur d'onde pour différents type de fibre.

Bien que ces fibres soient intéressantes pour la construction de nouveaux réseaux, il serait trop coûteux de remplacer toutes les liaisons déjà existantes.

B. Fibre compensatrice de dispersion :

Ce sont des fibres qui sont conçues pour avoir de fortes dispersions négatives grâce à des modifications de leurs paramètres optogéométriques. On peut utiliser aussi bien le mode fondamental que des modes d'ordre supérieur.

i. Fibres compensatrices DCF (Dispersion Compensating Fiber)

Par design du profil d'indice de la fibre, il est possible d'ajuster la dispersion du guide et d'obtenir ainsi une fibre à dispersion négative (jusqu'à -200 ps/(nm.km)), qui servir en fibre compensatrice de dispersion DCF. Cette technique est considérée comme meilleure solution permettant de minimiser les pénalités introduites par la dispersion chromatique sur une large bande de longueurs d'onde. Et c'est cette solution qui sera utilisée pour notre étude.

Elle consiste alors à introduire un tronçon de longueur adapté de cette fibre dont la dispersion est de signe opposé par rapport à celle de la fibre de ligne, mais il n'est pas possible de ramener la dispersion chromatique cumulée à zéro périodiquement simultanément sur toute une bande de plusieurs nanomètres en ajoutant simplement une seule et même valeur négative. L'idée est alors de combiner les deux fibres en utilisant le bon rapport de longueur donné par:

$$\kappa = \frac{L_{Fibre\ de\ ligne}}{L_{DCF}} = \left| \frac{D_{chDCF}}{D_{chFibre\ de\ Ligne}} \right| \tag{II. 55}$$

La dispersion chromatique totale (ou cumulée) notée D_c est alors définie par :



$$D_c = D_{chFibredeLigne}L_{FibredeLigne} + D_{chDCF}L_{DCF} \approx 0 \quad (II.56)$$

Cette valeur (appelée aussi D_c résiduelle) doit être ramenée à zéro (ou autour d'une valeur faiblement positive) en fin de chaque section. D'après la relation on doit obtenir une valeur de D_c la plus négative possible pour limiter la longueur de fibre compensatrice à insérer.

La DCF est caractérisée par sa simplicité de mise en œuvre et sa bonne résistance aux éléments extérieurs, son avantage majeur est son caractère large bande, mais elle présente aussi des inconvénients comme les pertes linéiques non négligeables.

ii. Fibre utilisant un mode d'ordre supérieur :

La compensation de dispersion par mode d'ordre supérieur (HOM-DCF pour Higher-order-mode Dispersion Compensating Fiber) utilise la propriété de fortes dispersions négatives des modes d'ordre élevés se propageant dans une fibre optique. La propagation du signal est réalisée par un mode d'ordre supérieur et plus par le mode fondamental. Cette technique permet d'obtenir une grande pente de dispersion relative K (par exemple $K = -5,4$ au lieu de $-1,4$ ps/nm² pour une compensation en mode fondamental).

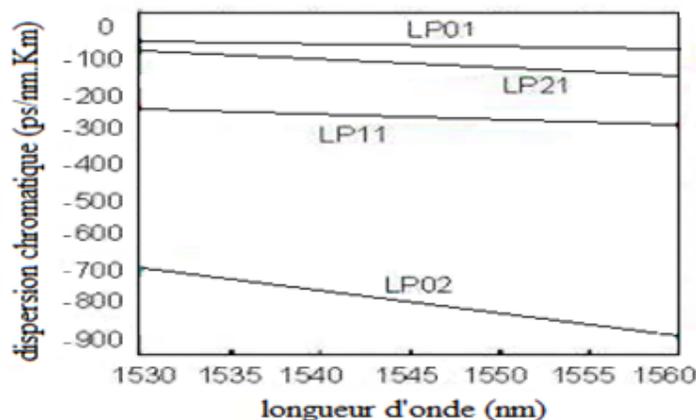


Figure II.16 : Dispersion chromatique d'un compensateur de dispersion HOM utilisant le mode LP₀₂.

De plus les HOM-DCF ont une plus grande aire effective pouvant aller jusqu'à être quatre à cinq fois plus grande que les SM-DCF (pour Single Mode DCF qui sont les fibres qui utilisent le mode fondamental), ce qui augmente la puissance seuil pour les effets non-linéaires. Cependant, ne travaillant pas au mode fondamental, cette technologie nécessite l'ajout de convertisseurs de modes en entrée et sortie, ce qui augmente le coût du module de compensation aussi bien que ses pertes.

C. Compensation de dispersion chromatique à base de réseaux de Bragg :

Dans un réseau de Bragg chirpé, une variation linéaire de la longueur d'onde de Bragg le long du réseau (par variation linéaire du pas du réseau et/ou de l'indice effectif du mode fondamental) permet d'obtenir en réflexion un retard quasi-linéaire en fonction de la longueur d'onde. En introduisant un retard maximal fixé par la longueur du réseau entre la plus longue et la plus courte longueur d'onde réfléchie, ce réseau permet de disperser la lumière en produisant une dispersion quasi-constante dans une bande réflective dont la largeur est inversement proportionnelle à la valeur de dispersion.

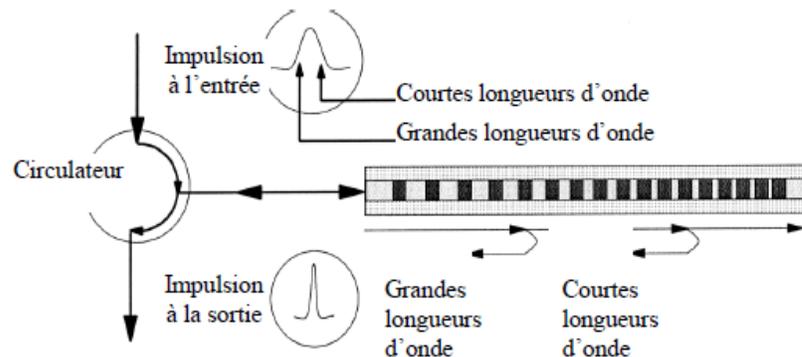


Figure II.17: Principe de la compensation de dispersion par réseau de Bragg.

L'extraction du signal compensé nécessite l'utilisation d'un circulateur qui détermine essentiellement les pertes du module complet (typiquement 2 dB).

Après inscription du réseau dans une fibre photosensible, une étape de passivation thermique permet de garantir la stabilité de la réponse spectrale pendant toute la vie du composant (25 ans à une température maximale de 70°C).

Par rapport aux autres techniques présentées précédemment, la technologie Bragg a l'avantage de présenter à la fois de faibles pertes d'insertion, une quasi-insensibilité à la polarisation, un encombrement réduit et un coût relativement faible.

II. Effets non linéaires : [10] [3] [6]

L'étude de l'évolution des signaux dans une fibre optique pour un régime linéaire, ne prend en considération que la dispersion et l'atténuation, paramètres considérés comme indépendants de la puissance optique. Mais aujourd'hui, la forte demande des systèmes de transmission à haut débit et grande distance exige la conception de nouvelles sources optiques présentant de fortes puissances comme les lasers et les amplificateurs à fibres, donc l'apparition des effets non linéaires devient incontournable non seulement dans la fibre, mais



aussi à l'intérieur des composants optiques, ces effets se développent dans la fibre aussi en augmentant la longueur d'interaction. C'est donc le produit [densité de puissance x longueur d'interaction] qui doit être pris en compte lors de l'estimation des effets non linéaires dans un système. Dans cette partie on va traiter les effets non linéaires qu'on peut classer en deux catégories: celles induites par l'indice de réfraction non linéaire (effet Kerr) et celles dues à la diffusion stimulée (Brillouin et Raman).

II.1 L'effet Kerr optique :

L'effet non linéaire prépondérant dans la silice qui vient affecter la propagation est l'effet Kerr, il intervient très souvent lorsque des impulsions très brèves et très intenses traversent le cœur monomode d'une fibre optique, le vecteur de polarisation ne reste plus proportionnel au champ électrique et l'indice de réfraction devient alors dépendant de l'intensité de l'onde optique. Dans une fibre optique, ce changement d'indice est considéré comme instantané (temps de réponse de l'ordre de 10^{-15} s). Ce qui provoque une déformation de la répartition des charges électronique des molécules de silice. Cet indice de réfraction affecté par l'effet Kerr est donné par la relation suivante :

$$n_{nl}(\lambda, I(t)) = n(\lambda) + n_2 I(t) \quad (II.57)$$

Avec $n(\lambda)$ l'indice de réfraction linéaire du matériau (en absence de signal optique), $I(t)$ l'intensité instantanée du champ optique appliqué en W.m^{-2} , et n_2 le coefficient non-linéaire de réfraction ou coefficient Kerr en m^2/W . Sa valeur typique dans la silice est d'environ $2,6 \cdot 10^{-20} \text{ m}^2/\text{W}$ à 1550 nm pour une SMF (et elle varie peu en fonction du type de fibre). Bien que cette valeur soit relativement faible en comparaison avec d'autres matériaux fortement non-linéaires, les fortes intensités crêtes ainsi que la faible section du cœur dans les fibres monomode rendent l'effet Kerr significatif dans le cas d'une propagation d'impulsion ultracourte, de l'ordre de la picoseconde. Ces effets sont exaltés par le fort confinement du mode optique ainsi que par les longueurs d'interactions qui peuvent atteindre plusieurs centaines de kilomètres.

II.2 L'automodulation de phase (SPM) :

Une première conséquence de l'effet Kerr optique se traduit par un phénomène d'automodulation de phase (ou SPM pour Self-Phase Modulation). Une impulsion lumineuse induit une modification d'indice dans le milieu de propagation, et donc une modulation de phase parasite. Le déphasage ainsi généré sera nommé phase non-linéaire φ_{nl} .

$$\varphi_{nl}(L) = \frac{2\pi}{\lambda} \int_0^L \frac{n_2}{A_{eff}} P_0 e^{-\alpha z} dz \quad (II.58)$$

Avec n_2 le coefficient Kerr, A_{eff} l'aire effective de la fibre, P_0 la puissance initiale, α le coefficient d'atténuation, λ la longueur d'onde du signal utile et L la longueur de la fibre.

Ses variations, au niveau des fronts de l'impulsion, induisent une variation de la fréquence du signal, Tel que le décalage est négatif sur les fronts montants et positif sur les fronts descendants et augmente en valeur absolue avec la distance. De plus, elle provoque la génération de nouvelles fréquences dans le spectre du signal. Ainsi, les fréquences présentes au sein même des impulsions ne sont donc plus en phase. On dit alors que les impulsions présentent du « chirp ».

De plus l'auto-modulation de phase a une relation directe avec la dispersion chromatique de la fibre. En effet, nous rappelons qu'une dispersion normale (<0) a pour effet de répartir les fréquences d'une impulsion de la même manière que l'auto-modulation de phase (basses fréquences a l'avant et hautes fréquences a l'arrière de l'impulsion), ainsi les deux effets combinés provoquent un important élargissement temporel des impulsions du signal. Par contre, dans le cas de la dispersion anormale (>0), les basses fréquences se propagent moins vite dans la fibre que les hautes fréquences, les deux effets vont donc se compenser périodiquement et un régime solitonique est alors crée.

II.3 Modulation de phase croisée (XPM) :

L'autre conséquence de l'effet Kerr est visible. Si plusieurs ondes se propagent dans la fibre, alors la non-linéarité induit une modulation de phase croisée (ou XPM pour Cross-Phase Modulation). Ce type de modulation résulte en premier lieu de l'interaction non-linéaire entre les différents canaux d'un signal WDM, qui ne se manifestent donc qu'en transmission WDM. Et en deuxième lieu d'un déphasage induit par l'effet Kerr. Cependant, contrairement à la SPM, la XPM est la conséquence sur un canal optique WDM d'un déphasage induit par la présence d'un signal optique issu d'un canal voisin. L'effet global est de décaler dans le temps les impulsions véhiculées par les canaux.

II.4 Mélange à quatre ondes :

Le mélange à quatre ondes, ou FWM pour (Four Wave Mixing), est un autre phénomène non-linéaire de la fibre optique dû à l'effet Kerr. Elle consiste non plus en un déphasage du signal, mais en une interaction non-linéaire à travers la susceptibilité de

troisième ordre $\chi^{(3)}$, entre trois ondes de pulsations ω_i , ω_j et ω_k qui consiste à créer une nouvelle onde à la pulsation $\omega_{ijk} = \omega_i + \omega_j - \omega_k$, cette onde est appelée produit d'intermodulation, il apparait donc dans les systèmes de télécommunications WDM où deux canaux adjacents vont interagir.

Le phénomène physique s'explique comme suit : le mélange de deux photons à la fréquence ω_1 et ω_2 avec un photon à la fréquence ω_3 donne naissance à un quatrième photon à la fréquence ω_4 .

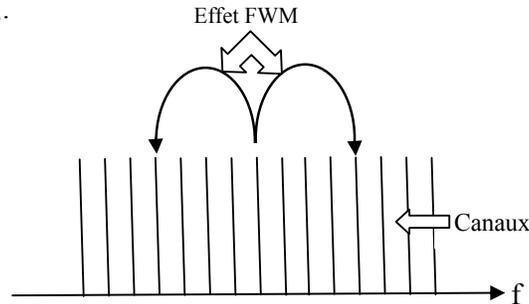


Figure II.18: Mélange à quatre ondes dans le contexte WDM.

Le mélange à quatre ondes est dit dégénéré si ω_i et ω_k sont identiques, et donc deux nouvelles fréquences seront créées à $\omega_i - \Omega$ et $\omega_k + \Omega$, avec $\Omega = \omega_k - \omega_i$. Si ω_k est identique à une autre pulsation du mélange, alors nous avons affaire à la XPM, voire à la SPM si les trois pulsations sont identiques.

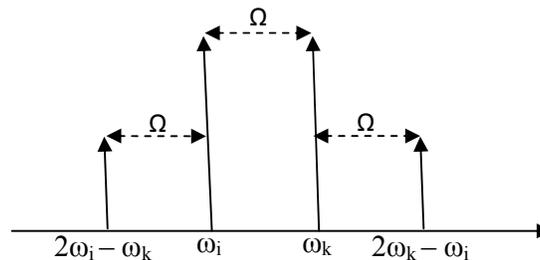


Figure II.19: Schéma du processus du mélange à quatre ondes dans le cas dégénéré.

II.5 Les diffusions stimulées :

Contrairement à l'effet Kerr optique, les diffusions stimulées impliquent un transfert partiel d'énergie du champ optique vers le milieu de propagation. Dans les fibres optiques, on peut engendrer essentiellement deux types de diffusions stimulées, la diffusion Brillouin (ou SBS pour Stimulated Brillouin Scattering) et la diffusion Raman (ou SRS pour Stimulated Raman Scattering).

La conséquence générale est que lorsque la puissance excède un certain seuil caractéristique du phénomène (une dizaine de milliwatts pour l'effet Brillouin et de 300 à 600 mW pour l'effet Raman dans la silice), le signal utile, agissant comme une pompe, transfère une quantité non négligeable d'énergie au milieu.

A. La diffusion Raman stimulée :

L'un des effets non linéaires les plus connus est celui du Raman. Il s'agit d'une interaction photon-phonon, qui se traduit par un échange d'énergie entre l'onde optique et les vibrations du matériau dans lequel elle se propage. Cette diffusion est dite stimulée à l'existence d'une forte puissance de pompe. Pour créer cette diffusion Raman stimulée ou (SRS pour Stimulated Raman Scattering) malgré la faible valeur du "gain Raman" G_R dans la silice, on doit satisfaire:

- ♪ une forte densité de puissance $I_0 = P_p/A_{\text{eff}}$ de l'onde pompe (donc avec une très faible section de guidage A_{eff}).
- ♪ une grande longueur d'interaction L_{eff} (par l'utilisation d'un grand tronçon de fibre).
- ♪ une faible atténuation α .

Ces conditions seront remplies si en sortie, la puissance de l'onde pompe est égale à la puissance du signal, une estimation de la puissance seuil de pompe est donnée par:

$$P_{\text{seuil}} = \frac{16\alpha}{|G_R|} A_{\text{eff}} \quad (\text{II.59})$$

La diffusion Raman spontanée a un seuil d'apparition relativement élevé ($\approx 500\text{mW}$ pour un canal unique) et on peut la considérer négligeable, c'est surtout la diffusion stimulée qu'il faut contrôler pour les applications WDM à cause d'éventuels problèmes de diaphonie. La solution sera de réduire fortement la puissance de chaque canal.

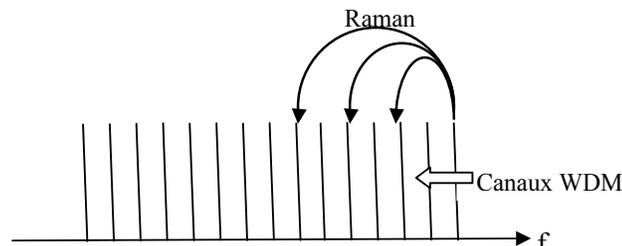


Figure II.20: Diffusion Raman dans le contexte WDM.

B. La diffusion Brillouin stimulée :

La diffusion Brillouin stimulée ou SBS (pour Stimulated Brillouin Scattering) dans les fibres optiques a été observée pour la première fois en 1972. Elle correspond à l'interaction entre les modes électromagnétiques et sonores de la fibre, c'est-à-dire, entre les photons et les phonons acoustiques c-à-d une interaction entre une onde lumineuse et une onde acoustique générée par électrostriction (créer une onde acoustique par effet thermique, mécanique ou optique). Elle n'agit efficacement que sur des faisceaux ayant des spectres assez fins, de quelques dizaines de mégahertz, donc d'une durée suffisante, au moins de quelques dizaines de nanosecondes.

Cette diffusion provoque un gain beaucoup plus élevé que celui de Raman (facteur 500). Le seuil de puissance pompe où apparaît le phénomène a été estimé par:

$$P_{\text{seuil}} = \frac{21\alpha}{|G_B|} A_{\text{eff}} \quad (\text{II. 60})$$

Son gain élevé et les longues distances d'interaction font que le SBS est l'un des effets non linéaires prédominants dans les systèmes optiques. Dans les systèmes multigigabit, il dégrade considérablement le taux d'erreur binaire.

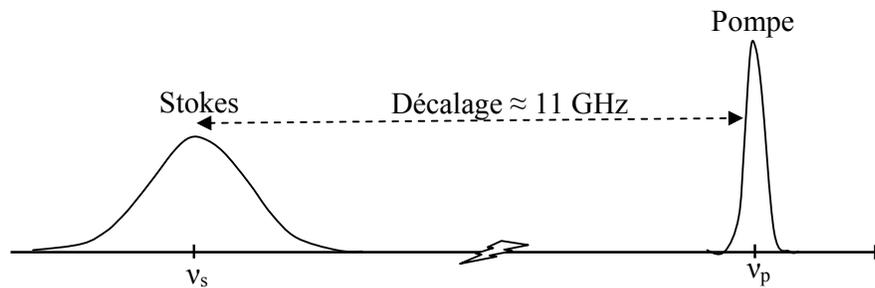
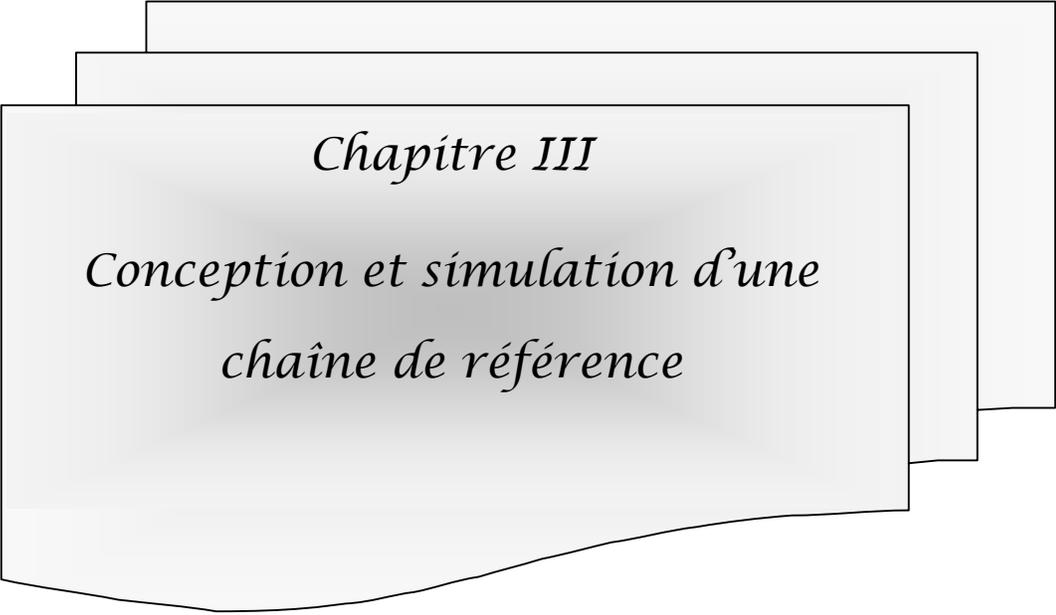


Figure II.21: Diffusion Brillouin dans une fibre optique en silice à 1,55 µm.

La SBS est similaire à la SRS, la différence entre les deux est principalement dans la fréquence de décalage, la puissance de seuil, la valeur du gain et la largeur de raie.

Conclusion :

Malgré quelle est considérée comme le meilleur support de transmission, la fibre optique présente des limitations majeures pouvant provoquer une grande déformation du signal émis en dégradant sa qualité au bout d'une longueur de transmission donnée, et donc récupération impossible de l'information émise. Pour corriger ces défauts plusieurs techniques ont été énumérées dont chacune d'eux à ses propres caractéristiques et son propre principe.



Chapitre III

*Conception et simulation d'une
chaîne de référence*

Introduction :

La raison principale pour laquelle de nombreux travaux de recherche portent sur l'amélioration des performances que peuvent atteindre les systèmes de transmission optique, notamment de leur produit capacité \times distance, est la demande croissante et continue en capacité de transmission. Il est important donc de concevoir des systèmes capables de répondre à cette demande. Pour cela, deux solutions sont possibles :

- ♪ Déployer directement des systèmes d'une nouvelle génération dont la capacité maximale est significativement supérieure à la demande du moment. Ainsi ils pourront servir pendant toute leur durée de vie et absorber l'augmentation de la demande en capacité sans entrer en saturation. Mais cela implique aussi qu'ils seront utilisés largement en sous-capacité pendant une certaine période, ce qui peut être contraignant en termes de retour sur investissement
- ♪ Utiliser tels quels les systèmes déployés opérationnels aujourd'hui, et à modifier uniquement leurs émetteurs et leurs récepteurs pour leur permettre d'améliorer leurs performances dans la mesure des possibilités offertes. Et donc le coût de la mise à niveau du système s'en trouve drastiquement amoindri, même si le gain en performance peut être limité.

Notre objectif dans ce chapitre consiste à cerner et étudier les limitations inhérentes en termes de distance de transmission –dues aux effets linéaires – d'une liaison de transmission numérique par fibre optique à un débit égal à 40 Gb/s à l'aide du logiciel de simulation COMSIS (Communication System Interactive Software). Sachant que les phénomènes de dispersion des fibres optiques ne sont pas faciles à mettre en évidence expérimentalement et qu'en revanche, l'origine et les conséquences de ces phénomènes peuvent être décrites par des outils de simulations sur ordinateur.

Le plan du travail :

Afin d'aboutir à la réalisation et l'optimisation d'une chaîne de transmission numérique sur fibre optique haut débit, nous pouvons procéder à une méthodologie de caractérisation et de mesure itérative sur une liaison de référence. Pour cela nous utilisons un simulateur système dans le but de faciliter la tâche.

Notre simulateur sera le logiciel COMSIS qui nous aide non seulement à visualiser mais aussi à mesurer la qualité de transmission tout en optimisant les performances de la liaison. Par contre il propose des modèles quasi idéaux pour les composants électroniques,

optiques et optoélectroniques ce qui donne finalement des résultats de simulation plus au moins éloignés de la réalité.

Cette procédure sera décomposée en plusieurs étapes :

- 1) Simulation d'une simple chaîne de référence en passant par la simulation de différents débits et longueurs de fibre.
- 2) Etude des caractéristiques des composants utilisés à fin d'approcher le plus possible de la conception de notre chaîne 40 Gb/s.
- 3) Simulation itérative qui permet d'optimiser l'utilisation des composants de la chaîne.
- 4) conception de la liaison finale en prenant en compte les améliorations et performances acquises de notre étude.

I. Présentation du logiciel : [30] [20]

Le développement, toujours, croissant des systèmes de télécommunications en introduisant de plus en plus des composants plus au moins complexes qui demande une grande précision pour leur intégration dans les systèmes déjà existants en réalité, est accompagné d'une importante évolution des outils informatiques qui réduisent les frais, le temps et les difficultés expérimentales en permettant la conception, la simulation et la visualisation des performances atteintes en pratique par l'utilisation des logiciels très performants tel que le simulateur COMSIS (COMmunication System Interactive Software) retenue pour notre étude.

I.1 Le logiciel COMSIS :

Les simulateurs systèmes ne présentent plus une aide à la conception et la prise de décision, en évitant ainsi un énorme travail et un grand nombre d'essais itératifs et compliqués, mais ils constituent une importante alternative de recherche et d'investigation.

COMSIS est un logiciel de simulation de n'importe quelle chaîne de télécommunications avec ses différents modules des plus élémentaires au plus complet en se basant sur des schémas blocs des systèmes analogiques ou numériques. Ce simulateur est développé par une société française, IPSIS (Ingénierie Pour Signaux et Systèmes), basé sur la technopole de Renne. COMSIS offre la possibilité de constituer des bibliothèques à partir de programmes externes ou par association de modèles standard. Il représente une solution complète au problème de la modélisation et de la simulation. Ce simulateur fonctionne en interactif pour la mise au point de nouvelles applications ou en batch lorsqu'il s'agit de réaliser des études paramétriques : bruits, non linéarité, stabilité... c'est un environnement

interactif qui rassemble des outils numériques efficaces à des fonctionnalités graphiques puissantes et une interface utilisateur conviviale. Son principe repose sur les schémas-blocs.

I.1.1 Interface COMSIS :

L'interface COMSIS comporte une fenêtre principale et une fenêtre alphanumérique.

A. La fenêtre principale :

Rassemble les deux types de fonctions de COMSIS, les fonctions d'édition de schémas-blocs et les fonctions de traitement.

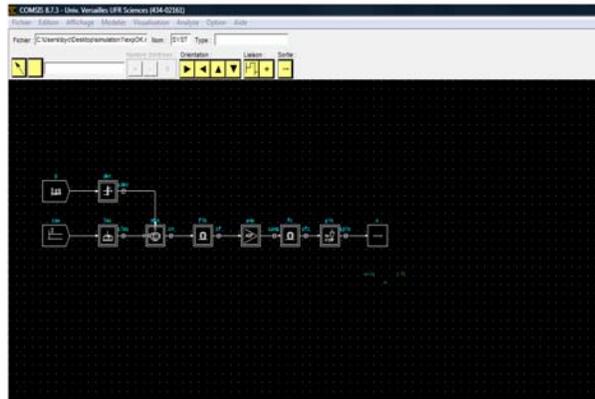


Figure III.1 : Editeur de schéma-bloc.

La conception d'un schéma-bloc est assez simple il suffit de sélectionner les composants disponibles dans la bibliothèque à l'aide de la souris et les déposer sur la feuille du dessin (qui correspond à la partie visible de la feuille de dessin elle délimite la surface de tracé du système en cours de description. L'agrandissement, la réduction ainsi que la position de la zone de dessin sur la feuille de dessin sont respectivement contrôlés par les commandes de zoom et les barres de défilement), Ces modèles doivent être nommés et interconnectés entre eux. Une fois terminé on passe au paramétrage de ces derniers qui peut être numérique ou formel. La chaîne est maintenant complète et peut être analysée.

B. La fenêtre alphanumérique :

Elle est utilisée au lancement d'une analyse pour insérer des paramètres de simulation ou pour afficher l'ensemble des messages ou informations édités, spontanément ou sur requêtes, par le logiciel au cours de son exécution.

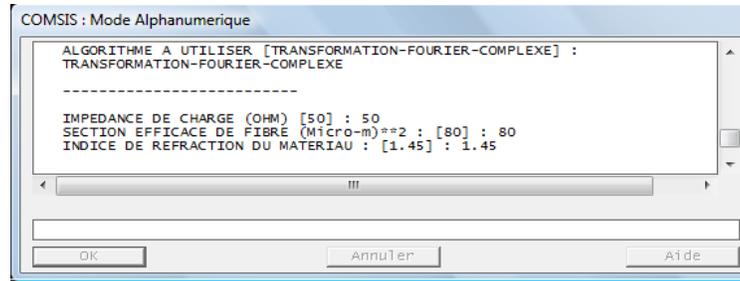


Figure III.2 : Interface alphanumérique.

I.1.2 La bibliothèque :

Elle contient tout types de modèles qui permettent de réaliser les différents schémas-blocs: entrées, régénérateurs, codeurs, modulateur, filtres,...

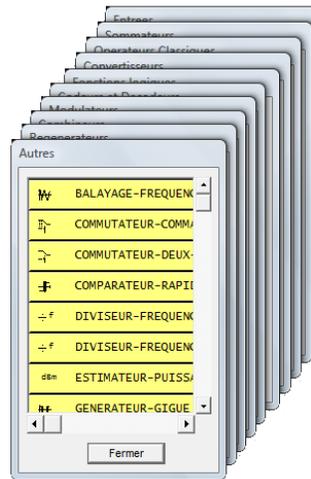


Figure III.3 : La bibliothèque de modèle COMSIS.

I.1.3 Les différents types d'analyse :

Une fois la conception du schéma-bloc est terminée, COMSIS peut effectuer plusieurs types d'analyse (statique, stabilité, transfert de boucle,...) d'un composants, d'un opérateur fonctionnel, de la liaison entière ou partielle permettant de visualiser leurs performances ou leurs caractéristiques.

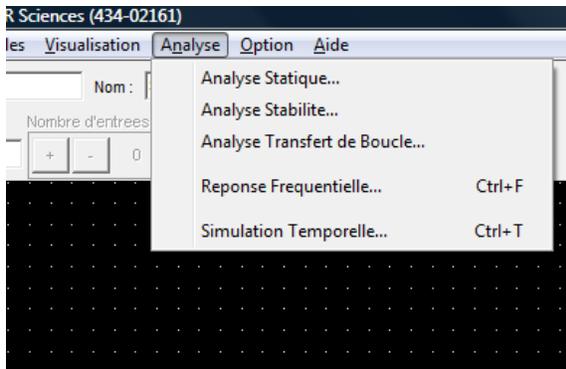


Figure III.4 : Le menu d'analyse de COMSIS.

A. L'analyse statique :

La commande analyse statique de menu analyse est utilisée pour visualiser les courbes caractéristiques d'un certain modèle. En activant cette commande la cohérence de schéma sera vérifiée, les calculs effectués et les courbes seront affichées dans la fenêtre graphique.

B. L'analyse de stabilité :

L'activation de cette commande permet de calculer la réponse en fréquence et les marges de stabilité (phase, retard, module, module complémentaire) d'un sous-système linéaire. La visualisation graphique peut être présentée sous trois formes : diagramme de Bode, de Black et de Nyquist.

C. L'analyse de transfert de boucle :

La commande Analyse Transfert de Boucle 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.

D. La réponse fréquentielle :

Cette commande permet de calculer la réponse fréquentielle d'un opérateur de filtrage non rationnel ou d'un sous-système rationnel. 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.

E. 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 elle 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.

I.1.4 La visualisation et le traitement des résultats :

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.

Durant la simulation, un écran de contrôle permet de suivre l'état d'avancement des calculs. A la fin de la simulation, la fenêtre d'Evaluation des Performances propose plusieurs possibilités.

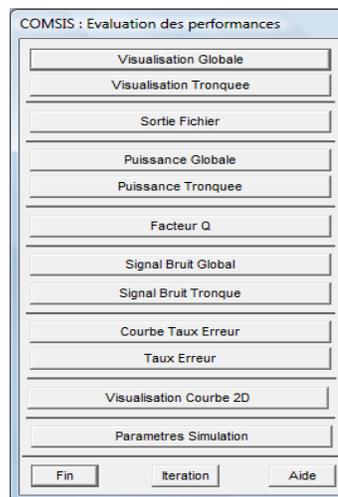


Figure III- 5 : Fenêtre d'évaluation des performances.

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.

A. 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 prétraitement. Lorsque cette commande est activée, la fenêtre Variables et Prétraitements apparaît et donne accès aux choix de ces traitements à effectuer et des variables simulées sur lesquels les effectuer.

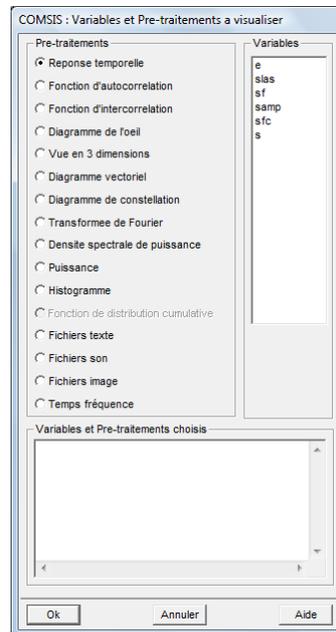


Figure III.6 : Fenêtre variables et prétraitement à visualiser.

Par la suite nous allons essayer de détailler quelques unes de ces variables.

i. La réponse temporelle :

Cette commande permet d'observer directement les variables simulées, sans prétraitement. L'abscisse des courbes est constituée d'une base de temps.

ii. 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...

iii. 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.

iv. 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 pour donner le facteur Q.

v. 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 (La méthode de Monte-Carlo, L'estimation basée sur la théorie de la valeur extrême, L'extrapolation de la queue de la distribution).

II. Critères de qualité d'une transmission : [12] [3]

Au vu de toutes les dégradations que peut subir le signal lors de son transport via la fibre optique, il s'est avéré nécessaire d'établir des critères pour juger de la qualité d'une transmission. En pratique, ces critères sont évalués après détection du signal et sont surtout utilisés en laboratoire pour tester les performances de nouvelles transmissions : impact de nouveaux formats, insertion de fonctions de traitement du signal, ...

II.1 Diagramme de l'œil :

La façon la plus « visuelle » de juger la qualité d'un signal est d'observer le diagramme de l'œil qui représente la superposition synchrone de tous les symboles binaires de la séquence transmise. Ce diagramme dépend du type de codage utilisé comme le montre la figure :

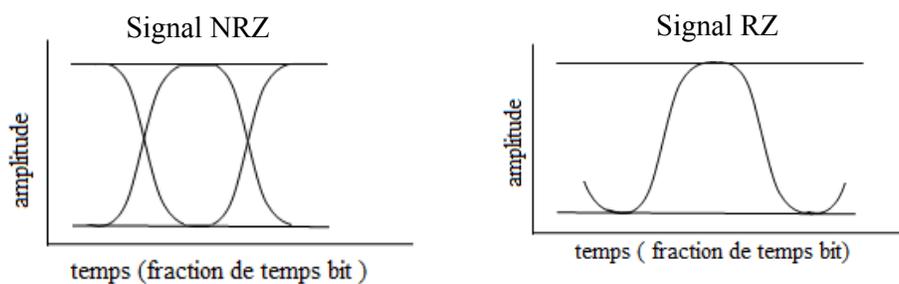


Figure III.7: Diagrammes de l'œil d'un signal codé NRZ, et un autre codé RZ.

Cette courbe permet de visualiser, dans le domaine électrique après détection à l'aide d'une photodiode, la qualité du signal en termes :

- ♪ Interférences entre symboles qui sont la conséquence principale de l'élargissement temporel des impulsions du signal due à la dispersion chromatique ou à la SPM.

- ♪ Bruit d'amplitude qui résulte de l'accumulation du bruit d'émission spontanée amplifiée sur le signal tout au long de son parcours dans la liaison.
- ♪ Gigue temporelle provoqué par la dispersion de mode de polarisation mais également du couplage entre les impulsions et le bruit d'émission spontanée amplifiée.

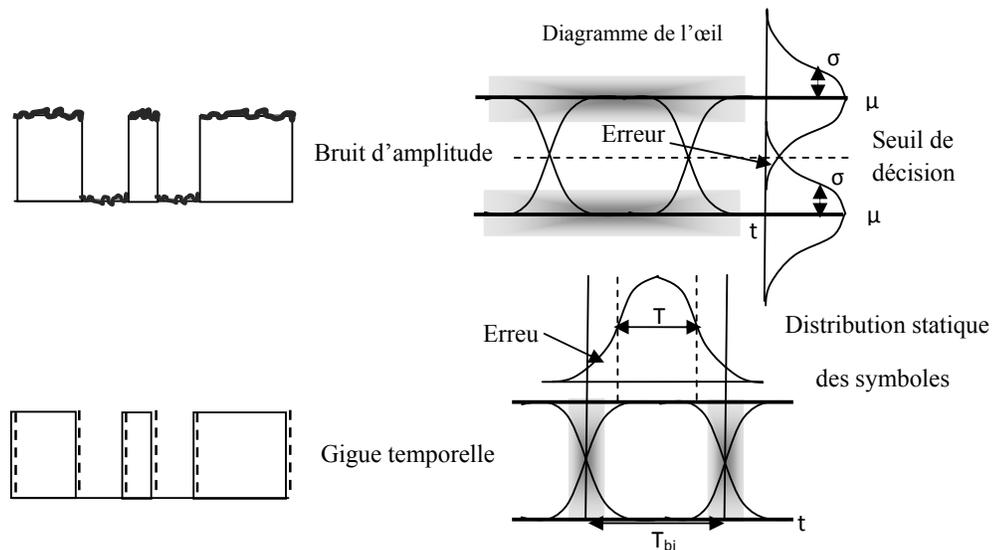


Figure III.8: Présentation des effets du bruit d'amplitude et de la gigue temporelle sur une séquence et le diagramme de l'œil correspondant.

Les expériences ont montré que plus le bruit d'amplitude ou la gigue temporelle sont élevés, plus les « bords » du diagramme de l'œil « s'épaississent » et plus la qualité du signal transmis est mauvaise.

D'un point de vue plus quantitatif, on peut définir trois paramètres mesurables à partir du diagramme de l'œil.

II.1.1 Le taux d'extinction :

Il est défini par :

$$TE = \frac{\mu_1}{\mu_0} \quad (III.1)$$

Où μ_0 et μ_1 désignent les valeurs moyennes des niveaux « 1 » et « 0 » du signal.

Ce facteur permet d'évaluer l'ouverture en amplitude du diagramme.

II.1.2 Le facteur de qualité en amplitude ou facteur Q :

Le facteur Q, ou facteur de qualité, est un critère de qualité d'un signal optique. Il est obtenu à partir des statistiques de bruit (moyennes et écarts-types) des niveaux « 1 » et « 0 » du signal à détecter. Le facteur Q est défini par :

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

σ_0 et σ_1 désignent les écarts-types respectifs de μ_0 et μ_1 .

Le facteur Q est usuellement exprimé en dB en utilisant la formule suivante :

$$Q_{dB} = 20 \cdot \log_{10}(Q) \quad (III.3)$$

Notons que ce facteur Q en dB est en fait la version décibel du carré du facteur Q tel que défini par l'Équation précédente. Par abus de langage, le facteur Q en dB correspondra en fait au facteur Q^2 en dB.

Plus le signal est de mauvaise qualité, plus le diagramme de l'œil est fermé, plus les facteurs de qualité et le taux d'extinction sont faibles et ainsi plus la détection du signal sans erreur est difficile. Le diagramme de l'œil est donc un excellent moyen visuel de juger de la qualité du signal dans la limite de la réponse de la photodiode et de l'oscilloscope utilisé.

II.1.3 Le taux d'erreurs binaire (BER) : [6]

Si le Diagramme de l'œil est la façon la plus visuelle de qualité d'un signal numérique, alors le critère qui quantifie le mieux cette qualité de transmission est le Taux d'erreurs binaire (TEB, ou BER pour Bit Error Rate) qui représente la probabilité d'une prise de décision erronée sur un élément binaire. Il se définit comme suit :

$$TEB = BER = \frac{\text{nombre d'erreurs détectées}}{\text{nombre de bits transmis}} \quad (III.4)$$

La détection des symboles est réalisée dans le bloc de réception par une bascule qui, sur un temps d'échantillonnage donné, mesure le photo-courant I de chaque symbole reçu et le compare à une valeur seuil. Si le photo-courant mesure est supérieur, respectivement inférieur, à cette valeur, le symbole est détecté comme étant un '1', respectivement un '0'. Si les fluctuations du bruit sont importantes, les photo-courants du '1' et '0' peuvent être modifiés et donc des erreurs de décision sont commises. Ainsi, le TEB dépend des probabilités d'émission des '1' et '0', notées respectivement P(1) et P(0), et des probabilités de détecter un '1' alors qu'un '0' a été émis et inversement,

probabilités notées respectivement $P(1|0)$ et $P(0|1)$. En faisant l'hypothèse que les erreurs successives sont indépendantes les unes des autres, la moyenne du taux d'erreurs binaire est alors égale à la probabilité d'erreur P_e , définie par :

$$P_e = P(1),P(0|1) + P(0),P(1|0) \quad (III.5)$$

Dans le cas d'une séquence PRBS (Pseudo Random Bit Sequence), les probabilités d'émission d'un symbole '1' et '0' sont équiprobables, égales à 1/2. Ainsi, on peut écrire :

$$TEB(V_s) = P_e = \frac{1}{4} \left[\operatorname{erfc} \left(\frac{V_1 - V_s}{\sigma_1 \sqrt{2}} \right) + \operatorname{erfc} \left(\frac{V_s - V_0}{\sigma_0 \sqrt{2}} \right) \right] \quad (III.6)$$

Où V_0 , V_1 et V_s sont respectivement les tensions moyennes des symboles '1' et '0' et la tension de seuil, erfc désigne la fonction d'erreur complémentaire, soit :

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{+\infty} e^{-y^2} dy \quad (III.7)$$

En effet, le TEB dépend de la valeur du seuil de décision. Ainsi, pour réaliser une détection correcte, la valeur du seuil doit être optimisée pour que les erreurs mesurées soient dues à la transmission et non pas à un mauvais choix au niveau de la détection. Or, le taux d'erreurs binaire est minimal lorsque la tension de seuil est égale à :

$$V_s = \frac{V_1 \sigma_1 + V_0 \sigma_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad (III.8)$$

Ceci entraîne une valeur optimale (minimale) du taux d'erreurs binaire :

$$TEB_{\min} = \frac{1}{2} \left[\operatorname{erfc} \left(\frac{V_1 - V_0}{\sqrt{2}(\sigma_1 + \sigma_0)} \right) \right] \quad (III.9)$$

Un système est généralement considéré sans erreur si le BER est inférieur à une valeur d'au plus 10^{-9} , voire de 10^{-12} ou 10^{-15} suivant les systèmes.

Cependant il existe des algorithmes appelés codes correcteurs d'erreurs, ou FEC (Forward Error Correcting codes), qui sont basés sur une redondance de l'information transmise. Après la transmission, le FEC effectue un recouplement entre les bits ajoutés et les bits d'information détectés, et en déduit d'éventuelles erreurs de transmission qu'il peut corriger. Pour ne pas diminuer la quantité d'information transmise lorsqu'un FEC est utilisé, le débit binaire de la séquence codée doit être légèrement augmenté, pour compenser l'ajout des bits permettant le fonctionnement de FEC.

Les FEC actuellement utilisés sont capables de ramener le taux d'erreurs de la transmission après correction à une valeur inférieure à 10^{-12} pour un taux d'erreurs avant correction de 4.10^{-3} au plus, et cela en augmentant le débit d'à peine 7 % (soit 10.7 Gb/s au lieu de 10 Gb/s ou 43 Gb/s pour un débit initial de 40 Gb/s).

Dans le cas de statistiques de bruit gaussiennes, le BER est assez simplement relié au facteur Q par la formule :

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\frac{Q}{\sqrt{2}} \right] \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \frac{e^{-\frac{Q^2}{2}}}{Q} \quad (III.10)$$

II.2 Rapport signal sur bruit optique (OSNR) : [3]

La détection quadratique d'un signal, est toujours accompagnée d'un battement entre les différents photons du bruit d'émission spontanée amplifiée (battement spontané/spontané) ainsi qu'un battement entre ce signal et le signal utile (battement signal/spontané).

Ces fluctuations de bruit résultant forment ce que l'on appelle «bruit d'amplitude». Ce bruit se caractérise par une variation de niveau entre différents symboles ayant théoriquement la même valeur. Donc un signal est d'autant meilleure qualité que la quantité d'ASE (P_{ASE}) est faible devant la puissance du signal (S_{signal}).

Malgré, que les fluctuations rapides de ce bruit sont atténuées par l'effet de filtrage, le signal reste déformé et présente une variation de puissance. Ainsi, pour quantifier la «pureté» du signal optique, on utilise une grandeur appelé « rapport signal sur bruit optique » ou OSNR pour « Optical Signal to Noise Ratio ». Cet OSNR est défini comme étant le rapport entre la puissance optique du signal et la puissance d'émission spontanée amplifiée dans la bande spectrale considéré pour le bruit (usuellement de 12.5 GHz, soit 0.1 nm pour les signaux appartenant à la fenêtre télécom). Pour un signal ne présentant qu'un seul état de polarisation ce rapport sera :

$$OSNR_{B_{ref}} = \frac{P_{\text{signal}}}{P_{ASE}} = \frac{P_{\text{signal}}}{2 \cdot D_{ASE} \cdot B_{ref}} \quad (III.11)$$

Où B_{ref} : bande spectrale de référence dans laquelle est considéré le bruit (blanc).

Le facteur 2 provient du fait que le bruit d'ASE n'est pas polarisé, et donc il se répartit aléatoirement sur la polarisation du signal et sur la polarisation orthogonale.

D_{ASE} : définit la densité spectrale de bruit.

Cette densité est fonction de gain et de facteur de bruit des amplificateurs répartis le long de la ligne de transmission.

$$P_{ASE} = \frac{NF \cdot G - 1}{2} \cdot h\nu \approx \frac{NF \cdot G \cdot h\nu}{2} \quad (III. 12)$$

Avec G le gain de l'amplificateur, h la constante de Planck, ν la fréquence d'un photon du signal et NF le facteur de bruit (Noise Figure, NF) qui est défini par le rapport des rapports signal sur bruit électrique (SNR, Signal-to-Noise Ratio) d'entrée et de sortie :

$$NF = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} \quad (III. 13)$$

En utilisant la valeur approchée du NF, nous pouvons exprimer l'OSNR en sortie d'un amplificateur par :

$$OSNR_{B_{ref}} = \frac{P_{out}}{NF \cdot G \cdot h\nu \cdot B_{ref}} = \frac{P_{in}}{NF \cdot h\nu \cdot B_{ref}} \quad (III. 14)$$

Avec P_{in} et P_{out} les puissances d'entrée et de sortie de l'amplificateur.

Le passage d'un signal déjà bruité par un nouvel amplificateur sera obligatoirement accompagné d'une contribution au bruit, donnant un OSNR en sa sortie tel que :

$$\frac{1}{OSNR_{out}} = \frac{1}{OSNR_{in}} + NF \frac{h\nu \cdot B_{ref}}{P_{in}} \quad (III. 15)$$

Donc pour une série d'amplifications identiques tout au long de la ligne, l'inverse de l'OSNR en sortie de chaque amplificateur est augmenté de la quantité $NF \frac{h\nu \cdot B_{ref}}{P_{in}}$, pour obtenir à la sortie de la ligne (après passage dans N_{ampi} amplificateurs identiques) un OSNR donné par la formule ci-dessous :

$$OSNR_{B_{ref}} = \frac{P_{in}}{N_{ampi} \cdot NF \cdot h\nu \cdot B_{ref}} \quad (III. 16)$$

Dans sa forme logarithmique (en décibels) souvent utilisée, l'OSNR est exprimé par:

$$OSNR_{(dB/B_{ref})} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{in}}{h\nu \cdot B_{ref}} \right) - NF_{(dB)} - 10 \log_{10}(N_{ampi}) \quad (III. 17)$$

Pour la bande B_{ref} égale à 12.5 GHz (0.1 nm) couramment utilisée, et avec une puissance d'entrée exprimée en dBm. La nouvelle formule (très souvent employée) sera:

$$OSNR_{(dB/0.1nm)} = 58 + P_{in(dB)} - NF_{(dB)} - 10 \log_{10}(N_{canal}) \quad (III.18)$$

Finalement, une liaison optique doit avoir une valeur suffisante d'OSNR pour que la transmission soit performante. Ce facteur est un paramètre fondamental qui sert notamment à déterminer la puissance minimale qu'un système peut tolérer avant d'être limité par le bruit.

III. Etude d'une chaîne de base pour transmission optique :

Dans son synoptique le plus général et le plus simple possible, un système de télécommunications optique est donné par la chaîne de la figure (III.9).

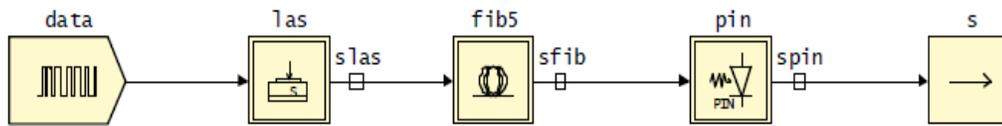


Figure III.9: Synoptique d'une chaîne de transmission optique.

Les paragraphes suivants présentent les paramètres caractéristiques des composants utilisés de la bibliothèque COMSIS pour construire les différents blocs de la chaîne.

III.1 Bloc émission :

Le rôle de l'émetteur consiste à délivrer à la fibre un signal optique continu et modulé, sur lequel sont inscrites les données électriques binaires.

III.1.1 Les données électriques :

Ce modèle permet de générer un courant d'entrée de laser, modélisé par une séquence binaire pseudo-aléatoire représentant l'information à transmettre. Le signal, formé de créneaux prend uniquement deux valeurs : I_{min} et I_{max} qui représentent le courant qui entre dans le laser quand l'information à transmettre est un 0 ou un 1 respectivement. Le choix de ces valeurs de courant dépend de la puissance voulue.

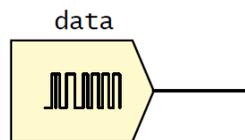


Figure III.10 : Modèle de simulation du courant laser.

Paramètres du courant laser	
Débit binaire (Mbits/s)	D
Longueur du registre	23
Courant minimum (mA)	I _{min}
Courant maximum (mA)	I _{max}

Tableau III.1 : Paramètres caractéristiques du courant laser.

III.1.2 Le laser :

Ce modèle permet de simuler une diode laser DFB à semi conducteur. Il est possible de le décrire par ses paramètres physiques internes (coefficient de gain différentiel, facteur de compression de gain, durée de vie des photons...), mais également par des grandeurs "système" ou mesurables, souvent plus accessibles, notamment dans les data sheet fournies par les constructeurs (courant de seuil, RIN, rendement...).

Le composant de la bibliothèque COMSIS qui sera utilisé est l'opérateur Laser système de la figure (III.11):

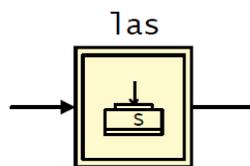


Figure III.11: Modèle de simulation du laser.

Le laser système permet de moduler directement le courant électrique représentant la séquence de données en le transformant en une puissance optique comme le montre la figure:

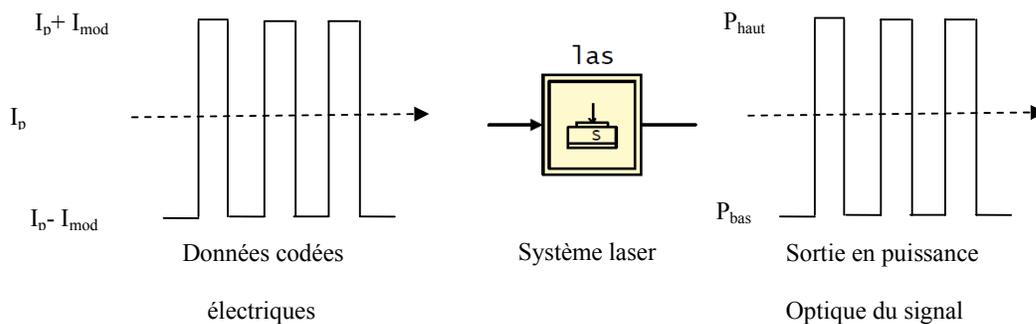


Figure III.12: Modulation direct avec laser système.

Pour un bon fonctionnement du laser, il est fortement conseillé de rester en fonctionnement continu, c-à-d conserver en permanence une polarisation (I_p) au dessus du courant du seuil du laser. En effet, avoir un des niveaux de modulation ($I_p - I_{mod}$) 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. Les paramètres du laser simulé sont résumés dans le Tableau (III.2) :

Paramètre du laser			
Paramètres système du laser		Données physique du laser	
Longueur d'onde (nm)	1550	Facteur de réflexion	0,25
Courant de seuil (mA)	25	Rendement différentiel	0,6
Rendement (W/A)	0.25	Facteur d'émission spontanée	2
Largeur de raie (Mhz)	5 à 60 mA	Hauteur de la cavité (μm)	0,1
Taux d'amortissement (Ghz)	2 à 100 mA	Largeur de la cavité (μm)	5
Bande à -3 dB (Ghz)	10 à 100 mA	Longueur de la cavité (μm)	200
Espacement entre mode (nm)	1	Densité porteurs-transparence (cm^3)	5.10^{17}
Chirp (Mhz/mA)	100	Facteur de confinement	0,1
Bruit RIN (dB/hz)	-154 à 100 mA		

Tableau III.2 : Paramètres caractéristiques du laser.

L'analyse statique du laser donne pour les paramètres résumés dans le tableau ci-dessus, la caractéristique courant-puissance suivante :

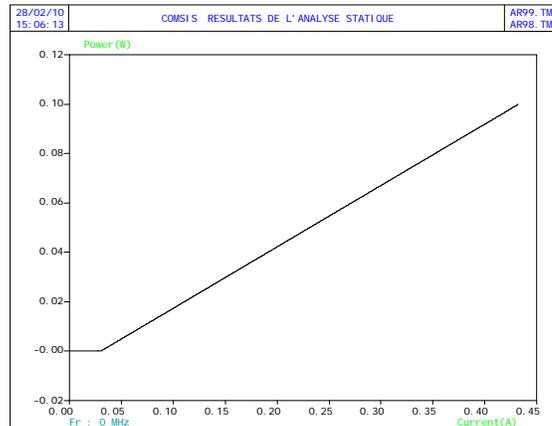


Figure III.13: Caractéristique courant-puissance du laser.

La puissance de sortie d'une diode laser dépend fortement du courant injecté à l'entrée, sa variation en fonction du courant permet de mettre en évidence l'existence d'un courant seuil. Lorsque le courant augmente au-dessus du seuil, l'émission stimulée apparaît: tous les porteurs injectés en supplément subissent une recombinaison stimulée. Donc le courant de seuil marque la séparation entre le fonctionnement dominé par l'émission spontanée et le fonctionnement dominé par l'émission stimulée.

La puissance émise par le laser se calcule alors de la façon suivante :

$$P = \eta(I - I_s) \text{ pour } I \geq I_s \text{ et } P = 0 \text{ pour } I < I_s \quad (\text{III.19})$$

Où I est le courant injecté au laser, I_s le courant de seuil du laser et η est le rendement du laser.

III.2 Bloc de transmission :

La partie transmission de la chaîne s'agit d'un opérateur représentant une fibre optique monomode. Il permet d'introduire de façon optionnelle les effets non-linéaires Kerr et Raman.

Ce modèle est à une ou deux entrées, afin de prendre éventuellement en compte la polarisation de la lumière, et la dispersion modale de polarisation.

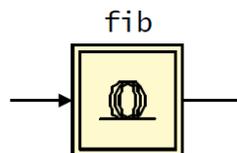


Figure III.14: Modèle de simulation de la fibre optique.

Ses caractéristiques sont détaillées dans le tableau suivant :

Paramètres système de la fibre optique de transmission	
Longueur (Km)	L
Atténuation (dB/Km)	0,25
Dispersion chromatique (ps/nm/Km)	17
Effet Kerr	Oui
Effet Raman	Non
Coefficient de non linéarité (m^2/W)	$2,7.10^{-20}$
Aire effective de la section (μm^2)	80
Dispersion de polarisation	Non
Retard (ns)	4.10^{-3}

Tableau III.3 : Paramètres caractéristiques de la fibre de transmission.

III.3 Bloc réception :

Le modèle utilisé en réception est de type photodiode PIN.

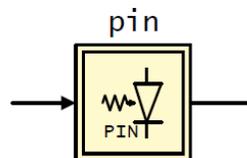


Figure III.15: Modèle de simulation de la photodiode PIN.

Paramètres de la photodiode	
Sensibilité (A/W)	0.8
Courant d'obscurité (nA)	5

Tableau III.4 : Paramètres caractéristiques de la photodiode.

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

$$I_{ph} = S \cdot P_{opt} + I_{obs} + I_{bruit} \quad (III.20)$$

Avec :

S : Sensibilité de la photodiode

P_{opt} : Puissance optique recue

I_{obs} : Courant d'obscurité

I_{bruit} : Courant de bruit

Le courant d'obscurité I_{obs} est le courant qui circule dans la jonction PN ou PIN en l'absence d'éclairement. Et le courant de bruit I_{bruit} est calculé à partir du bruit quantique et du bruit d'obscurité.

IV. La simulation de la chaîne de base :

Nous choisissons d'évaluer les performances du système étudié avec la commande Facteur Q (facteur de qualité). Sachant que les normes fixées dans le domaine des télécommunications demandent, pour maintenir la qualité de transmission, un facteur Q supérieur à 6 ce qui correspond à un taux d'erreurs binaire BER inférieur à 10^{-9} .

Ces deux paramètres inversement proportionnel sont reliés entre eux par la relation suivante :

$$TEB = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\frac{Q}{\sqrt{2}} \right] \quad (III.21)$$

La courbe ci-dessous donne les variations du taux d'erreurs binaire en fonction du facteur de qualité.

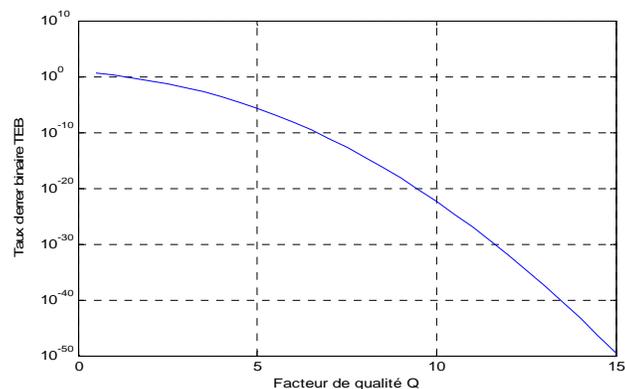


Figure III.16: Taux d'erreur en fonction du facteur de qualité.

Nous avons effectué nos simulations en cherchant la longueur optimale de la fibre. Cette évaluation est simulée par le diagramme de l'œil à la sortie, car la fonction OEIL n'est applicable qu'aux signaux électriques réels. Les signaux optiques étant traités par enveloppe complexe pour visualiser leur diagramme de l'œil il faudrait utiliser une fonction composée OEIL(Puissance). Malheureusement, COMSIS ne fait pas de composition de fonctions.

Une première simulation de cette chaîne de référence pour un débit de 2Gbits/s et une distance de 50 Km donne le résultat ci-dessous :

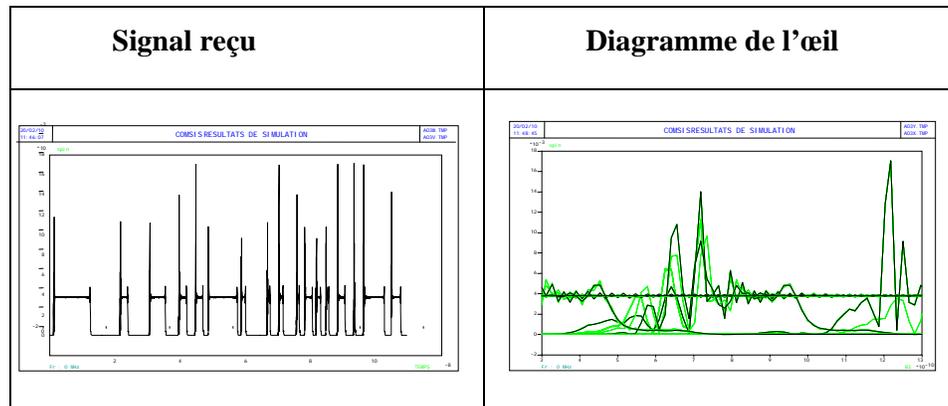


Figure III.17: Allure et diagramme de l'œil du signal en sortie.

Le Diagramme de l'œil affiche un facteur de qualité $Q=3.23$ car le signal est complètement noyé dans le bruit pour cela nous allons utiliser un filtre dont le rôle est d'éliminer ce dernier et mettre le signal en forme.

Notre nouvelle chaîne est celle de la figure(III.18) :

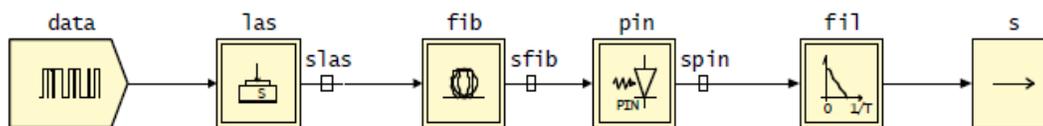


Figure III.18: Synoptique d'une chaîne de transmission incluant un filtre.

Le filtre utilisé est un filtre passe-bas en cosinus surélevé. Ce filtre comporte la particularité de vérifier le premier critère de Nyquist : une chaîne de transmission est considérée comme idéale lorsqu'elle ne fait pas apparaître d'interférences entre les symboles transmis, ils sont donc indépendants.

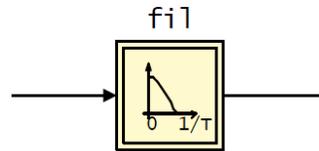


Figure III.19: Le modèle de simulation du filtre.

La réponse fréquentielle du filtre a donné la courbe de la figure ci-dessous qui illustre la relation entre les trois paramètres (amplitude ou gain (dB), bande passante (GHz) et fréquence de fonctionnement (Hz)). D'après le tracé on remarque que l'amplitude est en relation inversement proportionnelle avec la fréquence de fonctionnement et en relation proportionnelle avec la bande passante.

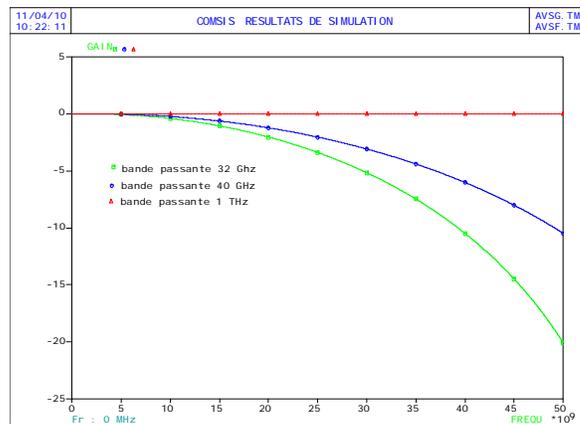


Figure III.20: Réponse fréquentielle du filtre passe-bas.

Le signal reçu et le Diagramme de l'œil de cette nouvelle chaîne pour les même données sera le suivant avec une amélioration remarquable de facteur Q qui donne une valeur de 9.06.

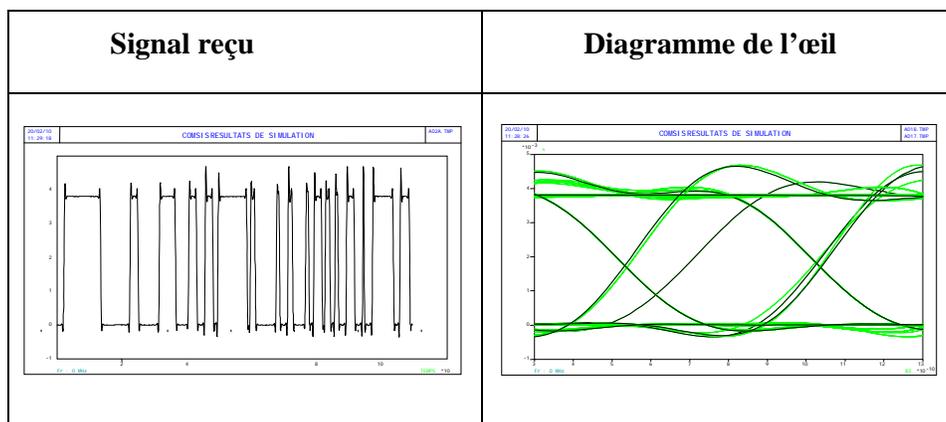


Figure III.21: Allure et diagramme de l'œil du signal en sortie après filtrage.

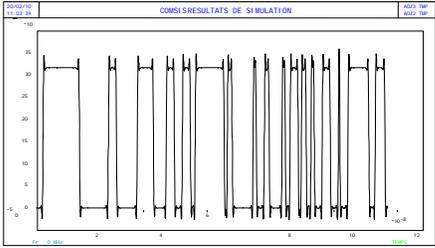
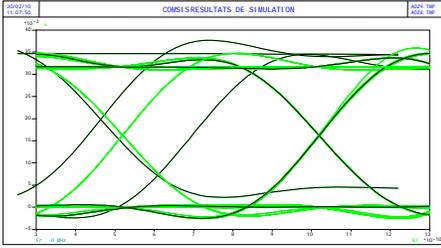
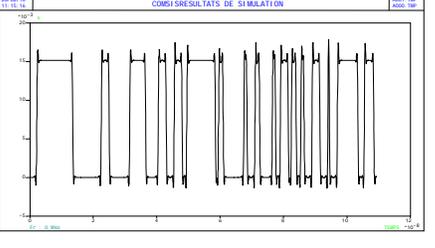
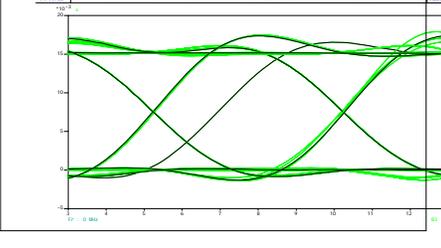
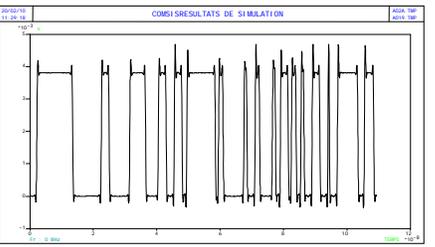
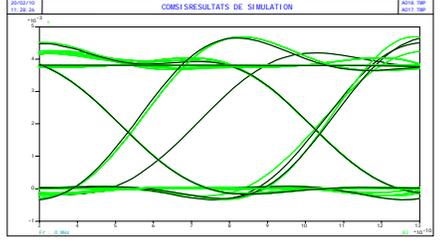
IV.1 Effet du débit et de la distance parcourue :

Le but de toute liaison est d'atteindre une distance de transmission la plus longue possible avec le plus grand débit, tout en conservant à la réception le signal émis. Dans ce qui suit nous allons étudier l'effet de ces deux paramètres sur une telle liaison.

Plusieurs simulations ont été réalisées avec les mêmes modules d'émission et de réception mais avec différentes longueurs de transmission et diverses valeurs de débit.

IV.1.1 La distance :

Les résultats de simulation pour différentes longueur de fibre et un débit de 2 Gb/s sont représentés sur la figure suivante :

Signal reçu	Diagramme de l'œil	L(Km) et Q
		<p>L=4 m Q=12.5</p>
		<p>L=20 Km Q=11.3</p>
		<p>L=50 Km Q=9.06</p>

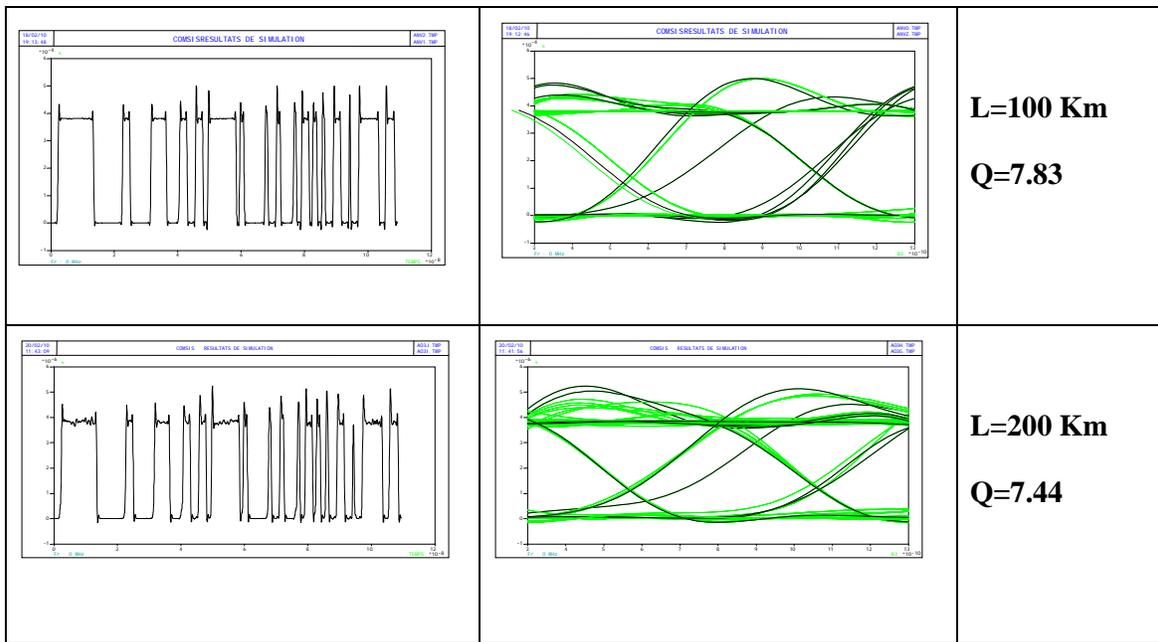
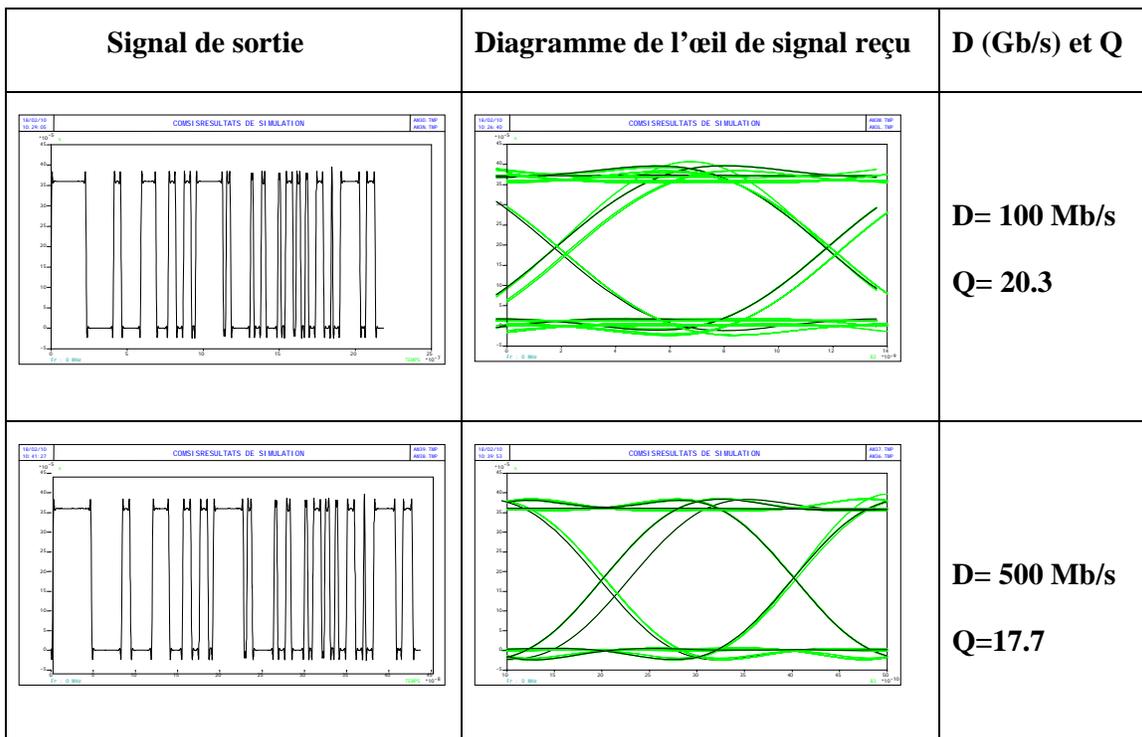


Figure III.22: Allure et diagramme de l'œil du signal en sortie pour différentes longueurs de la fibre.

IV.1.2 Le débit :

Les résultats de simulation pour différents débits se propageant sur une distance de 100 Km sont représentés sur la figure suivante :



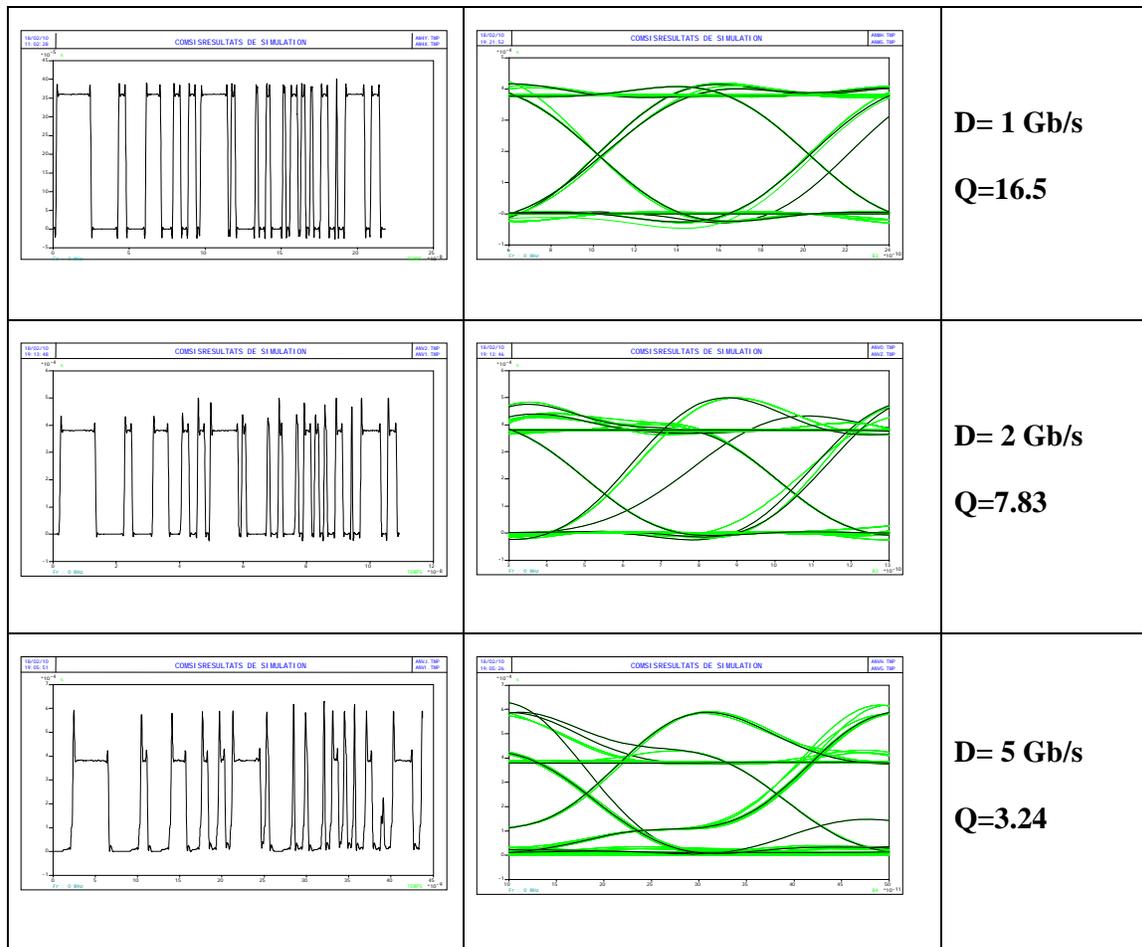


Figure III.23: Allure et diagramme de l'œil du signal en sortie pour différents débits.

Comme c'était prévu la distance de propagation et le débit ont une relation inversement proportionnel avec la qualité de transmission. D'après les résultats trouvés nous remarquons que la qualité du signal reçu est d'autant plus faible que la longueur de fibre (ou le débit) est plus grande. Ceci se traduit constaté par la diminution successive du facteur de qualité à la réception. Ces dégradations sont dues aux différents effets linéaires et non linéaires des composants tels que la dispersion chromatique, l'atténuation et les divers bruits de transmission. Pour éliminer ces perturbations il est indispensable d'utiliser une fibre compensatrice de dispersion et un amplificateur d'atténuation dans le but d'améliorer la qualité de signal reçu.

IV.2 Correction des effets de dispersion et d'atténuation :

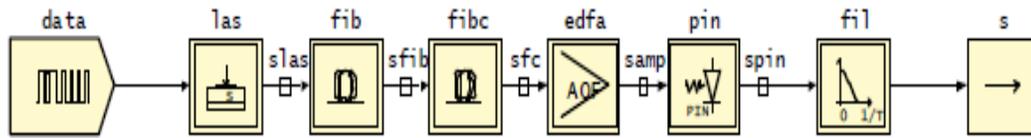


Figure III.24: Ajout d'une fibre compensatrice et d'une fibre amplificatrice edfa.

IV.2.1 La fibre compensatrice :

Il s'agit d'une simple fibre monomode à dispersion négative.

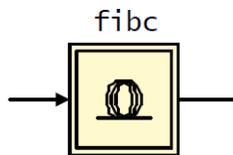


Figure III.24: Le modèle de simulation de la fibre compensatrice (DCF).

Pour déterminer la longueur de la DCF, une étude réalisée a montré que la dispersion cumulée doit être nulle. Suivant la relation ci-dessous :

$$D_{c1} \cdot L + D_{c2} \cdot L_c = 0 \tag{III.22}$$

Où D_{c1} et D_{c2} , L et L_c , désignent les dispersions chromatiques et les longueurs des fibres SMF et DCF, respectivement

Les caractéristiques détaillées de cette fibre de compensation sont présentées dans le tableau ci-dessous :

Paramètres système de la fibre optique de compensation	
Longueur (Km)	Lc
Atténuation (dB/Km)	0,6
Dispersion chromatique (ps/nm/Km)	-80
Effet Kerr	Oui
Effet Raman	Non
Coefficient de non linéarité (m ² /W)	7.10 ⁻²⁰
Aire effective de la section (μm ²)	30
Dispersion de polarisation	Non
Retard (ns)	4.10 ⁻³

Tableau III.5 : Paramètres caractéristiques de la fibre de compensation.

IV.2.2 Amplificateur optique à fibre dopée:

Ce modèle permet de simuler un amplificateur à fibre dopée à l'Erbium. Il est possible de le décrire par ses paramètres physiques (longueur de la fibre dopée, concentration en ions Erbium...), mais également par des grandeurs "système" ou mesurables, souvent plus accessibles. L'amplificateur optique utilisé de la bibliothèque COMSIS est donné par la figure (III.25) :

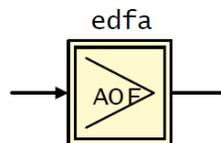


Figure III.25: Le modèle de simulation de l'amplificateur optique.

L'amplificateur EDFA peut être décrit par les paramètres du tableau (III.6) :

Paramètres caractéristiques de l'amplificateur EDFA	
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
Longueur d'onde de la pompe (nm)	980
Retard introduit par l'amplificateur (ns)	1

Tableau III.6 : Caractéristiques de l'amplificateur EDFA.

En procédant à une analyse statique de l'amplificateur EDFA, nous obtenons les courbes caractéristiques suivantes :

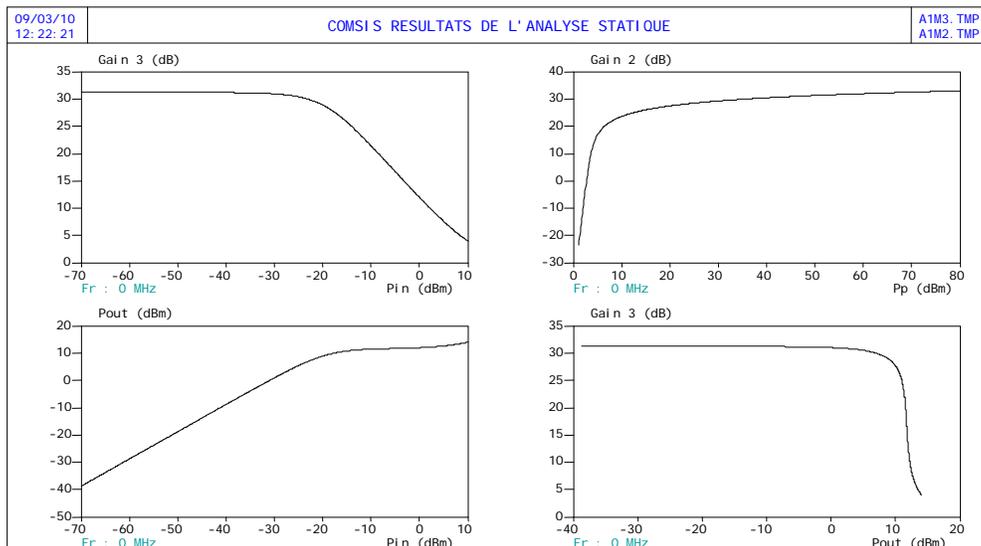


Figure III.26: Analyse statique de l'EDFA donné.

Ces courbes nous donnent la relation entre la puissance injectée à l'entrée de l'amplificateur et celle de sa sortie tout en spécifiant le gain réalisé par ce dernier. Nous remarquons aussi que ce gain pour une longueur d'onde bien définie peut atteindre des

valeurs très élevées en faisant un compromis entre la puissance du signal à amplifier et la puissance de pompage.

Pour une faible puissance (inférieure à -20 dBm) injectée à l'entrée de l'amplificateur le gain sera approximativement de 30 dB, si cette puissance est très faible, le signal sera amplifié mais la reconstitution de l'information est difficile. Or pour une forte puissance (supérieure à -20 dBm) le gain diminue brusquement (inférieur à 30 dB) et donc une faible puissance amplifiée qui ne dépasse rarement les 10 dBm, c'est la puissance de saturation de l'amplificateur.

➤ **Emplacement des amplificateurs dans une chaîne de transmission optique :**

Les paramètres de l'amplificateur spécifiés dans le tableau (III.6) peuvent être modifiés suivant son emplacement dans la chaîne de transmission simulée.

Un amplificateur optique peut prendre trois positions différentes dans une liaison optique, ce positionnement doit se faire en fonction de son rôle. Tel qu'il peut servir en :

- ♪ Amplificateur de puissance en émission (booster) : capable de délivrer une puissance de sortie élevée. Il est défini par une puissance d'entrée de -5 à 0 dBm et une puissance de sortie de 15 à 30 dBm.
- ♪ Préamplificateur en réception : le moins bruyant possible, il est caractérisé par un gain >30 dB, une puissance d'entrée de -40 dBm, un bruit < 4 dB et une longueur d'onde de pompage de 980 nm.
- ♪ Amplificateur en ligne : c'est un compromis entre les deux premiers à fin de ne pas dégrader la qualité de signal transmis et allonger la distance de transmission. Cet amplificateur présente un gain de 25 à 35 dB, un bruit de 4 dB et une puissance de sortie de 13 à 23 dBm.

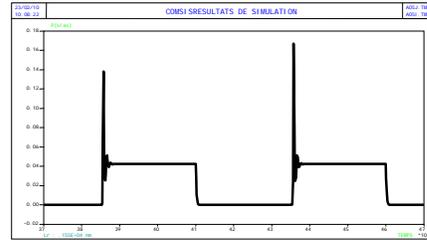
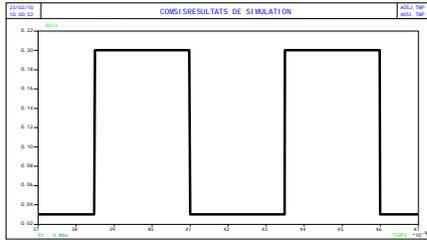
Avant de voir la qualité et les performances de notre chaîne par la visualisation du signal de sortie, il apparaît intéressant de visualiser l'allure des signaux aux divers points de la liaison pour voir les transformations successives du signal durant son parcours, le comportement et l'influence de chaque composant.

Les signaux électriques sont visualisés sous forme de réponse temporelle, par contre, pour les signaux ayant une porteuse optique, COMSIS utilise une représentation par enveloppe complexe, Il faut donc les observer sous forme de puissance optique.

Cette puissance est calculée comme la somme des carrés de la composante en phase et de la composante en quadrature :

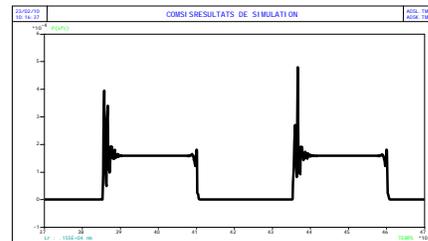
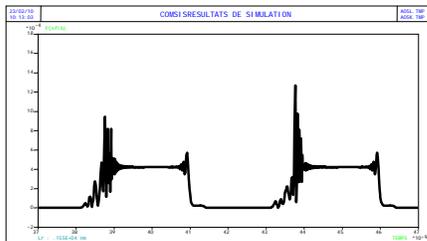
$$P(t) = x_p(t)^2 + x_q(t)^2 \tag{III.23}$$

Afin de bien visualiser l'influence des composants nous n'allons prendre que deux impulsions de signal transmis :



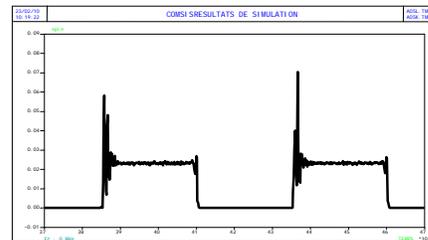
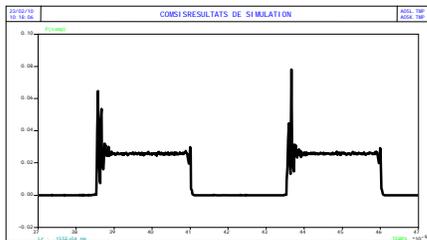
Le signal émis

La sortie du laser



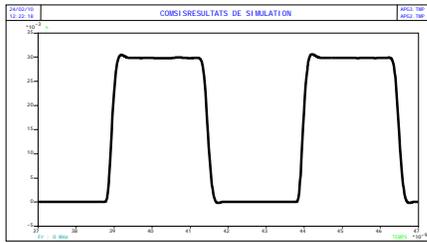
La sortie de fibre de transmission

La sortie de fibre compensatrice



La sortie d'amplificateur

La sortie de photodiode PIN



Le signal reçu

Figure III.27: Allure des signaux en divers points de la chaîne.

Si le passage du signal émis dans le laser présente une légère perturbation et atténuation causées par son modulation directe, alors son injection dans la fibre donne naissance à une dispersion chromatique accompagnée d'une atténuation remarquable, qui vont toutes les deux être corrigées par le passage dans la fibre compensatrice et l'amplificateur EDFA respectivement. À la réception la photodiode PIN ajoute à son tour un certain bruit, pour arriver finalement au filtre de réception qui élimine la grande partie de bruit et affiche un signal semblable à celui injecté à l'entrée. Les courbes tracées aux divers points de la chaîne incarnent bien cette petite analyse.

Le tracé suivant illustre l'effet de dispersion chromatique qui se traduit par un élargissement temporel d'impulsion:

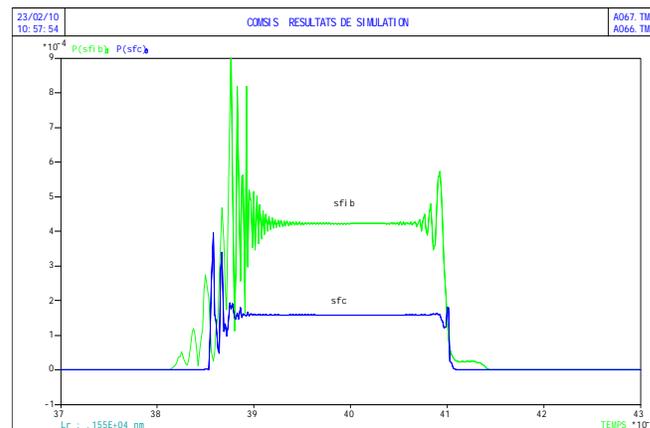


Figure III.28: Effet de la dispersion chromatique.

Nous pouvons aussi visualiser l'effet d'atténuation en traçant les courbes aux différents points de la liaison simulée comme le montre la figure (III.29) :

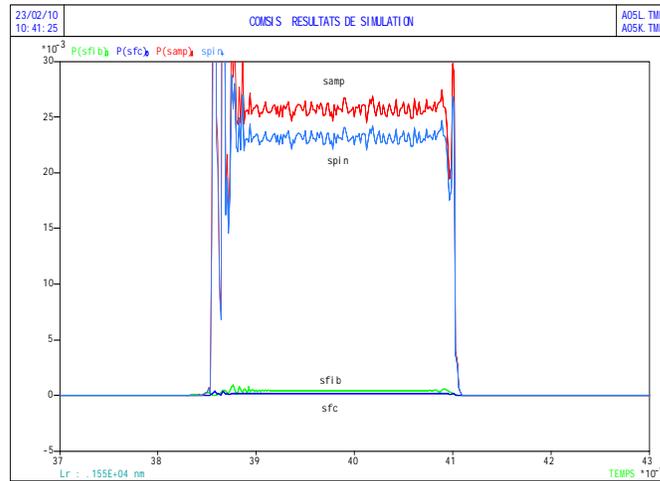


Figure III.29: Effet de l'atténuation.

La simulation système de cette nouvelle liaison a donné les résultats suivants :

Signal de sortie	Diagramme de l'œil de signal reçu	Débit (Gb/s) et Q
		<p>D= 100Mb/s Q=21.1</p>
		<p>D= 500Mb/s Q=18.7</p>
		<p>D= 1Gb/s Q=17.9</p>

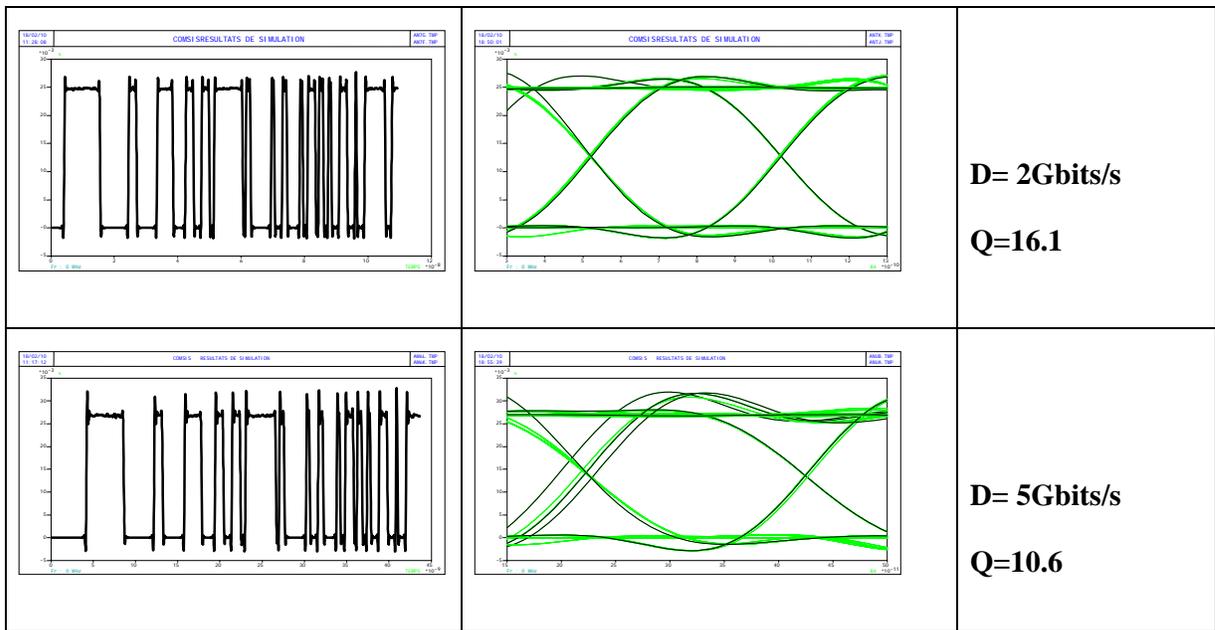


Figure III.30: Allure et diagramme de l'œil du signal en sortie après amplification et compensation.

Les valeurs du facteur de qualité nous donnent une idée claire sur les améliorations apportées par l'introduction de ces deux composants, qui nous donne la possibilité d'étendre notre distance de propagation jusqu'au 220 Km pour la fibre de transmission. Avec un facteur de qualité $Q=6.75$ et un taux d'erreurs binaire $TEB=0.765.10^{-11}$.

Les deux graphes suivants représentent les variations que subit le facteur de qualité et par conséquent le taux d'erreurs binaire lorsque la longueur de la fibre ou le débit de transmission augmentent.

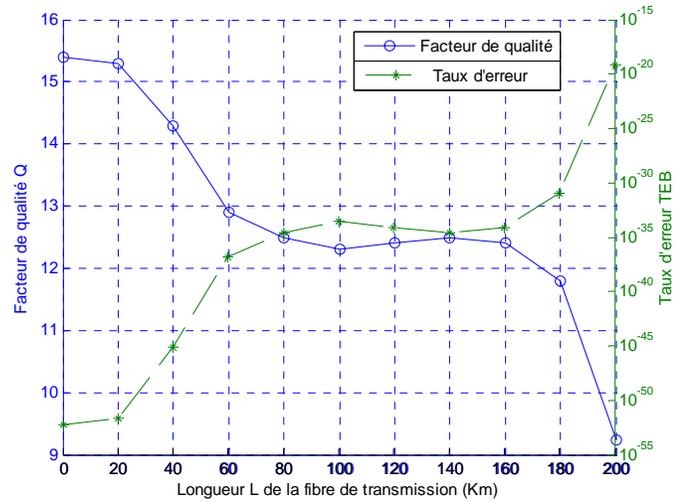


Figure III.31: Variation du facteur de qualité et du taux d'erreur en fonction de la longueur de la fibre de transmission.

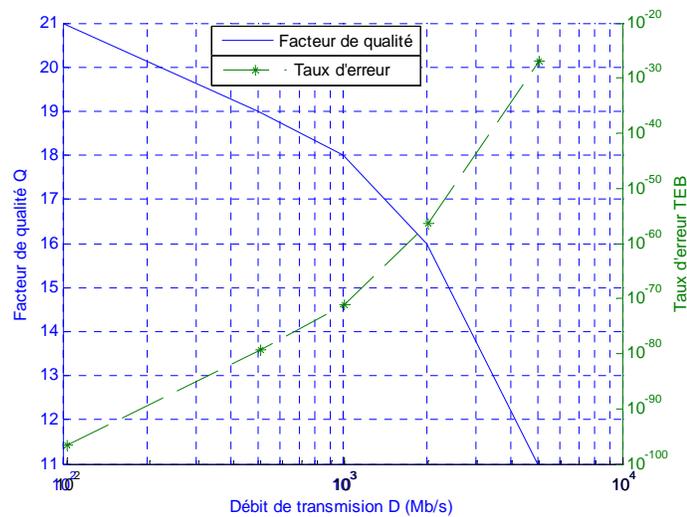
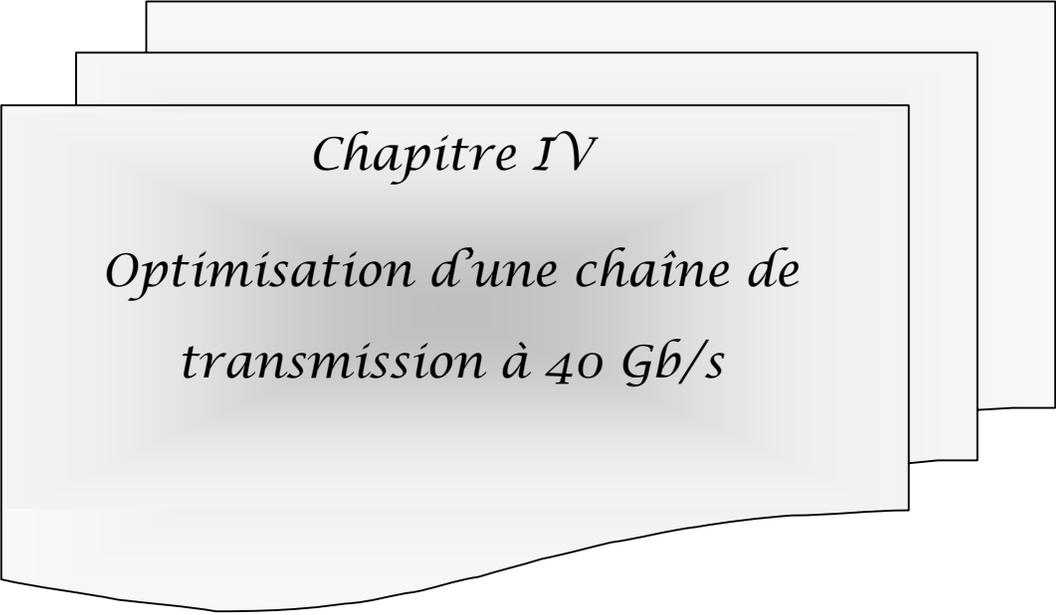


Figure III. 32: Variation du facteur de qualité et du taux d'erreur en fonction du débit de transmission.

En observant les courbes nous assurons la règle générale disant que l'augmentation du débit ou de la longueur de fibre engendre une déformation du signal et une dégradation de qualité de transmission causée par les différents effets linéaire et non linéaires. Et donc le facteur de qualité est d'autant plus petit que le débit et la longueur de la fibre sont plus grands.

Conclusion :

Ce chapitre était consacré à la présentation du logiciel utilisé COMSIS suivi de la simulation d'une chaîne de base, avec introduction des deux effets linéaires (atténuation et dispersion), dont le but était de visualiser les performances de transmission par l'intermédiaire du Diagramme de l'œil et du facteur de qualité. Ces simulations constituent une bonne introduction pour le quatrième chapitre qui sera destiné à l'optimisation d'une liaison haut débit (40 Gb/s) toujours à l'aide du logiciel COMSIS.



Chapitre IV

*Optimisation d'une chaîne de
transmission à 40 Gb/s*

Introduction :

Le chapitre précédent était réservé à la simulation d'une simple chaîne basée sur la modulation directe. Cette technique a beaucoup d'avantages, mais elle présente aussi des limites critiques dont le laser en est souvent la cause. 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. Cette méthode sera retenue pour le reste des simulations.

I. La modulation externe :

Dans le but d'atteindre les hauts débits nous allons procéder à la modulation externe qui 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.

Pour cela nous sommes obligés d'insérer des nouveaux composants aux niveaux des blocs d'émission et de réception comme le montre le schéma bloc suivant:

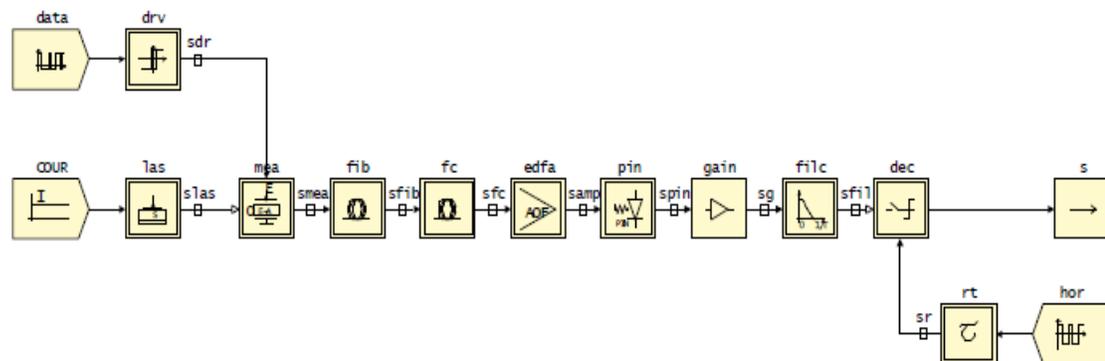


Figure IV.1: Schéma bloc de la chaîne de référence 40 Gb/s.

I.1 Bloc émission :

I.1.1 Les données électriques :

Le modèle COMSIS utilisé pour délivrer des données électriques de format NRZ se nomme séquences binaires pseudo-aléatoires qui permettent de modéliser l'information désignant le message à transmettre. Elles sont formées de créneaux d'amplitude ± 1 de durée égale à l'inverse du débit et ont la propriété d'avoir des fonctions d'autocorrélation de type

impulsion. Ces séquences sont construites à partir d'un registre à décalage comportant n étages et d'additionneurs modulo 2.

La période de la séquence, est déterminée par la longueur n du registre 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).

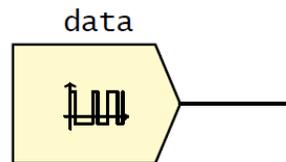


Figure IV.2: Modèle de simulation des données NRZ pseudo-aléatoires.

I.1.2 Le modulateur externe :

Le modulateur externe utilisé sera le modulateur électro-absorbant disponible dans la bibliothèque COMSIS et qui est présenté sur la figure (IV.3) :

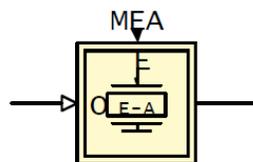


Figure IV.3: Modèle de simulation de modulateur electro-absorbant.

Il s'agit d'un opérateur à deux entrées représentant un modulateur externe d'amplitude de type électro-absorbant. 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 utilisé sont résumés dans le Tableau (IV.1):

Paramètres du modulateur électro-absorbant (MEA)			
Pertes (dB)	-13	Tension de référence (v)	4
Coefficient de l'exposant de la fonction d'absorption	2	Facteur de couplage phase-amplitude	-0.5

Tableau IV.1: Paramètres caractéristiques du modulateur MEA.

L'injection du signal de puissance continue résultant du laser à l'entrée d'un modulateur MEA, provoque une atténuation obligatoire causée par la modulation de ce

dernier et donc affaiblissement de puissance de sortie de l'émetteur qui peut être calculé de la manière suivante :

$$P \text{ (sortie émetteur)}_{\text{dBm}} = P \text{ (laser)}_{\text{dBm}} - \text{Pertes d'absorption}_{\text{dB}} - \text{pertes d'insertion}_{\text{dB}}$$

La courbe suivante donne la caractéristique d'absorption de modulateur MEA grâce à l'analyse statique sur COMSIS :

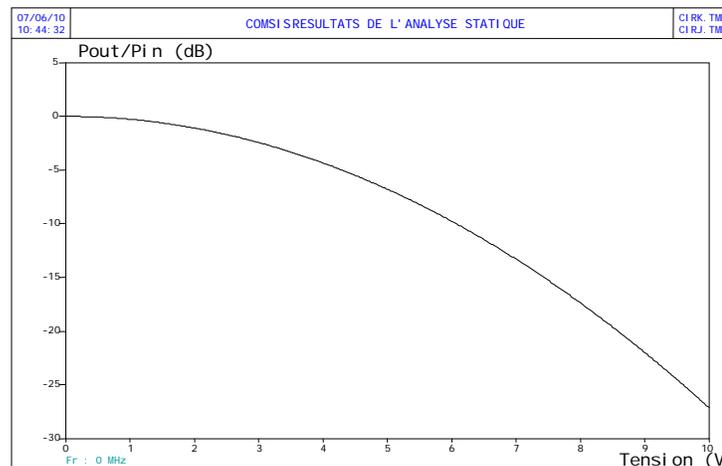


Figure IV.4: Courbe d'absorption du modèle de modulateur MEA en fonction de la tension.

D'après la courbe nous remarquons que pour une tension nulle le modulateur laisse passer toute la lumière reçue à son entrée. Pour une tension négative il absorbe une proportion du signal optique.

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.

Cette petite analyse montre que le MEA ne fonctionne pas pour une tension de +1 V et absorbe très peu pour une tension de -1 V. il est donc nécessaire d'introduire un composant qui permet de convertir les niveaux de tension haut et bas et conduire au bon fonctionnement de modulateur. Ce module qui est le driver sera insérer entre la séquence binaire pseudo-aléatoire et le MEA.

Le rôle du driver est de modifier le niveau bas de -1V à -4 V et le niveau haut de +1 V à 0 V, afin d'assurer une modulation maximale d'amplitude et par conséquent une simple séparation des niveaux optiques lors de transmission de signal.

L'opérateur COMSIS qui modifie les différents niveaux sans déformation du signal est le détecteur à seuil. Il est considéré comme le driver idéal.

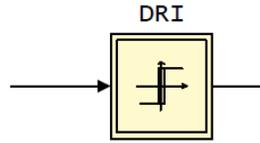


Figure IV.5: Modèle de simulation du driver de modulateur.

Leurs paramètres caractéristiques sont présentés dans le tableau suivant :

Paramètres du driver de modulateur			
Niveau bas de détection	-1	Niveau bas de sortie	-4
Niveau haut de détection	+1	Niveau haut de sortie	0

Tableau IV.2: Paramètres caractéristiques du driver de modulateur.

Jusque là nous avons décrit l'entrée électrique du modulateur MEA qui contient la séquence de données à transmettre. La deuxième entrée comporte le signal optique continu modulant de l'information. Cette entrée est constituée d'un laser (défini précédemment) et d'un courant de commande du laser.

Puisque la puissance de sortie du laser dépend directement du courant de commande, il est important de choisir un courant qui délivre la puissance souhaitable. En revenant à la caractéristique courant-puissance obtenue par analyse statique du laser nous trouvons pour une valeur de 16 dBm (40 mW) une valeur de 190.85 mA pour le courant injecté au laser.

En utilisant COMSIS ce courant sera modélisé par l'opérateur courant continu.

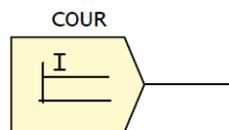


Figure IV.6: Modèle de simulation du courant continu.

I.2 Bloc réception :

I.2.1 Amplificateur électrique :

Suite à sa propagation le long de la fibre et après son passage par différents composants, le signal optique est affecté aux divers types de bruits et donc il est fortement atténué ; chose qui rend sa récupération difficile.

Une amplification de signal est alors préférable avant la prise de décision. Cet amplificateur électrique est disponible dans COMSIS sous forme d'un opérateur de gain nommé Gain donné par la figure (IV.7) :

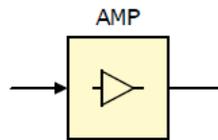


Figure IV.7: Modèle de simulation du gain.

Cet opérateur donne un signal de sortie amplifié suivant la formule :

$$S(t) = G.e(t) \quad (IV.1)$$

Avec $S(t)$ signal de sortie et $e(t)$ signal d'entrée, ce gain peut être exprimé en dB par :

$$G_{dB} = 20 \log(G) \quad (IV.2)$$

Ce modèle de gain amplifie le signal utile avec bruit, ainsi le signal de sortie sera de même qualité que celui entrant. Son paramètre formel sera fixé pour avoir un Diagramme de l'œil normalisé autour du seuil de décision.

I.2.2 Opérateur de décision :

La récupération du signal de sortie pour un tel système exige l'utilisation d'un module de synchronisation et de remise en forme du signal reçu qui sera complètement déformé. Pour ce faire nous avons besoin d'un composant de prise de décision qui se présente dans COMSIS par l'opérateur décision.

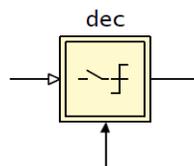


Figure IV.8: Modèle de simulation de la décision.

Ce module appartient à la classe des organes de régénération. Son schéma de principe fait apparaître une sortie constituée du signal binaire régénéré, et deux entrées une pour le signal issu de filtre contenant la séquence de données et l'autre au signal d'horloge qui assure la synchronisation à la fréquence rythme. 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 :

$$y(tk) = 1 \text{ si } h(tk) > h(tk-1) \text{ et } x(tk) = \text{seuil}$$

$$y(tk) = -1 \text{ si } h(tk) > h(tk-1) \text{ et } x(tk) < \text{seuil}$$

$$y(tk) = y(tk-1) \text{ si } h(tk) = h(tk-1)$$

avec $x(ti)$ signal d'entrée, $y(ti)$ signal de sortie et $h(ti)$ signal d'horloge.

Afin de minimiser les erreurs de décision, cette dernière est prise aux fronts montants de l'horloge et au centre du bit du signal filtré, lieu où les interférences entre symboles sont minimales.

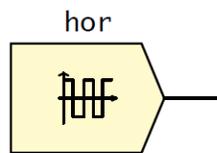


Figure IV.9: modèle de simulation de l'horloge.

Il faut donc synchroniser l'horloge pour que les fronts montants tombent au milieu des bits du signal, c'est pour cette raison que l'horloge est suivie d'un opérateur de retard (Retard-Continu).

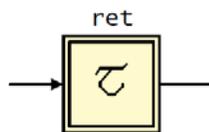
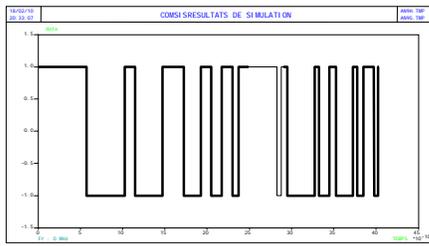


Figure IV.10: modèle de simulation du retard continu.

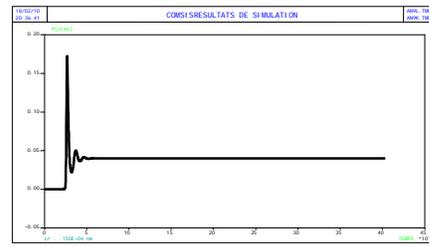
II. Optimisation de la chaîne de référence 40 Gb/s :

II.1 Résultats de simulation :

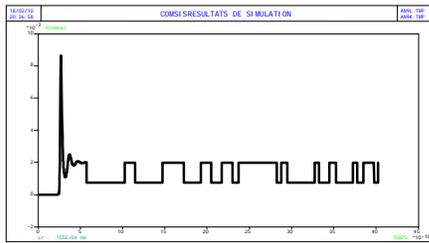
La simulation de la liaison de référence 40 Gb/s pour une longueur de fibre de transmission de 50 Km a donné ces différentes courbes qui représentent l'allure des signaux aux divers points de la chaîne :



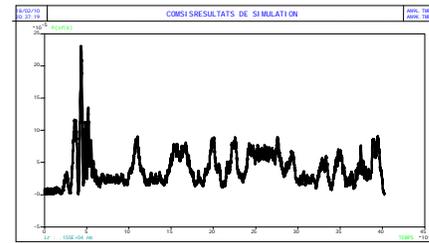
Le Signal émis



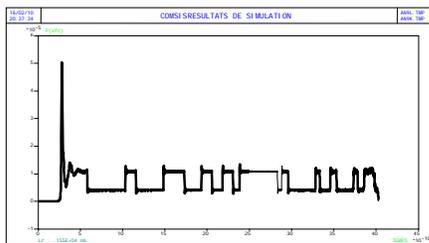
La sortie du laser



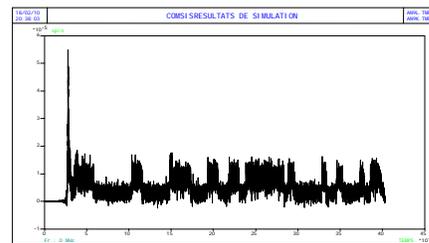
La Sortie du MEA



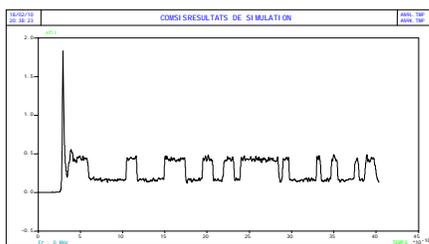
La sortie de la fibre de transmission



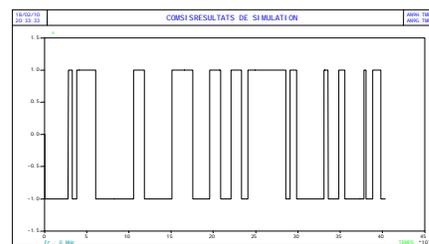
La Sortie de la fibre de compensation



La sortie du PIN



La Sortie du filtre



Le signal reçu

Figure IV.11: Allure du signal en chaque point de la chaîne 40 Gb/s.

Ces courbes montrent que le signal émit a subit des transformations et des modifications causées par les composants de la ligne jusqu'à la destination.

La petite différence constatée en début de régénération est tout simplement représentative du retard de propagation et du temps de mise en action du laser.

II.2 Optimisation de la longueur de fibre :

Les expériences ont montrées qu'il est préférable de compenser la dispersion sur un intervalle de [-400,400 ps/nm] au lieu de [0,800 ps/nm], d'une autre façon on doit placer une fibre compensatrice (DCF) au début de propagation dans le but d'envoyer un signal ayant déjà une dispersion négative. Et donc la chaîne initiale sera convertie en une fibre DCF suivie d'une fibre de transmission et en fin une autre fibre DCF pour avoir une dispersion cumulée nulle.

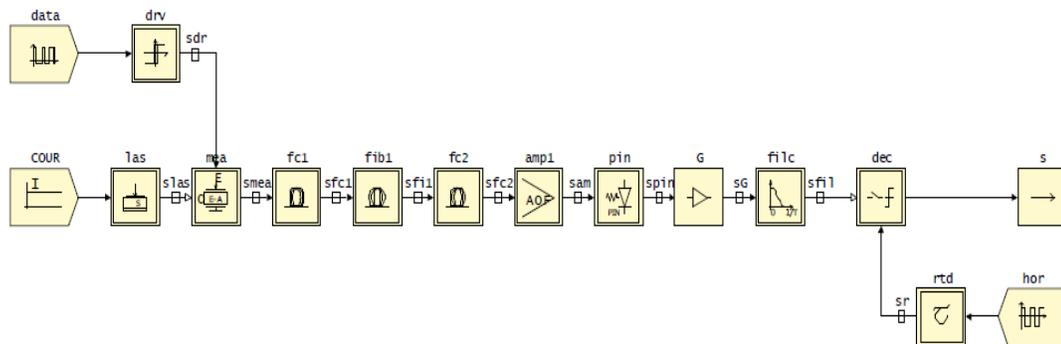


Figure IV.12: Schéma bloc de la nouvelle chaîne de référence 40 Gb/s.

Pour optimiser les longueurs de diverses fibres nous avons réalisé une succession de simulations en utilisant une fibre compensatrice de -90 ps/nm/Km. Les résultats sont résumés dans le tableau ci-dessous :

L_{c1} (Km)	0.16	0.66	1	1.16	2.16	3.16	4.16	5.16	6.16	7.16
$-D_{C1}$ (ps/nm)	14.4	59.4	90	104.4	194.4	284.4	374.4	464.4	554.4	644.4
L (Km)	75	75	75	75	75	75	75	75	75	75
L_{c2} (Km)	14	13.5	14.16	13	12	11	10	9	8	7
Facteur Q	7.58	7.58	7.60	7.61	7.58	7.50	7.42	7.28	7.35	7.42

Tableau IV.3: Facteur de qualité en sortie suivant les différentes longueurs des fibres.

A partir du tableau, nous avons pu atteindre une longueur optimale de 75 Km de fibre de transmission pour une première fibre compensatrice de 1.16 Km et une seconde de 13 Km, avec un facteur de qualité $Q=7.61$ et un taux d'erreur $TEB=0.136.10^{-13}$, sachant que cette même chaîne, en utilisant qu'une seule fibre compensatrice, donne un facteur $Q=7.44$.

Après une succession d'étirations nous avons pu réaliser une longueur maximale de 80 Km de fibre de transmission pour une première fibre compensatrice de 2 Km et une seconde de 13 Km, avec un facteur de qualité $Q=6.08$ et un taux d'erreur $TEB=0.611.10^{-9}$.

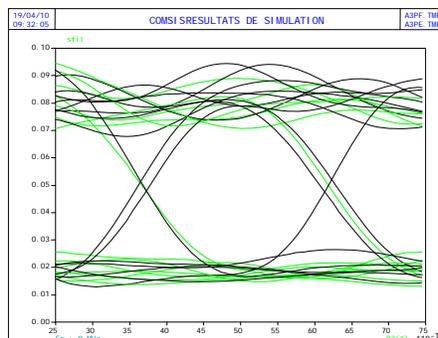


Figure IV.13: Diagramme de l'œil du signal de sortie.

III. Optimisation des effets des différents composants de la chaîne:

Chaque module introduit dans la liaison, a ses propres caractéristiques qui ont une influence directe sur la transmission des données. Mis à part la dispersion, l'atténuation et les effets non linéaires des fibres utilisées, nous citons l'impact de la bande passante pour certains composants tel que le modulateur MEA et la photodiode PIN.

III.1 Modulateur MEA :

III.1.1 Impact de la bande passante :

Le modulateur externe MEA est un composant dont l'utilisation est indispensable pour atteindre les hauts débits (au-delà de 5 Gb/s), donc son bon paramétrage aura une très grande importance. Les composants réels ont une bande passante limitée et par conséquent une fréquence de fonctionnement bien définie. Cependant, le modèle MEA de la bibliothèque COMSIS présente une bande passante infinie qui doit être optimisé et ajusté en insérant un filtre avant le modulateur MEA.

Les différentes études réalisées ont montrées que les limitations en bande passante du MEA proviennent de la partie électrique de ce dernier et non pas de l'effet électro-absorbant. C'est pourquoi notre action sera sur l'entrée électrique du MEA en insérant un filtre passe-bas en cosinus surélevé après le driver en limitant ainsi la bande passante.

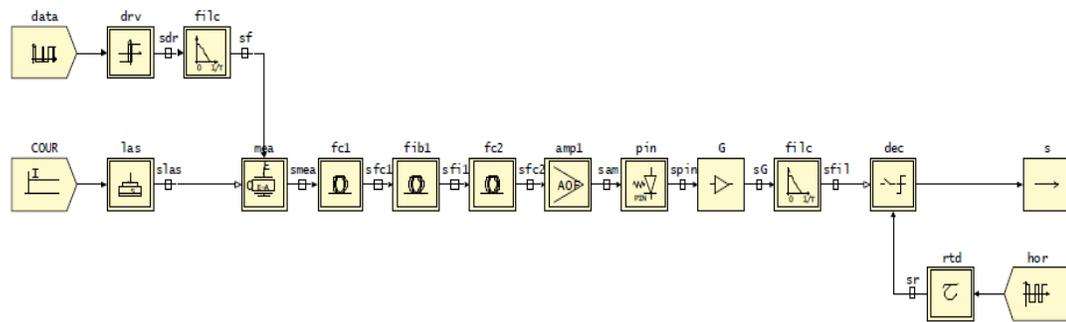


Figure IV.14: Schéma simulé prenant en compte la bande passante du modulateur.

Pour être en accord avec la réalité des matériaux et des technologies, notre comparaison sera faite pour trois fréquences de coupure différentes (infinie, 40 GHz (=débit) et 32 GHz (=0.8× débit) la norme SDH).

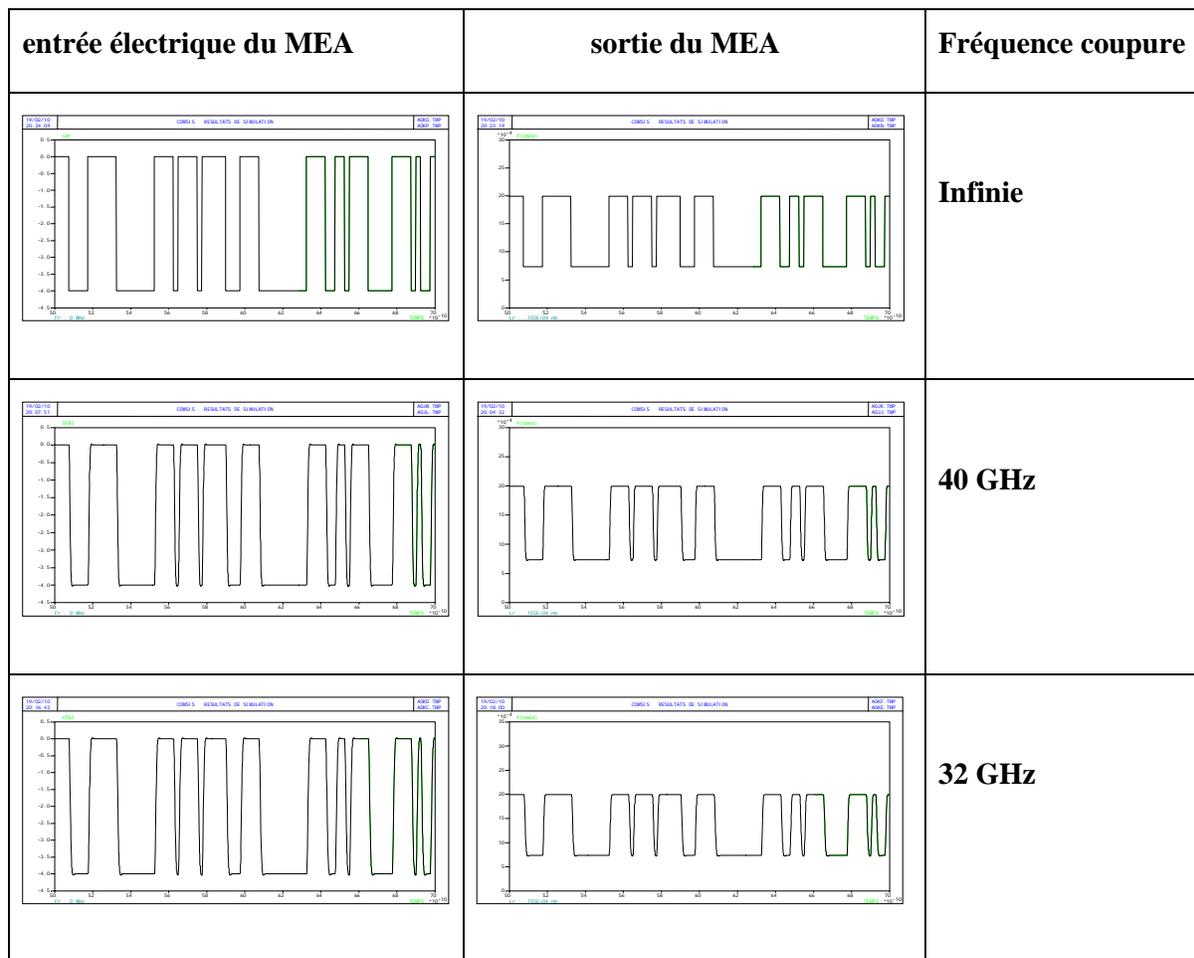


Figure IV.15: Allure du signal en entrée et en sortie du MEA.

Les tracés trouvés montrent bien l'effet de la bande passante sur le signal délivré par le modulateur MEA, et qui aura par conséquent une influence sur la qualité de transmission de la chaîne entière. Les résultats de simulation sont aussi présentés par les diagrammes d'œil suivants :

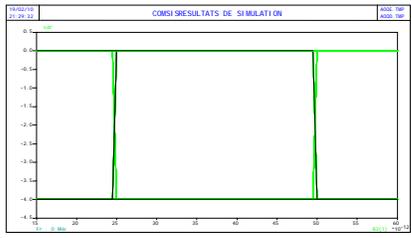
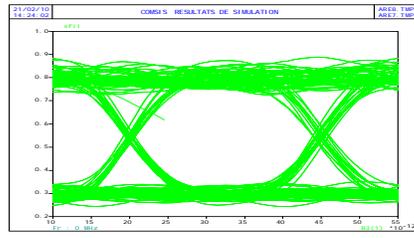
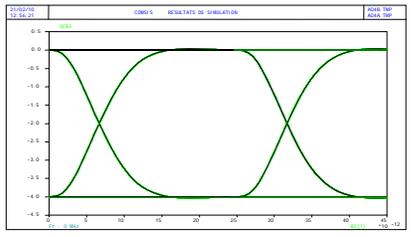
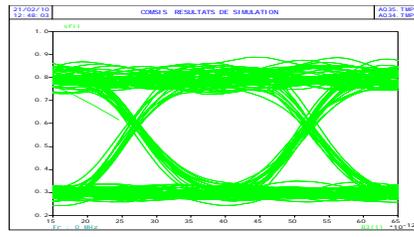
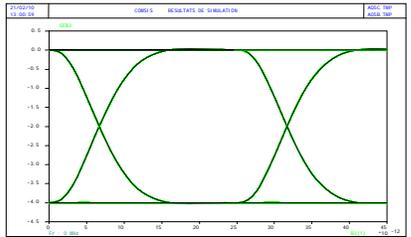
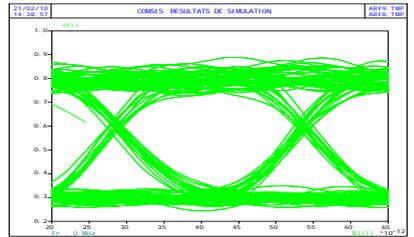
Entrée du MEA	Sortie de la liaison	Fréquence coupure
		<p>Infinie Q=10.9</p>
		<p>40 GHz Q=9.10</p>
		<p>32 GHz Q=8.68</p>

Figure IV.16: Diagramme de l'œil en entrée de MEA et en sortie de la chaîne.

Cette figure illustre bien l'impact de la bande passante sur les performances et la qualité de transmission, bien que le facteur de qualité pour les fréquences 32 GHz et 40 GHz ne présente pas un écart important comme celui entre la fréquence infinie et les deux autres.

III.1.2 Facteur d'Henry (facteur de couplage phase-amplitude):

En plus de la bande passante nous pouvons aussi étudier l'impact du facteur d'Henry (appelé aussi chirp). Ce paramètre est en relation directe avec la tension appliquée et la longueur d'onde utilisée. COMSIS modélise le MEA en leur associant une valeur de chirp

moyenne. Son impact se traduit par une déformation et un élargissement des impulsions transmises.

Les simulations de la chaîne de référence pour divers valeurs de chirp et longueurs de fibre ont donné les courbes de la figure (IV.18).

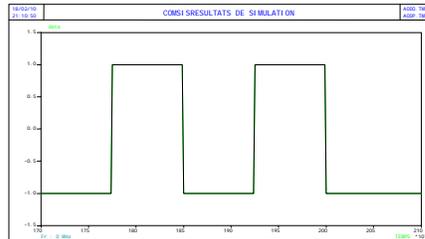


Figure IV.17: Impulsions d'entrée.

-1	-0.5	0	L (Km)
			10 Km
			15 Km

Figure IV.18: Allure des impulsions en sortie de MEA pour divers valeurs de facteur d'Henry.

Les tracés montrent bien l'élargissement introduit par le facteur d'Henry. Cet élargissement est d'autant plus grand que la valeur de ce facteur augmente et il est plus important si la longueur de transmission est plus longue.

La valeur optimale de ce facteur est -0.5 pour laquelle le MEA présente le moins de déformation et d'élargissement au même temps.

III.2 Photodiode PIN :

Une photodiode PIN présente à son tour un certain nombre de paramètres et caractéristiques qui attaquent directement le signal transmis. Or le modèle existant dans la bibliothèque COMSIS ne tient compte que de quelques uns (sensibilité et courant d'obscurité).

Dans ce qui suit nous allons essayer d'étudier l'impact de deux paramètres qui sont : la bande passante et le bruit thermique.

III.2.1 Impact de la bande passante :

Pour simuler son impact nous allons utiliser le même procédé que pour le MEA, c.à.d nous allons insérer comme précédemment un filtre entre la photodiode et l'amplificateur de gain électrique.

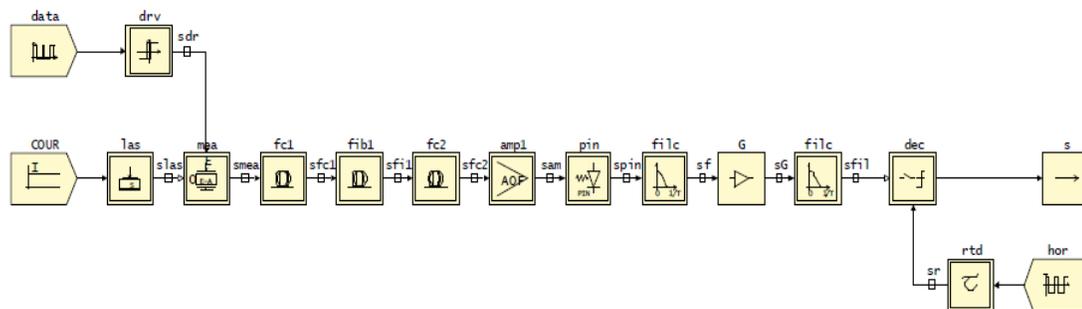


Figure IV.19: Schéma simulé prenant en compte la bande passante de la photodiode.

Notre simulation sera faite avec les mêmes valeurs de la fréquence de coupure pour rester dans les normes (infinie, 40 GHz (=débit) et 32 GHz (=0.8× débit) la norme SDH).

Sortie de la photodiode	Sortie de la liaison	Fréquence coupure
		<p>infini Q= 11.9</p>

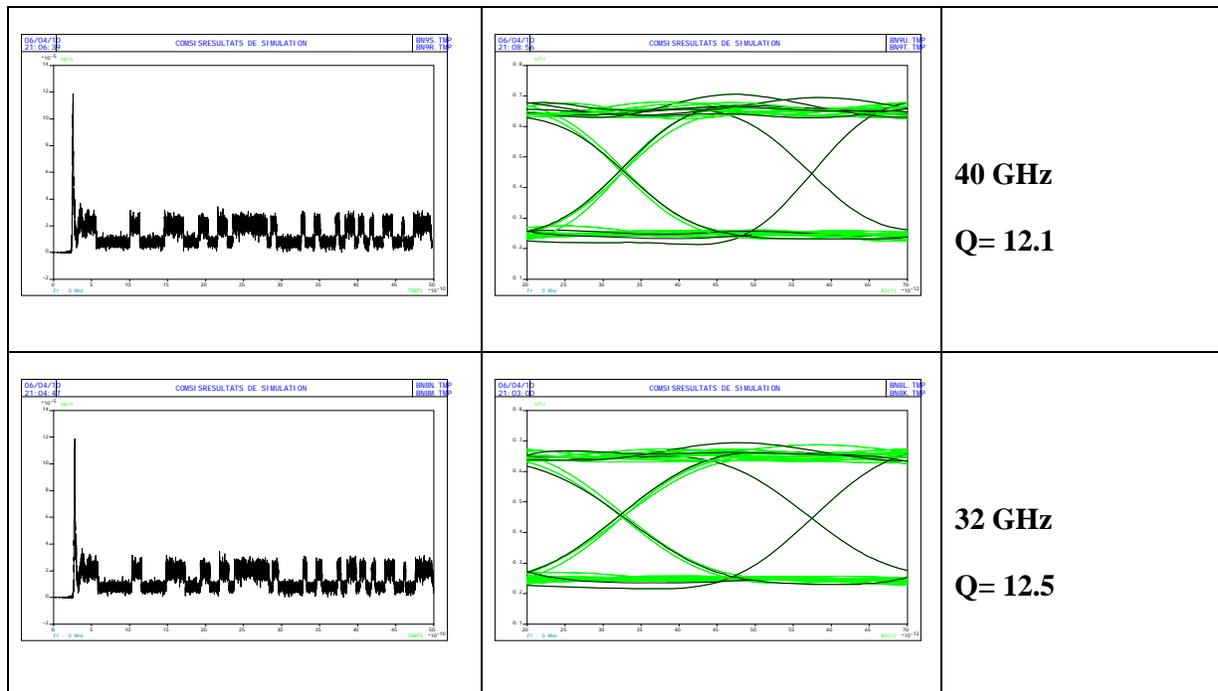


Figure IV.20: Allure du signal en sortie de la photodiode et diagramme de l'œil en sortie de la chaîne.

Cette fois-ci, en observant les courbes et le facteur de qualité nous pouvons conclure que la bande passante de la photodiode a une légère influence qui se traduit par une amélioration du signal, car ce point de filtrage permet d'éliminer le bruit superposé au signal lors de sa transmission le long de la chaîne, avant son amplification électrique.

III.2.2 Impact du bruit thermique :

Ce type de bruit est causé par les circuits de polarisation du photorécepteur, il peut déformer le signal utile et dégrader sa qualité.

Le bruit thermique n'est pas pris en considération par le module de la photodiode PIN de la bibliothèque COMSIS. Il est additionné au bruit émis par cette dernière. Son modèle représentatif dans cette bibliothèque est un opérateur nommé bruit-courant.

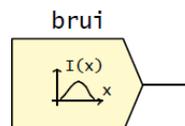


Figure IV.21: Modèle de simulation du courant de bruit.

Pour ajouter un tel bruit l'opérateur bruit-courant sera inséré après la photodiode PIN.

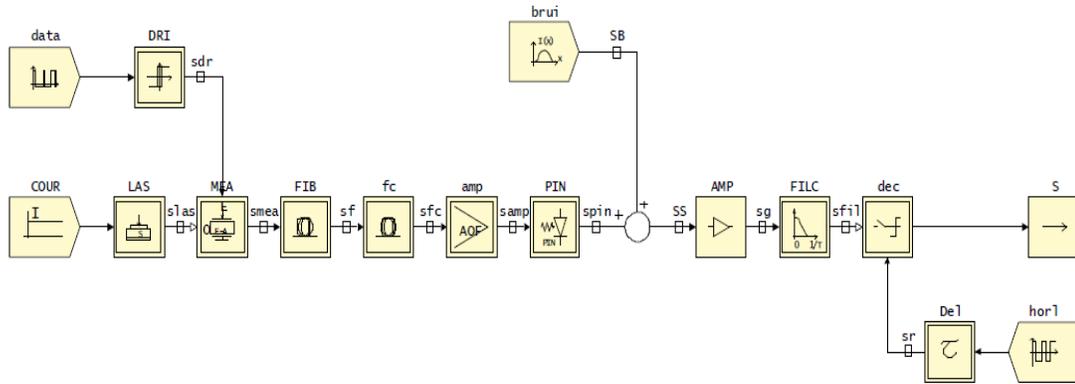


Figure IV.22: Schéma simulé prenant en compte le bruit thermique de la photodiode.

Ce bruit, inévitable, est dû au fonctionnement et à l'alimentation du photorécepteur et non pas au signal optique. Et comme il est en relation proportionnelle avec la puissance du signal optique reçu la solution sera d'amplifier le signal optique à l'entrée de la PIN.

Pour cela nous utilisons l'amplificateur idéal de la bibliothèque COMSIS appelé atténuateur-optique avant la photodiode. Ce composant permet d'amplifier ou d'atténuer le signal sans le perturber tout en conservant la même qualité de transmission et le même rapport signal sur bruit.

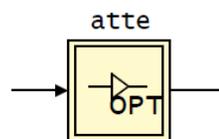


Figure IV.23: modèle de simulation d'atténuateur optique idéal (amplificateur).

Vue la relation entre le bruit thermique et la puissance injectée à l'entrée de la photodiode plusieurs simulations ont été réalisées en variant ces puissances à l'aide de l'atténuateur optique et pour d'une part une photodiode avec bruit thermique et d'autre part sans bruit thermique. Les résultats sont rapportés dans le tableau suivant :

Atténuation optique (dB)	Puissance moyenne reçue (dBm)	Facteur de qualité d'une liaison sans bruit thermique	Facteur de qualité d'une liaison avec bruit thermique
0	-17.64	10.3	1.46
-2	-15.64	11.9	1.65
-4	-13.64	13.5	2.02
-6	-11.64	14.9	2.29
-8	-9.64	15.9	3.71
-10	-7.64	16.7	5.8
-12	-5.64	17.2	8.6
-14	-3.64	17.6	11.8
-16	-1.64	17.8	14.5
-18	+0.36	17.9	16.3
-20	+2.36	18	17.2

Tableau IV.4: Facteur de qualité d'une liaison simulée avec ou sans bruit thermique, en fonction de la puissance reçue par la photodiode.

L'impact de bruit thermique sera également donné par les courbes de facteur de qualité et du taux d'erreur en fonction de la puissance à l'entrée du photorécepteur. Ces tracés sont une interprétation du tableau précédent.

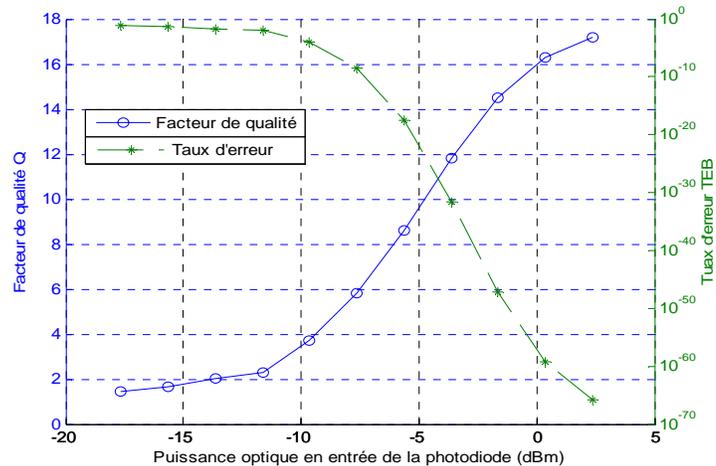


Figure IV.24: Facteur de qualité et taux d'erreur en fonction de la puissance d'entrée de la photodiode en absence de bruit thermique.

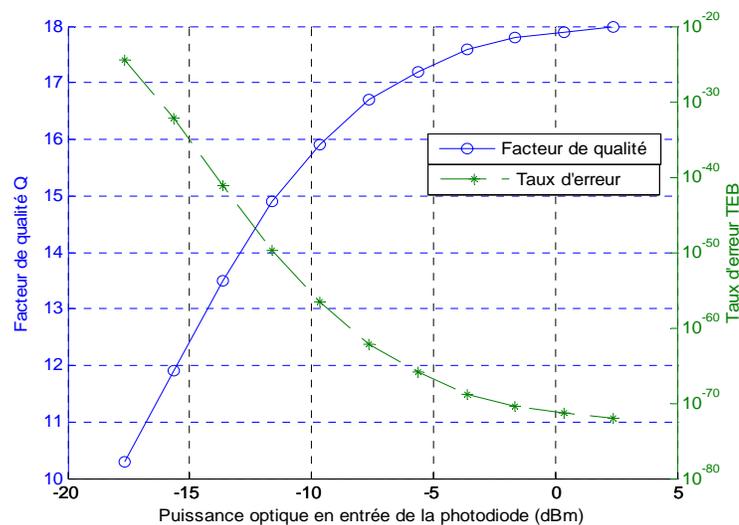


Figure IV.25: Facteur de qualité et taux d'erreur en fonction de la puissance d'entrée de la photodiode en présence de bruit thermique.

Les tracés montrent que ce bruit a un impact proportionnel à la puissance injectée à l'entrée de la photodiode. Si cette puissance est petite, le bruit l'emporte sur le signal utile en dégradant ainsi la qualité de transmission. Donc seule une forte puissance peut l'éliminer ou le rendre négligeable en assurant une bonne transmission du signal.

La simulation a donné les résultats suivants :

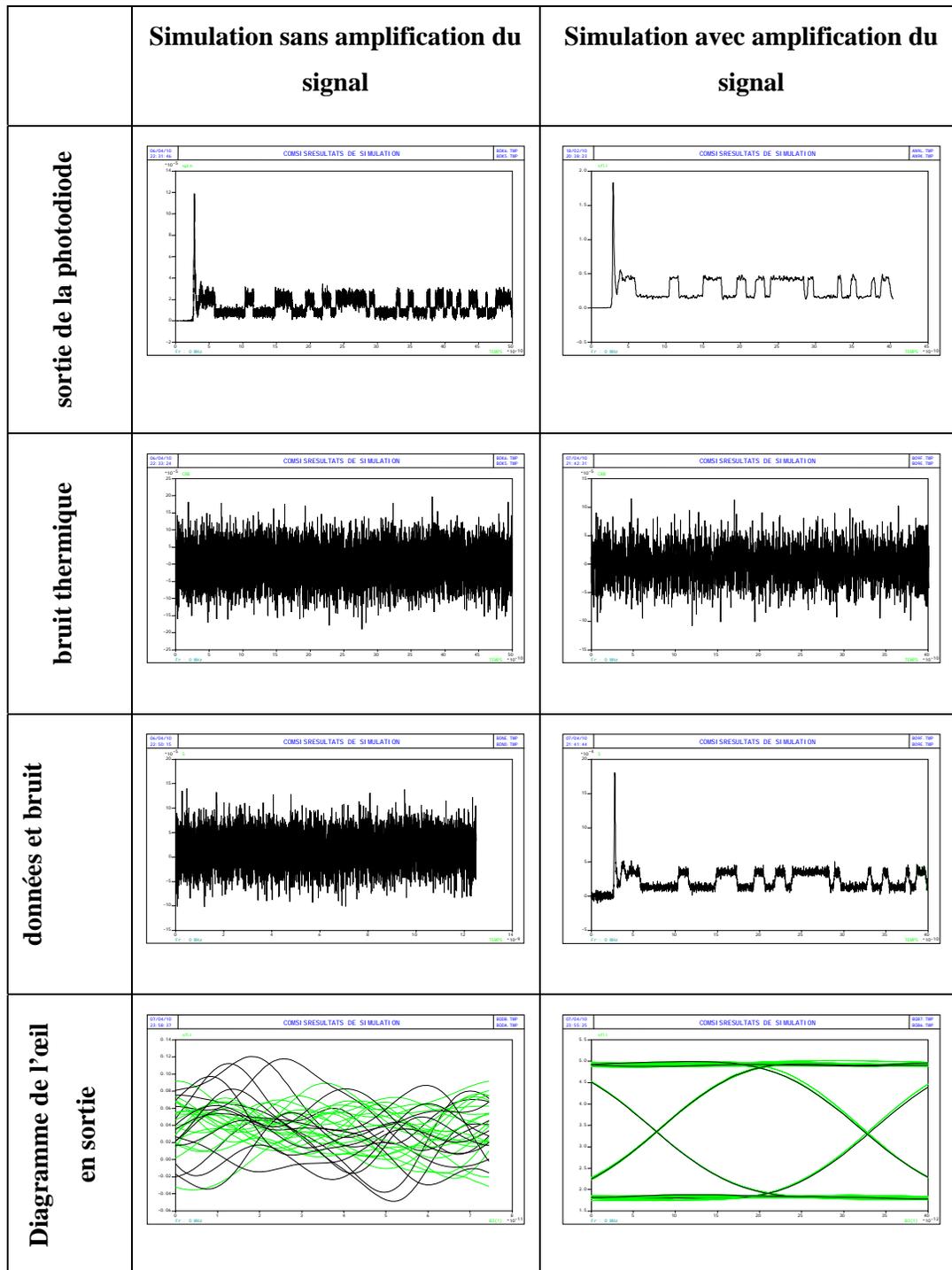


Figure IV.26: effet du bruit thermique sur le signal transmis.

La superposition du bruit au signal utile dans la première simulation crée une grande déformation de ce dernier impliquant ainsi une impossibilité de détection puisque le signal est complètement noyé dans le bruit, avec un ordre de grandeur plus petit que celui-ci. Il est donc

évident que la transmission ne peut se faire correctement et nécessite une augmentation de la valeur du courant émis par la photodiode dont le but de surmonter le bruit.

Par contre, l'apport de l'amplification dans la deuxième simulation améliore significativement l'amplitude du signal qui n'est plus noyé dans le bruit. Et par conséquent une augmentation des performances de la liaison, chose qui est bien vérifiée par le facteur de qualité qui passe de 1.56 à 17.2 en introduisant l'amplificateur (atténuateur) idéal avec un facteur d'atténuation de -20 dB.

D'une manière générale l'élimination du bruit thermique nécessite une forte puissance optique à l'entrée du photorécepteur ou d'une autre façon un préamplificateur avant la photodiode.

IV. Simulation de la chaîne de référence optimisée :

La chaîne finale est simulée en introduisant toutes les optimisations effectuées auparavant. Cette nouvelle liaison est représentée par la figure (IV.27).

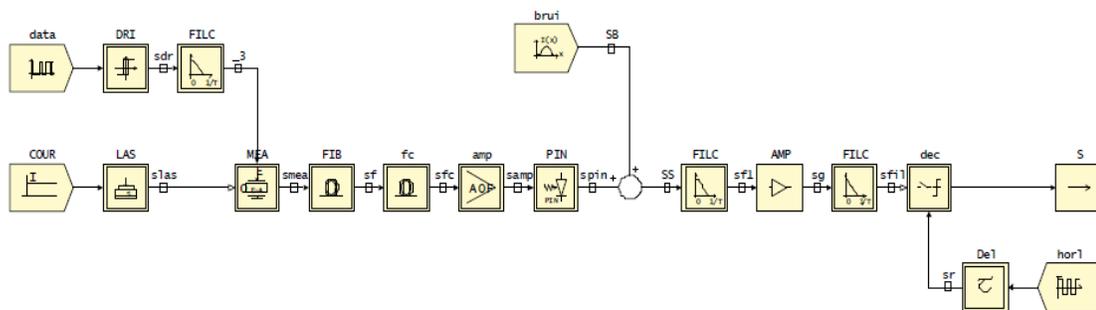


Figure IV.27: Schéma bloc de la chaîne optimisée.

La simulation de la chaîne optimisée, toujours, pour une longueur optimale de 75 Km a donné un facteur de qualité de 7.44 ($TEB = 0.502 \cdot 10^{-13}$) qui est inférieur à celui trouvé précédemment pour la chaîne normale ($Q=7.61$). car les optimisations effectuées ont mis en évidence certains paramètres qui limitent la transmission et qui sont la bande passante du MEA et le bruit thermique de la photodiode.

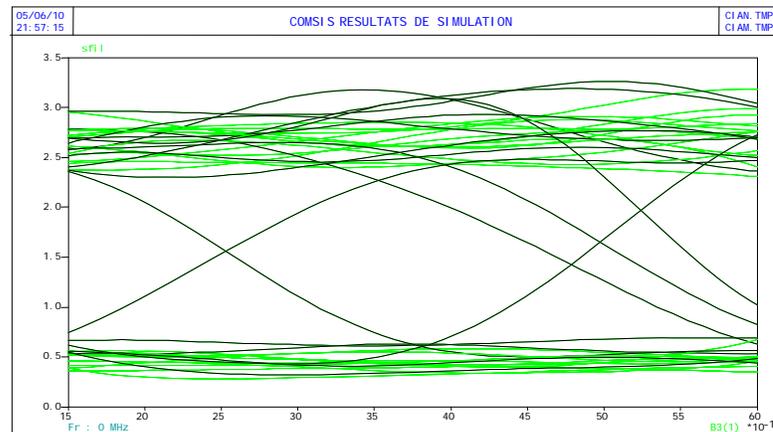
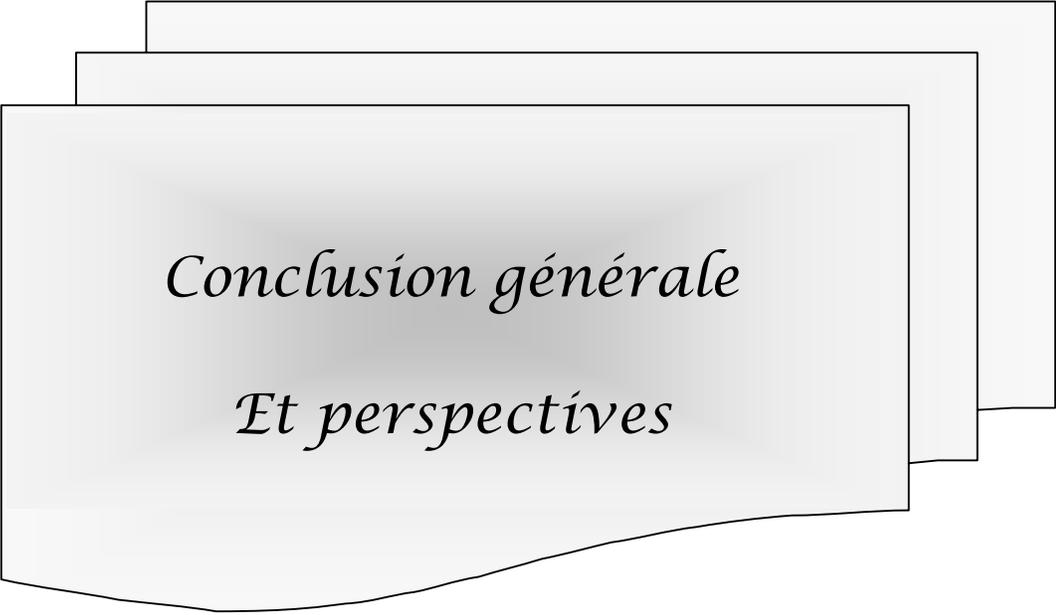


Figure IV.30: Diagramme de l'œil en sortie de la chaîne de deux spans.

Conclusion :

La conception et l'optimisation de nouveaux systèmes de transmission optique, toujours plus performants, est un problème de plus en plus complexe, tant le nombre de paramètres influents sur les performances d'une liaison est important.

Le but de ce chapitre était d'optimiser la chaîne de transmission 40 Gb/s sur fibre optique en utilisant le logiciel COMSIS qui permet de simplifier la conception et réduire le temps de simulation. Notre action était portée sur les longueurs et débits de transmission ainsi que d'autres paramètres tels que la bande passante pour aboutir finalement à des résultats permettant de valider les choix des techniques et des composants utilisés pour développer notre liaison à 40 Gb/s sur fibre optique.



Conclusion générale

Et perspectives

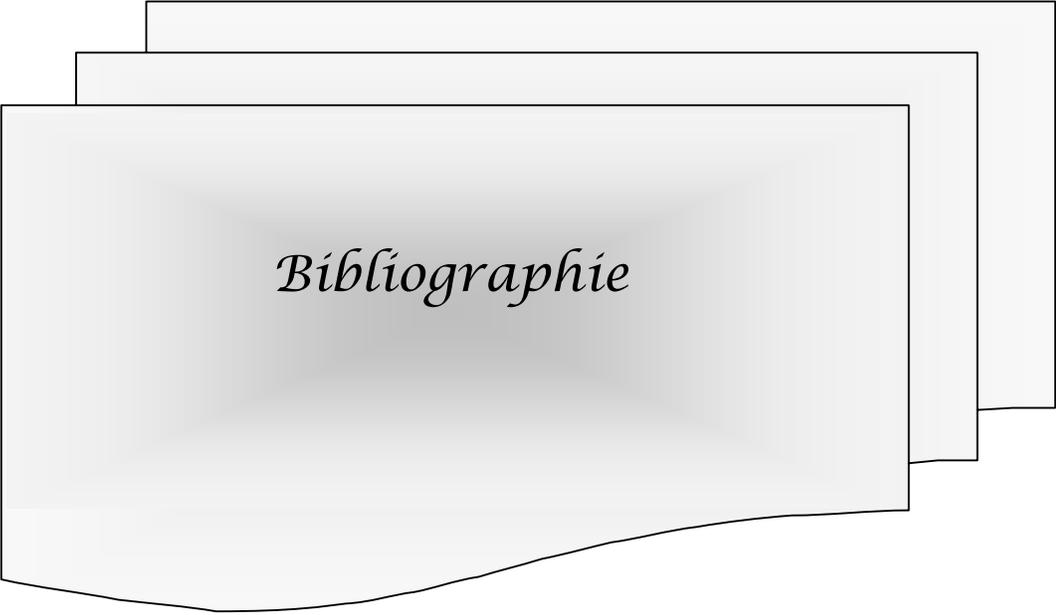
Conclusion générale et perspectives:

Notre objectif dans ce travail est d'optimiser une chaîne de transmission 40 Gb/s en agissant sur les différents paramètres et caractéristiques des composants constitutifs de cette liaison. C'est pourquoi il nous a paru important de commencer ce mémoire par une description approfondie des différents modules de la chaîne, ainsi que les diverses limitations rencontrées au cours de la propagation du signal. Cette description nous permet de maîtriser le concept théorique d'un tel système et simplifier sa conception qui devient de plus en plus complexe avec l'apparition de nouveaux composants et donc de nouveaux paramètres influant sur les performances de transmission.

Nous nous sommes intéressés en particulier à l'étude de l'atténuation et de la dispersion chromatique dans les fibres optiques standard par la simulation système à l'aide du logiciel COMSIS qui permet des gains de temps et d'argent en évitant les expérimentations itératives sur des démonstrateurs de systèmes. Le procédé employé consiste à modifier les longueurs de la fibre et les paramètres des composants nécessaires à la simulation système, tout en essayant de maintenir les performances globales de la liaison.

L'augmentation du débit ou de la longueur de fibre de transmission ont fait de la dispersion chromatique et de l'atténuation des problèmes majeurs. De ce fait plusieurs techniques, optiques et électroniques, ont vu le jour ces dernières années pour résoudre ces problèmes. Étant donné que les solutions électroniques sont généralement plus fiables, mais également complexes à mettre en œuvre et chers par rapport aux solutions optiques. En choisissant une fibre optique de compensation et un amplificateur EDFA nous avons pu diminuer ces effets, mais restent des choix arbitraires limités par la forte atténuation de la fibre compensatrice par rapport à la fibre de transmission et le fort bruit de l'amplificateur EDFA.

Comme perspectives nous pouvons dire que la nouvelle tendance des opérateurs et équipementiers est aujourd'hui à passer à un débit de 160 Gbit/s par canal de longueur d'onde obtenu par multiplexage temporel dans le domaine optique (OTDM) : les différents signaux sont multiplexés et démultiplexés dans le temps en utilisant des technologies optiques à très grande vitesse. Ces systèmes peuvent être construits à partir de débits soit à 10 Gbit/s soit à 40 Gbit/s par canal OTDM. L'autre tendance est d'utiliser les amplificateurs Raman qui sont en pleine révolution grâce à leur large bande passante par rapport à celle des EDFA.



Bibliographie

Bibliographie

[1]: Stéphane Dellier « Contributions à la conception des circuits micro-ondes » Thèse de doctorat Université de LIMOGES 2005.

[2] : Jean- Louis Verneuil « Simulation de systèmes de télécommunications par fibre optique à 40 Gbit/s » Université de LIMOGES 2003.

[3] : Mathieu Lefrançois « Etude de technologies avancées pour l'optimisation des systèmes de transmission optique multiplexés en longueur d'onde au débit de 40 Gbit/s » Thèse de doctorat. Université Paris-Sud.2007.

[4] : Younes Zouine « Contribution par la simulation système à l'étude des contraintes des composants optoélectroniques sur la transmission optique utilisant technique CDMA » Thèse de doctorat Université de LIMOGES 2005.

[5] : Nassima Boudrioua « Etude et optimisation d'une chaîne de transmission numérique sur fibre optique : vers une compensation électronique de la PMD » Thèse de doctorat Université Paul Verlaine – Metz 2007.

[6] : Frédéric Gérome « Conception et caractérisation de fibres compensatrices de dispersion chromatique pour application aux liaisons optiques WDM » Thèse de doctorat. Université de LIMOGES 2005.

[7] : Julien Maury « Etude et caractérisation d'une fibre optique amplificatrice et compensatrice de dispersion chromatique » Université de LIMOGES 2003.

[8] : Gianandrea Quadri « Contribution à l'étude de liaisons optiques analogiques pour la distribution de signaux de référence en gamme RF et Micro-ondes » Doctorat de l'Université Paul Sabatier de Toulouse 2004.

[9] : Cédric Chluda « Bruit basse et moyenne fréquence des amplificateurs optiques distribués à effet Raman » Thèse de doctorat Université Montpellier II 2006.

[10] : David Massoubre « Composant passif à absorbants saturables sur InP pour la régénération tout-optique à très hauts-débits » Thèse de doctorat. Université Paris XI, UFR scientifique d'Orsay 2006.

[11] : Elodie Le Cren « Etude de composants absorbants saturables à semi-conducteurs à multi-puits quantiques dopés au fer pour la régénération de signaux optiques à très hauts débit d'information » Thèse de doctorat Université de Rennes I 2004.

- [12] : Gwenaëlle Girault «Contribution à l'étude de portes optiques à base d'amplificateurs optiques à semi-conducteurs pour le traitement tout-optique de signaux de télécommunication à très hauts débits» Thèse de doctorat. Université de Rennes I 2007.
- [13] : E. Cassan « Une introduction aux télécommunications optiques par la simulation de systèmes simples ». IEF, Université Paris-Sud Orsay 2003.
- [14] : A.MUSSOT « Application paramétrique dans les fibres optiques pour les télécommunications à haut débit » Thèse, Université des Sciences et Technologies, Villeneuve d'Ascq 2004.
- [15] : Eric Cassan « Etude expérimentale d'une liaison par fibre optique ». Université Paris-Sud Orsay.
- [16] : G.Hincelin « Laser et diode laser. Première partie : les bases »
- [17] : Irène et Michel Joindot « Les télécommunications par fibres optiques » 1996 DUNOD et CENT-ENST, Paris.
- [18] : Pierre Lecoy « Télécoms sur fibres optiques, 3^e edition » 2008 Lavoisier.
- [19]: Alexis Méndez, T. F. Morse « Specialty Optical Fibers Handbook » 2007, Elsevier Inc.
- [20]: Govind P. Agrawal « Fiber-Optic Communications Systems, Third Edition » 2002 John Wiley & Sons, Inc.
- [21] : David Pureur, Eric Delevaque, Alain Mugnier « La compensation de dispersion chromatique pour les systèmes de transmission haut débit » Highwave Optical Technologies. France.
- [22] : A.Boyoguéno Bendé, M. A. Duguay, P. Fortier «Étude sur l'amplification en ligne des systèmes de communication optique » Université Laval, Ste-Foy (Québec) Canada.
- [23]: S. Benameur, M. Kandouci and O. Boumediène « An optical WDM Link simulation at 4*10 Gbits/S with the COMSIS software » Research India Publications. ISSN 0973-6972 Volume 1, Number 1-3 (2008), pp. 1–6.
- [24]: G.Charlet, E.Corbel, J.Lazaro, A.Klekamp, R.Dischler, P.Tran, W.Iidler, H.Mardoyan, A. Konczykowska, F. Jorge, S. Bigo « WDM Transmission at 6Tbit/s capacity over transatlantic distance, using 42.7Gb/s Differential Phase-Shift Keying without pulse carver » PostDeadline, Optical Fiber Communication, Los Angeles, Californie 2004.

[25]: 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 1999.

[26]: S. Ramachandran, B. Mikkelsen, L.C. Cowsar, M.F. Yan «All-fiber, grating-based, higher-order-mode dispersion compensator for broadband compensation and 1000 km transmission at 40-Gb/s» in Proc. ECOC 2000, Paper PD2.5.

[27]: D. Moss, L. Lunardi, M. Lamont, G. Randall, P. Colbourne « Tunable dispersion compensation at 10Gb/s and 40Gb/s using multicavity all-pass etalons »in Proc. OFC 2003, Paper TuD1

[28]: Christine Le Brun, Eric Guillard, and Jacques Citerne «Communication systems interactive software COMSIS: modeling of components and its application to the simulation of optical communication systems». APPLIED OPTICS .10 September 1998. Vol. 37, No. 26.

[29]: Ivan P. Kaminow, Tingye Li, Alan E. Willner «Optical Fiber Telecommunications V B: Systems and Networks» 2008, Elsevier Inc

[30]: T. Pfau, S. Hoffmann, O. Adamczyk, R. Peveling, V. Herath, M. Porrmann, and R. Noe', «Coherent optical communication: Towards real-time systems at 40 Gbit/s and beyond», Opt. Express, vol. 16, pp. 866–872, 2008.

[31]: S. J. Savory, G. Gavioli, R. I. Killey, and P. Bayvel, «Electronic compensation of chromatic dispersion using a digital coherent receiver» Opt. Express, vol. 15, pp. 2120–2126, 2007

[32]: G. Charlet, J. Renaudier, M. Salsi, H. Mardoyan, P. Tran, and S. Bigo, «Efficient mitigation of fiber impairments in an ultra-long haul transmission of 40 Gbit/s polarization-multiplexed data by digital signal processing in a coherent receiver» in Proc. OFC Conf., Mar. 2007.

[33]: G. Charlet, N. Maaref, J. Renaudier, H. Mardoyan, P. Tran, and S. Bigo, «Transmission of 40 Gb/s QPSK with coherent detection over ultra-long distance improved by nonlinearity mitigation» in Proc. Eur. Conf. Opt. Commun., Cannes, France, 2006.

[34]: J. McNicol, M. O'Sullivan, K. Roberts, A. Comeau, D. McGhan, and L. Strawczynski, «Electrical domain compensation of optical dispersion [optical fibre communication applications] » in Proc. Opt. Fiber Commun. Conf. Tech. Dig. OFC/ NFOEC, 2005, OThJ3.

- [35]: J. Renaudier, G. Charlet, M. Salsi, O.B. Pardo, H. Mardoyan, P. Tran, S. Bigo, «Linear Fiber Impairments Mitigation of 40-Gbit/s Polarization-Multiplexed QPSK by Digital Processing in a Coherent Receiver» *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 26, Issue 1, Jan. 1, 2008 pp.
- [36]: C. Weber and K. Petermann «Impact of fibre nonlinearities in electronic dispersion compensation systems at 40 Gb/s» in *Proc. European Conference on Optical Communication (ECOC 2008)*, Brussels, Belgium, 2008, paper P.4.10.
- [37]: Christian Weber, Christian-Alexander Bunge, Marcus Winter, Klaus Petermann «Fibre Nonlinearities in 10 and 40 Gb/s Electronically Dispersion Precompensated WDM Transmission» *IEEE*: July 2009
- [38]: Ezra M. Ip and Joseph M. Kahn «Fiber Impairment Compensation Using Coherent Detection and Digital Signal Processing» *IEEE* .July 24, 2009
- [39]: E. Ip, A. P. T. Lau, D. J. F. Barros, and J. M. Kahn «Coherent detection in optical fiber systems» *Opt. Exp.*, vol. 16, no. 2, pp. 753–791, Jan. 2008.
- [40]: R.-J. Essiambre, G. J. Foschini, P. J. Winzer, G. Kramer, and E. C. Burrows «The capacity of fiber-optic communication systems» presented at the *Opt. Fiber Commun. Conf.*, San Diego, CA, 2008, paper OTuE1.
- [41]: G. P. Agrawal «*Fiber-Optic Communication Systems*, 3rd ed» New York: Wiley, 2002
- [42]: G. P. Agrawal «*Nonlinear Fiber Optics*, 3rd ed» San Diego, CA: Academic, 2001.
- [43]: J. Leuthold, G. Raybon, Y. Su, R. Essiambre, S. Cabot, J. Jaques and M. Kauer «40 Gbit/s transmission and cascaded all-optical wavelength conversion over 1000 000 km» *Electronics letters* August, 2002 Vol. 38 No. 16.
- [44]: OTANI. T, al «40 Gb/s optical 3R regenerator using electro-absorption modulators for optical networks» *J. Lightwave Technol.*, 2002, 20, (2), pp. 195–200.

Résumé :

Le haut débit, la grande distance de propagation et la bonne qualité de transmission combinés à un coût réduit sont des critères de plus en plus demandés pour la réalisation d'un système de télécommunications. Un compromis entre ces divers critères ne peut se faire que si un système de transmission optique est mis en jeu avec ses propres composants dont les caractéristiques sont bien spécifiées.

Notre travail consiste à trouver ce compromis en choisissant les composants convenables pour la conception d'une chaîne de transmission à 40 Gb/s après avoir effectué une étude bien détaillée des modèles utilisables.

La liaison conçue présente comme toute chaîne de télécommunication des inconvénients qui influencent la propagation du signal le long de la fibre. Ce sont les effets linéaires et non linéaires qui doivent être éliminés ou plus au moins limités en introduisant des techniques spéciales telles que la compensation de dispersion et l'amplification.

La partie simulation de ce mémoire fait appel au logiciel COMSIS qui nous donne la possibilité de concevoir des chaînes comparables à ceux existantes dans la réalité, avec visualisation des performances à l'aide du facteur de qualité et du taux d'erreur binaire.

Mots clés : fibre optique, diode laser, photodétecteur, amplificateurs, simulation système, 40 Gb/s, COMSIS, diagramme de l'œil, facteur Q, taux d'erreur binaire.